

❖ RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ❖
ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



Université Aboubakr Bel kaïd– Tlemcen –
Faculté de Technologie
Département de Génie Électrique et Électronique

MÉMOIRE

Présenté pour l'obtention de

DIPLÔME de MASTER

Spécialité : Commande des machines

par

LAHCENE BELLAHCENE

MOHAMED DJAOUANI

Sujet

*Commande vectorielle en vitesse du moteur
synchrone à aimants permanents dotée
d'un observateur MRAS*

Soutenu publiquement le 04/07/2017, devant les jury :

Président :	Mr BRAHIM CHERKI	Professeur	U.A.B-Tlemcen
Encadreur :	Mr AHMED BELBACHIR	MAA	U.A.B-Tlemcen
Examineurs :	Mr ABDELKADER MECHERNENE	MCB	U.A.B-Tlemcen
	Mr MOURAD LOUCIF	MAB	U.A.B-Tlemcen

Université de technologie, Chatouane , Tlemcen, Algérie. Année 2016/2017

Remerciements

A l'issue de ce travail, nous adressons nos remerciements premièrement à Dieu le tout puissant pour la volonté, le courage, la patience et la force qu'il nous a donné durant toute la période d'étude.

Nous tient à exprimons nos profonde reconnaissance à Monsieur Ahmed Belbachir Maitre assistant à l'Université de Tlemcen, pour nous avoir fait l'honneur d'être Encadré ce mémoire et pour la confiance qu'ils nous ont témoignée. Leurs expériences de recherche, leurs encouragements nous ont été très précieux. De plus, nous considérons que leurs conseils constructifs et précis restent d'un apport inestimable.

Nos était profondément honoré que président Monsieur Brahim Cherki professeur de à l'Université de Tlemcen, d'être accepté d'examiner ce travail et de présider ces jury.

Que Monsieur Abdelkader Mechernene, Maitre de conférence à l'Université de Tlemcen, et Monsieur Mourad Loucif, Maitre assistant à l'Université de Tlemcen trouvez ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'il ont voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

Nous remercions tous les membres de nos familles, particulièrement, nos mères et nos pères pour son soutien continuel. À nos beau-pères et de nos belles-mères.

Finalement, que tous nos enseignants et collègues à l'Université de Tlemcen, et tous ceux qui ont collaboré de près ou de loin à la réussite de ce travail, en particulier Messieurs Djalti Youcef, les Doctorants Dris younes, Mouad Kahouadji ,et n'oublier pas Mme Tahraoui Souad, et tout les Enseignant à l'Université de Tlemcen, trouvent ici nos remerciements les plus sincères.

Dédicaces

A la mémoire de mes grands-parents Je dédie ce travail : A mes parents, pour tous leurs sacrifices, leurs encouragements et que ce travail soit pour eux ;

A mes frères Mostapha et Housseynes ;

Et tous ma famille ;

Comme je le dédie à tout mes amis chacun par son nom,

à tout bon gens que j'ai connu à Tlemcen.

A mon collègue Mohamed Djaouani pour m'avoir participé ce travail.

Lahcene Bellahcene

Tlemcen, 03 juin 2017

Dédicaces

A la mémoire de mes grands-parents Je dédie ce travail : A l'esprit pur de ma mère, à mon père, pour tous leurs sacrifices, leurs encouragements et que ce travail soit pour eux ;

A mes frères et mes soeurs ;

A Zahia, Malek et Abd El Wadoud ;

A tous ma famille ;

Comme je le dédié à tout mes amis chacun par son nom,

à tout bon gens que j'ai connu .

A mon collègue Bellahcene Lahcene pour m'avoir participé ce travail.

Djaouani Mohamed

Tlemcen, 03 juin 2017

Table des matières

Remerciement	ii
Dédicaces	iii
Dédicaces	iv
Table des matières	vii
Table des figures	xi
Notations et Abréviations	xi
Introduction Générale	1
1 MODÉLISATION DE L’ACTIONNEUR SYNCHRONE	3
1.1 Introduction	3
1.2 Présentation de la MSAP	4
1.2.1 Stator	4
1.2.2 Rotor	4
1.3 Considérations générales à propos des aimants permanents	6
1.3.1 Caractéristique et représentation	6
1.4 Autopilotage de la MSAP	8
1.5 Analyse du fonctionnement de la MSAP	9
1.6 Avantages du moteur synchrone à aimant permanent	9
1.7 Inconvénients du moteur synchrone à aimant permanent	10
1.8 Domaines d’application du moteur synchrone à aimant permanent	10
1.9 Hypothèses simplificatrices	10
1.10 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	11
1.10.1 Mise en équations de la MSAP en triphasé	11
1.10.2 Mise en équation de la MSAP en diphasé	13
1.10.3 Principe de la transformation de Park	14
1.10.4 Principe de la transformation de Clarke	16
1.11 Passage du repère $(\alpha\beta)$ au repère (dq)	17

TABLE DES MATIÈRES

1.12	Modélisation de la MSAP dans le repère de Park	17
1.12.1	Les équations électriques	17
1.12.2	Les équations mécaniques	17
1.12.3	L'équation électromagnétique	18
1.12.4	Mise sous forme d'équation	18
1.13	MODÉLISATION DE L'ONDULEUR	19
1.13.1	Convertisseur statique continu-alternatif	19
1.13.2	Association MSAP-onduleur de tension	19
1.13.3	Différents types de commande des interrupteurs	20
1.14	Modulation de largeur d'impulsions (MLI)	21
1.14.1	Principe de la commande par (MLI sinus-triangle)	21
1.14.2	Modélisation du convertisseur statique continu alternatif et de sa commande	23
1.15	Résultats de simulation de la MSAP en charge et avec onduleur	25
1.15.1	Interprétation des résultats	26
1.16	Conclusion	28
2	COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP	29
2.1	Introduction	29
2.2	Commande vectorielle	29
2.2.1	Principe	29
2.3	Description du système global	30
2.4	Découplage	32
2.5	Détermination des régulateurs	34
2.5.1	Régulation du courant i_d	34
2.5.2	Régulation du courant i_q	36
2.5.3	Régulation de la vitesse	36
2.6	Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	38
2.6.1	Interprétation des résultats	40
2.6.2	Test de robustesse	40
2.6.3	Interprétation des résultats du test de robustesse	49
2.7	Conclusion	50
3	COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE DU MSAP	51
3.1	Introducion	51
3.2	Observabilité	52
3.2.1	Introduction	52
3.2.2	Limitations et défis	53
3.2.3	Classification des observateurs	54
3.3	Structure et principe d'un observateur	55
3.4	Observation de la MSAP	56
3.4.1	Observabilité du MSAP	56
3.4.2	Observabilité sans mesure de la vitesse et de la position	58

TABLE DES MATIÈRES

3.4.3	Les différents observateurs utilisés	63
3.5	Estimation de la vitesse et de la position par la technique MRAS	66
3.5.1	Principe de la technique MRAS	66
3.5.2	Equations de la technique MRAS	67
3.5.3	Stabilité de la technique MRAS	70
3.6	Résultats de simulation	72
3.7	Conclusion	86
	Conclusion générale	87
	Bibliographie	89
	Annexe	92
	Résumé	106
	Abstract	106

TABLE DES MATIÈRES

Table des figures

1.1	Différents structures des rotors des MSAP	5
1.2	Représentation de l'aimant permanent	7
1.3	relevé expérimental de l'allure du cycle d'hystérésis d'un matériau ferromagnétique doux.	7
1.4	Schéma de principe d'autopilotage de MSAP.	8
1.5	Caractéristique du couple-angle électrique.	9
1.6	Représentation de la machine synchrone dans le repère fixe	11
1.7	MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park).	14
1.8	Schéma équivalent de la MSAP dans le repère $(d - q)$	14
1.9	Schéma bloc de la machine synchrone à aimant permanent.	18
1.10	Schéma d'un onduleur de tension associer au MSAP	20
1.11	Principe de la commande MLI-ST	22
1.12	Schéma équivalent de l'onduleur à MLI	23
1.13	Vitesse w_r avec onduleur	25
1.14	Courant i_q avec onduleur	25
1.15	Courant i_d avec onduleur	26
1.16	Couple électromagnétique C_{em} avec onduleur	26
2.1	Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'.	30
2.2	Modèle de MSAP commandé à flux orienté à i_d nul.	32
2.3	Schéma bloc de compensation.	33
2.4	Principe de découplage par compensation.	34
2.5	Boucle de régulation du courant i_d	35
2.6	Boucle de régulation du courant i_q	36
2.7	Boucle de régulation du la vitesse	37
2.8	Vitesse	38
2.9	Couple électromagnétique.	38
2.10	Courant i_q	39
2.11	Courant i_d	39
2.12	Courant i_s	39
2.13	Vitesse avec variation R_s	41
2.14	Courant i_d avec variation R_s	41

TABLE DES FIGURES

2.15	Courant i_q avec variation R_s	42
2.16	Couple électromagnétique avec variation R_s	42
2.17	Courant i_s avec variation R_s	42
2.18	Vitesse avec variation L_d	43
2.19	Courant i_d avec variation L_d	43
2.20	Courant i_q avec variation L_d	44
2.21	Couple électromagnétique avec variation R_s	44
2.22	Courant i_s avec variation L_d	44
2.23	Courant i_q avec variation L_q	45
2.24	Courant i_d avec variation L_q	45
2.25	Vitesse avec variation L_q	46
2.26	Courant i_s avec variation L_q	46
2.27	Couple électromagnétique avec variation L_q	46
2.28	Courant i_q avec variation J	47
2.29	Courant i_d avec variation J	47
2.30	Vitesse avec variation J	48
2.31	Couple électromagnétique avec variation J	48
2.32	Courant i_s avec variation J	49
3.1	Structure générale de la commande sensorless.	52
3.2	Schéma bloc d'un observateur d'état.	56
3.3	Schéma du principe de l'observateur par mode glissant	63
3.4	Schéma bloc de l'observateur de Luenberger	64
3.5	Schéma de principe du filtre de Kalman.	65
3.6	Schéma du principe de l'estimation de la vitesse par la méthode MRAS.	67
3.7	Schéma équivalent de la MRAS sous la forme d'un système bouclé.	69
3.8	Schéma-bloc en boucle fermée de l'estimation de vitesse rotorique.	71
3.9	Schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP par la méthode MRAS.	72
3.10	Vitesse de référence, réelle et estimée.	73
3.11	Erreur de la vitesse réelle et estimée.	73
3.12	Couple de charge.	73
3.13	Courant réelle et estimé sur l'axe d	74
3.14	Erreur de courant réelle et estimé sur l'axe d	74
3.15	Courant réelle et estimé sur l'axe q	74
3.16	Erreur de courant réelle et estimé sur l'axe q	75
3.17	Vitesse avec variation de R_s	76
3.18	Courant i_d avec variation de R_s	77
3.19	Courant i_q avec variation de R_s	77
3.20	Couple électromagnétique avec variation de R_s	77
3.21	Courant i_s avec variation de R_s	78
3.22	Vitesse estimée avec variation de R_s	78
3.23	Vitesse avec variation de L_d	79

3.24	Courant i_d avec variation de L_d .	79
3.25	Courant i_q avec variation de L_d .	79
3.26	Couple électromagnétique avec variation de L_d .	80
3.27	Courant i_s La vitesse avec variation de L_d .	80
3.28	Vitesse estimée avec variation de L_d .	80
3.29	Vitesse avec variation de L_q .	81
3.30	Courant i_d avec variation de L_q .	81
3.31	Courant i_q avec variation de L_q .	82
3.32	Couple électromagnétique avec variation de L_q .	82
3.33	Courant i_s avec variation de L_q .	82
3.34	Vitesse estimée avec variation de L_q .	83
3.35	Vitesse avec variation de J .	83
3.36	Courant i_d avec variation de J .	84
3.37	Courant i_q avec variation de J .	84
3.38	Couple électromagnétique avec variation de J .	84
3.39	Courant i_s avec variation de J .	85
3.40	Vitesse estimée avec variation de J .	85
3.41	Bloc de transformation de (abc) vers (α, β) .	93
3.42	Bloc de transformation de (α, β) vers (abc) .	93
3.43	Bloc de transformation de (α, β) vers (d, q) .	94
3.44	Bloc de transformation de (d, q) vers (α, β) .	95
3.45	Bloc de l'onduleur.	96
3.46	Bloc de MLI.	96
3.47	Bloc de l'onduleur a deux niveaux.	97
3.48	Schéma bloc de la commande vectorielle du MSAP.	99
3.49	position estimer.	103
3.50	Position au démarrage.	103
3.51	Position estimer a imposition de charge($t=0.2$ s).	104
3.52	Position estimer a injection de charge($t=0.4$ s).	104
3.53	Position estimer a inversion de tension(Echlon -230V).	104

Notations et abréviations

L_{sa} , L_{sb} et L_{sc} :	Inductances propres respectivement des phases a, b, c ;
L_d :	Inductance directe ;
L_q :	Inductance en quadrature
φ_{sf} :	Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.
p :	Nombre de paire de pôle ;
θ :	Position mécanique réelle du rotor ;
$[V_s]$:	Vecteurs des tensions statoriques ;
$[i_s]$:	Vecteurs des courants statoriques ;
$[Y]$:	Vecteur de sortie ;
$[A]$:	Matrice d'évolution ;
$[B]$:	Matrice de commande ;
$[C]$:	Matrice de sortie ;
$[U]$:	Vecteur de commande ;
V_{A0}, V_{B0}, V_{C0} :	Les tensions de sortie de l'onduleur
v_d, v_q :	Composantes de tension statoriques dans le repère dq ;
i_d, i_q :	Composantes de courant statoriques dans le repère dq ;
v_α, v_β :	Composantes de tension biphasées statoriques dans le repère $\alpha\beta$;
i_α, i_β :	Composantes de courant statoriques dans le repère $\alpha\beta$;
φ_α :	Phase à l'origine du courant i_α ;
φ_β :	Phase à l'origine du courant i_β ;
T_e :	Période d'échantillonnage ;
R_s :	la résistance statorique.
$X_{a,b,c}$:	composante réel dans le repère abc.
$i_{a,b,c}$:	courants suivant les phases triphasées.
X_d :	composante longitudinale suivant l'axe d.
X_q :	composante transversale suivant l'axe q.
e_d et e_q :	termes de découplages.
ω :	La pulsation électrique.
p :	nombre de paires de pôles.
Ω ou ω_r :	Vitesse de rotation mécanique.
C_{em} :	Couple électromagnétique.
C_r :	Couple résistant.
J :	Moment d'inertie.
f :	Coefficient de frottement.
ω_0 :	Pulsation propre ;
θ_{r0} :	La condition initial sur la position électrique estimée.
K_{pd}, K_{pq} :	Coefficient de l'action proportionnelle respectivement du courant i_d et du courant i_q
m :	L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

r :	Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse.
K_{id}, K_{iq} :	Coefficient de l'action intégrale du régulateur PI respectivement du courant i_d et du courant i_q ;
$K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$:	Coefficient de l'action proportionnelle et intégrale respectivement du vitesse
K_p :	Coefficient de l'action proportionnelle du régulateur IP de vitesse ;
K_i :	Coefficient de l'action intégrale du régulateur IP de vitesse ;
K_1, K_2 :	Gains d'adaptation ;
φ_{sf} :	flux engendré par les aimants.
ξ :	Coefficient d'amortissement
X, X_{ref} :	Valeur de référence.
θ_e :	Position estimer
ω_e :	vitesse estimer
MSAP :	machine synchrone à aimants permanents.
MCC :	machine à courant continu.
(abc) :	modèle réelle de la machine triphasé.
(dq) :	modèle de Park.
($\alpha\beta$) :	modèle de Clarck.
MLI :	modulation de largeur d'impulsion.
CSV :	Commande à structure variable.
MLIST :	Modulation par largeur d'impulsion sinus-triangulaire
STPWM :	Sinus Triangular Pulse Width Modulation
PI :	correcteur Proportionnel intégrale
P.I.D :	action Proportionnel intégrale dérivée
s :	Opérateur de la place
H_c :	Champ coercitif
H_c :	Champ magnétique extérieur
$[C]$:	la Matrice directe de Clarke
$[C]^{-1}$:	la matrice inverse de Clarke.
$P(\theta)$:	la matrice de passage direct de Park.
$P(\theta)^{-1}$:	la matrice de passage inverse de Park
τ :	le constant du temps .

Glossaire

- MRAS : Modèle Référence Adaptatif Système
- CMG : Commande par mode glissants
- VSS : Variable Structure System
- CSV : Commande à structure variable
- MC : Mode de convergence
- OMG : L'observateur par mode glissant
- MRP : Mode de régime permanent
- f.e.m : Force électromotrice
- FTBO : Fonction de transfert en boucle ouverte
- FTBF : Fonction de transfert en boucle fermée

Introduction générale

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques.

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents à une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et il est moins encombrants que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisque il n'appartient pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent.

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes.

La commande sans capteurs de vitesse et de position est devenue un axe de recherche et de développement intensif. Les chercheurs veulent éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés.

L'incorporation de ces derniers dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. Elle peut aussi dégrader les performances de la régulation. Pour ces raisons, la suppression des ces capteurs est indispensable.

Dans notre travail, nous intéressons à l'étude des machines synchrones à aimants permanents alimentées par un onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la technique modulation de largeur d'impulsions suivi par un commande vectorielle de la machine et dernièrement en étude la commande de machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique.

Ce mémoire est réparti en trois chapitres.

Dans le premier chapitre nous commençons par la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et son modèle mathématique dans les repère $(abc), (d - q)$ qui basé sur la transformation de Park et dans le repère $(\alpha - \beta)$ qui basé sur la transformation de Clarke.

En plus nous présenterons le modèle de l'onduleur triphasée à deux niveaux commandé par la technique modulation de largeur d'impulsions (MLI-ST).

Le deuxième chapitre concerne le principe de la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de vitesse. La vitesse est réglée par un régulateur proportionnel intégral (PI).

Dans Le troisième chapitre nous présenterons la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimant permanent basé sur la technique modèle référence adaptatif système (MRAS), ce dernier permet d'estimer la position et la vitesse, afin de les introduire dans la commande non-linéaire pour l'asservissement de vitesse.

Chapitre 1

MODÉLISATION DE L'ACTIONNEUR SYNCHRONE

1.1 Introduction

Pendant plusieurs années, le moteur à courant continu (MCC) prendre la majorité d'utilisation dans le domaine industrielle car sa facilité de commande grâce au découplage naturel du flux et du couple. Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison l'industrie s'est orientée vers l'utilisation des machines à courant alternatif qu'on afin d'écarter cet inconvénient.

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable le moteur synchrone à aimants permanents, ce dernier reste un bon candidat, à cause d'absence des pertes au rotor, une faible inertie, son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone et du moteur synchrone classique. De plus, elles ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple.

Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types des moteurs. L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler (MSAP). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de Park. [MAH 12][RAB 15].

Donc, l'objet de ce chapitre est présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. On présente d'abord le modèle triphasé ainsi que le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (d-q).

1.2 Présentation de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui constitué de deux parties, une partie fixe (stator) et une partie mobile (rotor).

La machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est génère soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation.

La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le champ rotorique .

1.2.1 Stator

La machine synchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile de l'axe de symétrie de la machine. Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $\frac{2\pi}{3}$.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques . On note :

ω : La pulsation des courants statoriques .

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

Ω ou ω_r : La vitesse de rotation de la machine .

Soit :

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

1.2.2 Rotor

Le rotor se compose à des aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (Fig.1.1).

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène, le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Ses inductances ne dépendent pas de la position du rotor (Fig.1.1). L'inductance de l'axe d est

égale à celle de l'axe q . Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisant. De plus, ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs de configurations rotoriques. Leur classification globale en terme du placement des aimants est le suivant :

- Aimants en surface (Surface magnet type)
- Aimants insérés (Inset magnet type)
- Aimants enterrés (Interior magnet type)
- Aimants à concentration de flux (Buried magnet type)

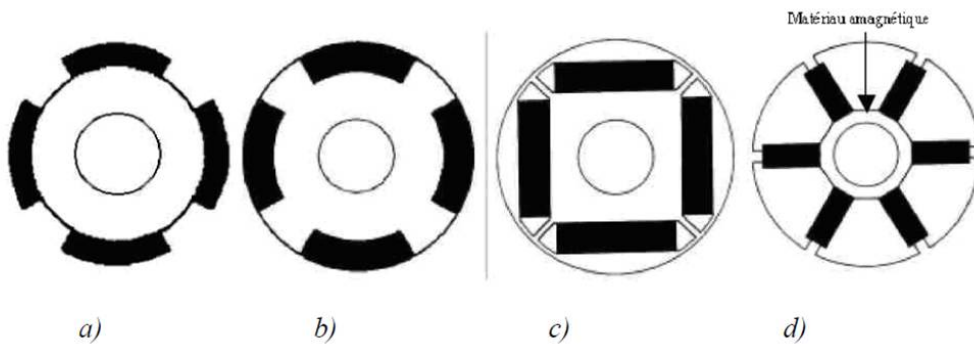


FIGURE 1.1 – Différents structures des rotors des MSAP

Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur du rotor, ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure (a). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant.

De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe d et l'axe q sont pratiquement les mêmes.

Aimants insérés

Comme des machines avec des aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe q est légèrement supérieure à celle dans l'axe d .

Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure(c) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe d est plus petite que celle de l'axe q . Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (d). Les pôles magnétiques se forment alors à niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents.

L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants permanents intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe q est plus grande que celle de l'axe d .

1.3 Considérations générales à propos des aimants permanents

1.3.1 Caractéristique et représentation

Les aimants permanents sont des matériaux magnétiques durs, créant un champ magnétique à l'extérieur du volume qu'ils occupent. L'aimant possède des régions où la polarisation présente une composante normale à la surface. Les pôles sont représentés par une flèche indiquant le sens de l'aimantation, tel qu'indiqué la figure (1.2).

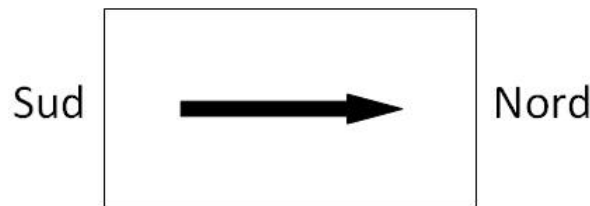


FIGURE 1.2 – Représentation de l'aimant permanent

Les aimants utilisés dans les machines synchrones ont pour fonction principale la création du flux inducteur. Ils doivent permettre l'obtention d'une puissance massique élevée, ce qui réduit le volume de la machine. D'autre part une faible sensibilité à la température est également indispensable, ce qui limite la désaimantation en fonctionnement normal. Dans cette condition on peut obtenir le couple nominal pour tous les régimes de fonctionnement.

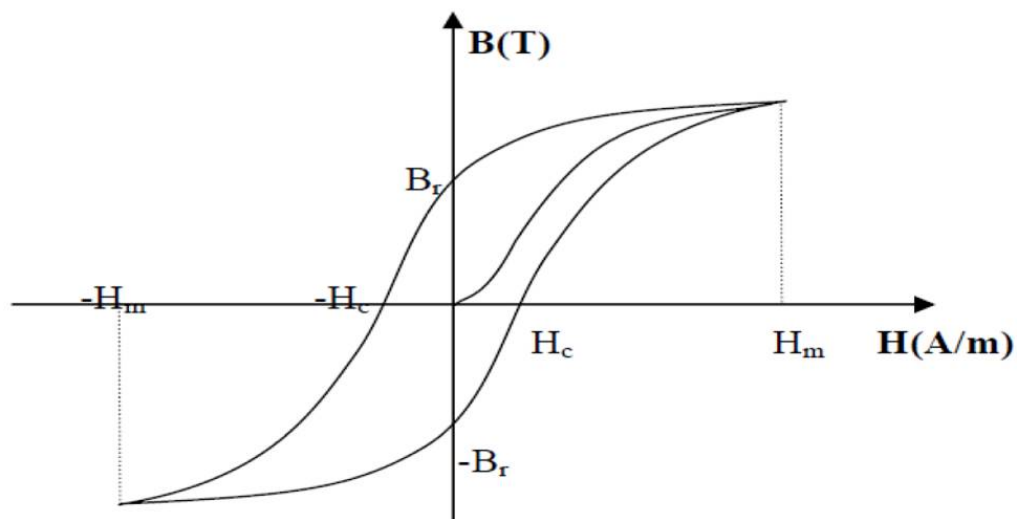


FIGURE 1.3 – relevé expérimental de l'allure du cycle d'hystérésis d'un matériau ferromagnétique doux.

Les aimants permanent sont caractérisés par la courbe d'aimantation, appelée également courbe d'hystérésis. L'allure d'une telle courbe, pour un matériau ferromagnétique doux, est représentée figure (1.3).

La bonne résistance à la désaimantation, sous l'action d'un champ magnétique extérieur, est caractérisée par une valeur importante du champ coercitif H_c . Le champ magnétique extérieur, H_e , est celui créé par la réaction magnétique d'induit. Celui-ci ne doit pas altérer l'aimant

permanent, pour cela il est important de respecter la relation $H_e > H_c$, y compris en surcharge et en régime impulsional. La puissance massique de la machine est directement proportionnelle à l'induction dans l'entrefer, d'où l'intérêt d'une induction rémanente B_r élevée.

Considérons une machine bipolaire, avec en première approximation :

- l_e : la longueur moyenne des lignes de champ hors de l'aimant.
- l_a : la longueur moyenne des lignes de champ dans l'aimant.
- H_e : champ magnétique hors de l'aimant.
- H_a : le champ magnétique dans l'aimant.

L'application du théorème d'ampère donne :

$$H_a = -H_e \frac{l_e}{l_a}$$

1.4 Autopilotage de la MSAP

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme entre le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statorique tourne à la vitesse du rotor. A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile, et donc réalise la condition de synchronisme quelque soit la vitesse de stator.

Pour pouvoir piloter correctement le champ magnétique, la position de rotor sera récupérée à l'aide d'une chaîne d'acquisition (codeur incrémental) et à l'aide d'un onduleur commandé, nous pourrons ajuster l'angle entre les courants du stator et la fréquence qui alimentera la machine synchrone.

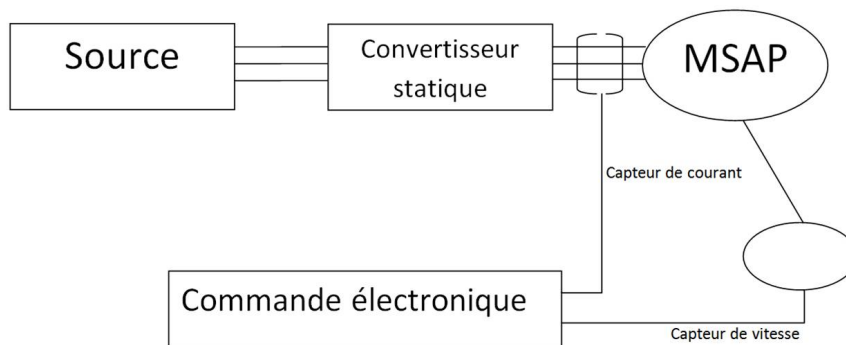


FIGURE 1.4 – Schéma de principe d'autopilotage de MSAP.

1.5 Analyse du fonctionnement de la MSAP

Dans notre cas la machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90° . La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator.

La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure suivante :

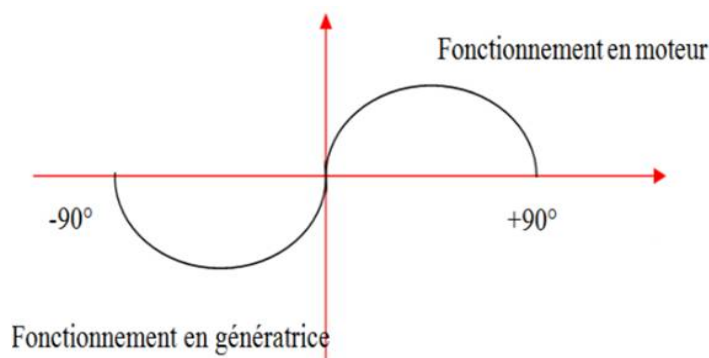


FIGURE 1.5 – Caractéristique du couple-angle électrique.

1.6 Avantages du moteur synchrone à aimant permanent

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [BOU 13][MOU 07]

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Très bon rendement
- Fonctionnement en survitesse.

1.7 Inconvénients du moteur synchrone à aimant permanent

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé (à cause du prix des aimants).
- Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

1.8 Domaines d'application du moteur synchrone à aimant permanent

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme les automobiles, les électroménagers, les applications de l'énergie de l'éolienne, des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction et plusieurs autre application[HEM 11], en essaie de noté certain applications :

- les équipements domestiques (machine à laver...etc.),
- les automobiles,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives).
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- les applications robotiques.
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).
- les servomoteurs.
- la production d'électricité.
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous marins
- les machines-outils.

1.9 Hypothèses simplificatrices

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes : [KEN 12] [HAM 11] :

- machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées,
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.
- La machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encochage négligeable.
- On admet que la force électromotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.

1.10 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Le modèle de la machine synchrone à aimants est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu, il nécessite d'écrire de modèle sous forme des équations pour utiliser les lois de commandes de plus en plus performantes, et par voie de conséquence leur commande se verra plus complexe [AMO 12]

1.10.1 Mise en équations de la MSAP en triphasé

Équations électriques

A partir de la figure, nous écrivons les équations électriques qui régissent le fonctionnement de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

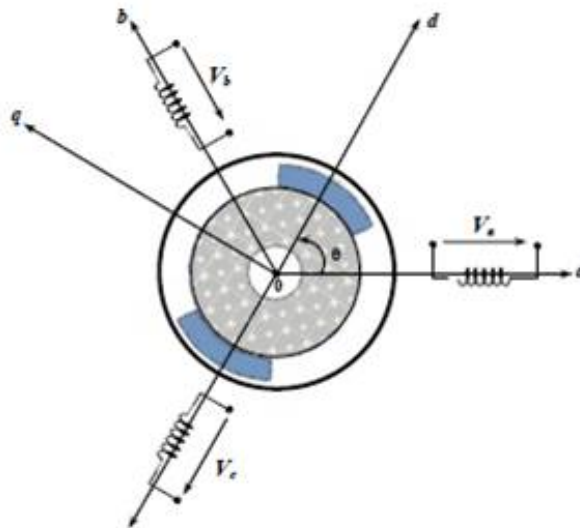


FIGURE 1.6 – Représentation de la machine synchrone dans le repère fixe

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes respectivement : $[V_{abc}]$, $[\varphi_{abc}]$, $[i_{abc}]$:

$$[V_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + d \frac{[\varphi_{abc}]}{dt} \quad (1.1)$$

$$[\varphi_{abc}] = [L_s][i_{abc}] + [\varphi_{fabc}] \quad (1.2)$$

Avec :

$[V_{abc}] = [V_a V_b V_c]^T$: Vecteur tensions statoriques.

$[i_{abc}] = [i_a i_b i_c]^T$: Vecteur courants statoriques.

$[\varphi_{abc}] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$: Vecteur flux statoriques.

$[\varphi_{fabc}] = [\varphi_{fa} \varphi_{fb} \varphi_{fc}]^T$: Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

$[R_s]$: Matrice résistance du stator :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$[L_s]$: Matrice inductance du stator

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$$

$[\varphi_{abc}]$: Vecteur flux engendré par l'aimant

$$[\varphi_{abc}] = \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix}$$

Où :

φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega d(t) \quad (1.3)$$

Et :

$$\omega = p\omega_r \quad (1.4)$$

Avec :

ω : La pulsation électrique.

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

ω_r : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Équations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega_r \quad (1.5)$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

L'équation électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande :

$$C_{em} = [i_{abc}]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} [i_{abc}] + \frac{1}{2} \frac{d[\varphi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (1.6)$$

L'étude analytique du comportement de telles équations est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park.[REB 15]

1.10.2 Mise en équation de la MSAP en diphasé

Pour les applications de contrôle de couple/courant et vitesse/position, la modélisation de la MSAP repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) et sur certaines hypothèses simplificatrices pour des moteurs de construction classique .[MAR 07]

La modélisation utilisée dans cette partie est basée sur une représentation dans un repère diphasé lié au rotor ($d - q$), à l'aide de la transformation de Park. L'utilisation de ce modèle permet de voir l'effet des champs tournants, modélisés sous forme de vecteurs tournants, sur la création du couple. Cette transformation d'état offre en effet un certain nombre d'avantages, parmi lesquels le fait que dans ce nouveau repère, le couple électromagnétique est une image directe de la composante en quadrature (q) du courant statorique.

La MSAP peut être modélisée comme une machine synchrone à rotor bobiné, où un circuit d'excitation composé par un enroulement d'excitation L_f est responsable de l'alimentation du rotor et représente le flux des aimants permanents.

1.10.3 Principe de la transformation de Park

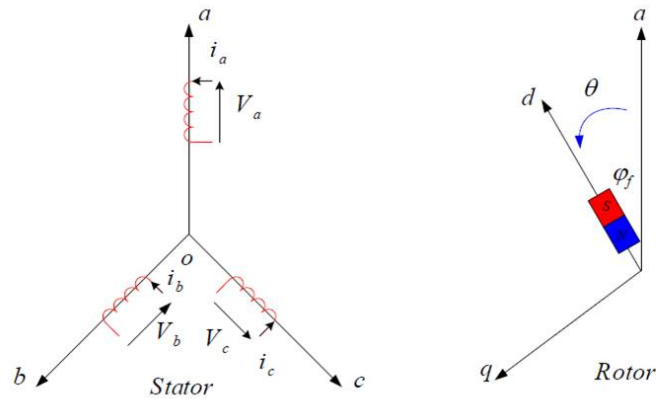


FIGURE 1.7 – MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park).

La transformation de Park est constituée d'une transformation le système d'enroulements triphasés statoriques du repère (abc) en un système équivalent à deux enroulements diphasé sur le repère $(d-q)$. Le repère (abc) est toujours fixe, par contre Le repère $(d-q)$ tourne avec la vitesse de synchronisme ω_r . Cette rotation forme avec le repère fixe (abc) un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park θ .

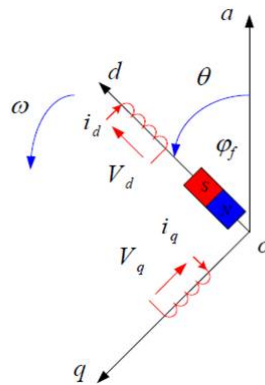


FIGURE 1.8 – Schéma équivalent de la MSAP dans le repère $(d-q)$.

Passage direct : triphasé au diphasé

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé ($d-q$) est donnée par :

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^T \quad (1.7)$$

Avec :

$P(\theta)$: la matrice de passage direct de Park.

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Où représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. Alors :

$$[u_d u_q u_o] = P(\theta) [u_a u_b u_c]^T$$

$$[I_d I_q I_o] = P(\theta) [I_a I_b I_c]^T$$

$$[\varphi_d \varphi_q \varphi_o] = P(\theta) [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$$

X_o : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est équilibré.

Passage inverse : diphasé au triphasé

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = p(\theta)^{-1} [X_{dqo}] \quad (1.9)$$

Et la matrice de passage inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)^{-1}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

1.10.4 Principe de la transformation de Clarke

La transformation directe de Clarke est déterminée par une matrice $[C]$, elle correspond les vecteurs des axes (abc) aux vecteurs des axes $(\alpha\beta)$, elle est appliquée aux tensions, aux courants, et aux flux, $[V_{abc}]$, $[i_{abc}]$, $[\varphi_{abc}]$ aux $[V_{\alpha\beta o}]$, $[i_{\alpha\beta o}]$, $[\varphi_{\alpha\beta o}]$ respectivement. Le vecteur X_o , représente la composante homopolaire.

Passage direct : triphasé au diphasé

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé (abc) vers un système diphasé $(\alpha\beta)$ lié au stator. Si on pose $X_o = 0$ dans les équations (1.8) et (1.10), les matrices de Park deviennent les matrices de Clarke :

$$[X_{\alpha\beta o}] = [C][X_{abc}] \quad (1.11)$$

Avec :

$X_{\alpha\beta o}$: représente le vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc} .

$[C]$: la Matrice directe de Clarke, donnée par (1.12) :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Passage inverse : diphasé au triphasé

Le passage inverse de la transformation de Clarke est défini par les relations suivantes :

$$[X_{abc}] = [C]^{-1}[X_{\alpha\beta o}] \quad (1.13)$$

Avec :

$[C]^{-1}$: la matrice inverse de Clarke.

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

On a choisi le coefficient pour les matrices de Park et Clarke afin de conserver l'amplitude pendant le passage entre les deux référentiels

1.11 Passage du repère $(\alpha\beta)$ au repère (dq)

Le passage des composantes $(\alpha\beta)$ aux composantes (dq) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[X_{dq}] = [R][X_{\alpha\beta}] \quad (1.15)$$

avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$[R]$: Matrice de passage $(\alpha\beta)$ au (dq)

1.12 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

1.12.1 Les équations électriques

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p\omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (1.16)$$

D'après la relation (1.16), on a le couplage entre les axes "d" et "q".
Expressions des flux :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1.17)$$

L_d, L_q : Inductances d'axes directe et en quadrature.

1.12.2 Les équations mécaniques

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega_r \quad (1.18)$$

J : Moment d'inertie de la partie tournante ($kg.m^2$).

f : Coefficient de frottement visqueux ($N.m.s/rad$).

C_r : Couple résistant ($N.m$).

ω_r : Vitesse mécanique (rad/s).

1.12.3 L'équation électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être exprimé par plusieurs expressions, dont on retient la suivante qui convient à la commande directe, et qui correspond à la forme d'état précédente :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p \cdot [(L_d - L_q)i_d \cdot i_q + \varphi_{sf} \cdot i_q] \quad (1.19)$$

1.12.4 Mise sous forme d'équation

En peut exprimée le modèle non linéaire dans le repère tournant ($d-q$) qui est décrit dans le système ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}i_d + \frac{pL_q}{L_d}i_q\omega_r \\ -\frac{R_s}{L_q}i_q + \frac{pL_d}{L_q}i_d\omega_r - \frac{p\varphi_{sf}}{L_q}\omega_r \\ \frac{3p}{2J}[(L_d - L_q)i_d \cdot i_q + \varphi_{sf} \cdot i_q] - \frac{f}{J}\omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

En peut écrire des équations précédant sous forme des fonctions ou sous forme d'un schéma bloc qui résume le modèle de MSAP utilisant MATLAB-SIMULINK :

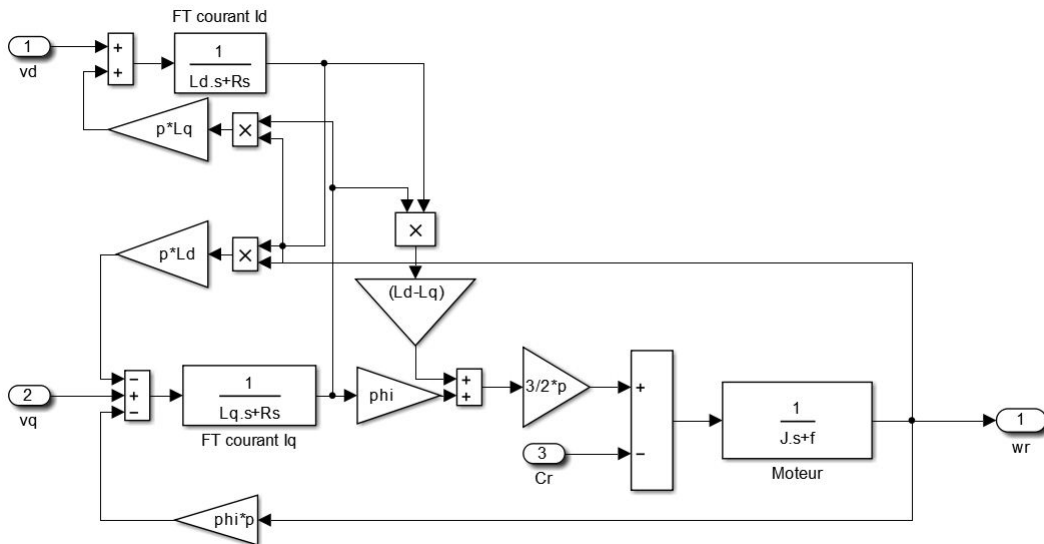


FIGURE 1.9 – Schéma bloc de la machine synchrone à aimant permanent.

1.13 MODÉLISATION DE L'ONDULEUR

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions. Un onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continu alternatif.

1.13.1 Convertisseur statique continu-alternatif

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle.

TYPES D'ONDULEURS

Il existe plusieurs types d'onduleurs[MAR 07] :

*** Selon le nombre de niveaux**

On trouve des onduleurs multi niveaux 2, 3, ... etc, dans notre cas en travaille avec un onduleur a deux niveaux :

*** Selon la source :**

– onduleurs de tension.

L'onduleur de tension est utiliser pour assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui

– onduleurs de courant.

*** Selon le nombre de phases :** (monophasé, triphasé, etc.)

Normalement les onduleurs alimenté à partir d'une source de tension continue E_{bus} . La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres du récepteur, dans notre cas, la machine synchrone à aimants permanents.

1.13.2 Association MSAP-onduleur de tension

Nous pouvons considérer dans un premier temps le cas idéal d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension qui est modélisé par des interrupteurs parfaits à commutation instantanée. Il est alimenté par une source continue d'amplitude E_{bus} .

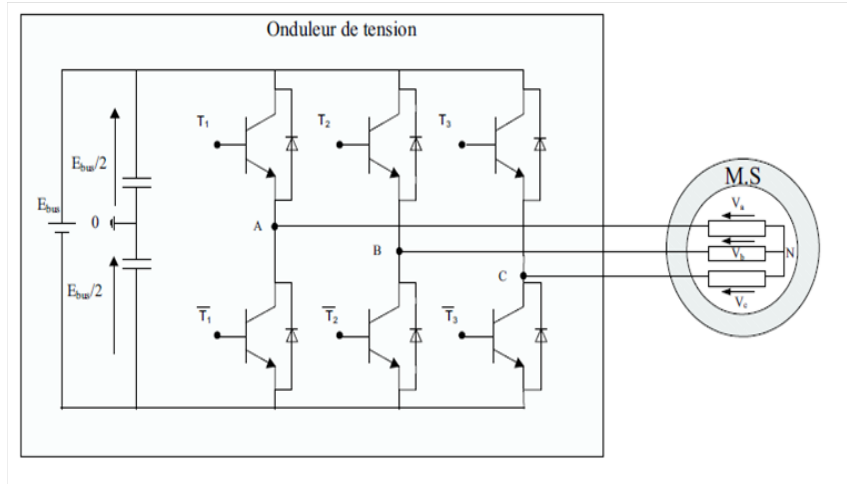


FIGURE 1.10 – Schéma d'un onduleur de tension associé au MSAP

Cette source de tension est modélisée comme une source idéale, sans pertes et de valeur constante. Les états des interrupteurs sont imposés par la commande MLI en sachant que les deux interrupteurs de chaque bras sont commandés de façon complémentaire : lorsque le transistor du haut est commandé en conduction, celui du bas est commandé en blocage et vice-versa. Nous négligeons pour l'instant les temps morts. La figure (1.15) illustre la structure de l'onduleur triphasé. Nous considérons que la machine synchrone est couplée en étoile. Les tensions de sortie de l'onduleur (V_{A0} , V_{B0} , V_{C0}), sont référencées par rapport à un point milieu d'un pont Diviseur fictif d'entrée 0. Le neutre de la machine n'est pas connecté au point milieu 0 de l'onduleur, par conséquent la somme des courants de phase statorique est nulle. Dans ce cas la mesure de deux courants de phase suffit. L'expression des tensions de sortie en fonction des tensions statoriques (V_a , V_b , V_c) et du potentiel du neutre V_{N0} est donnée par :

$$V_{A0} + V_{B0} + V_{C0} = V_a + V_b + V_c = (E_{bus})/3[f_{c1} + f_{c2} + f_{c3} - 3/2] \quad (1.21)$$

Où f_c est une fonction de connexion qui définit l'état (fermé ou ouvert) des trois interrupteurs du haut T_1 , T_2 et T_3 [MAR 07]. La fonction f_c de chaque interrupteur est définie à partir de la modulation MLI. Lorsque l'amplitude du signal de tension de référence de chaque phase V_{ref} dépasse l'amplitude du signal triangulaire, la fonction de connexion $f_c = 1$ (interrupteur fermé), sinon $f_c = 0$ (interrupteur ouvert).

1.13.3 Différents types de commande des interrupteurs

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie. Parmi les différents types de commande, on trouve :

- Commande à onde rectangulaire.

- Commande à créneaux de largeur variable.
- Commande à paliers (en marche d'escalier).
- Commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

1.14 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles.

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées (REB 15) :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

1.14.1 Principe de la commande par (MLI sinus-triangle)

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [HAM 11] [MAR 07] [KEN 12].

Caractéristique de la MLI

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = f_p / f_r$$

$$r = V_r / V_p$$

Avec :

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse.

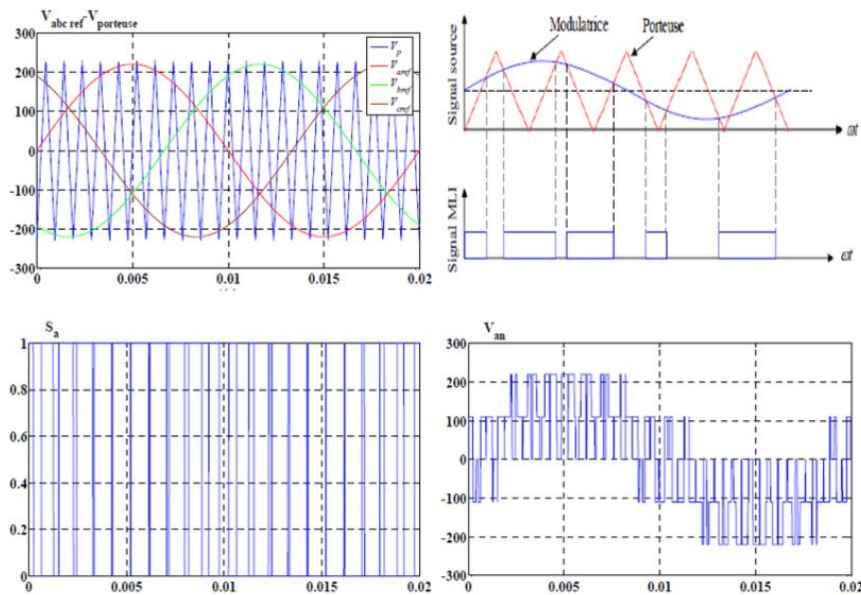


FIGURE 1.11 – Principe de la commande MLI-ST

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.e.m. égale à $\frac{E}{2}$ connectés entre eux par un point commun (o).

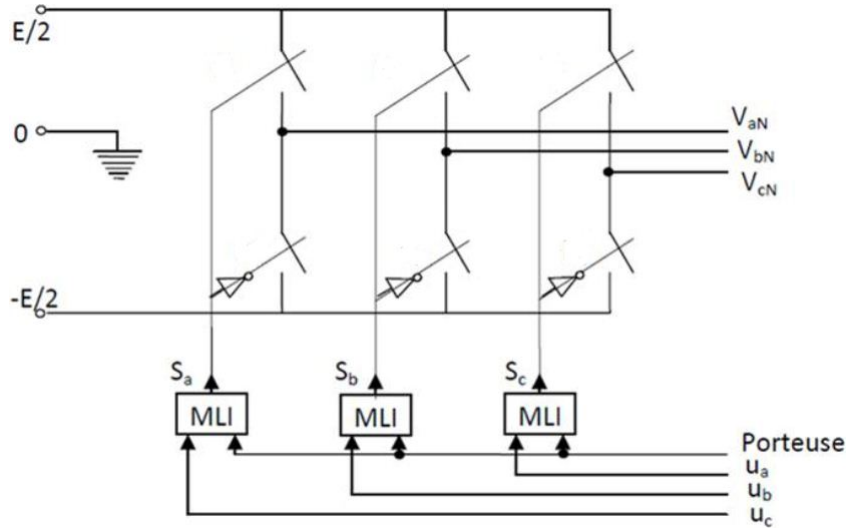


FIGURE 1.12 – Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

1.14.2 Modélisation du convertisseur statique continu alternatif et de sa commande

Les tensions aux bornes de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (1.22)$$

Les tensions V_{aN} , V_{bN} et V_{cN} forment un système de tension triphasée équilibrée, donc :

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 0 \quad (1.23)$$

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{ao} - V_{oN} \\ V_{bN} = V_{bo} - V_{oN} \\ V_{cN} = V_{co} - V_{oN} \end{cases} \implies V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = 3V_{oN} + V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = 0 \quad (1.24)$$

De (1.24) on déduit :

$$V_{oN} = \frac{1}{3}[V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \quad (1.25)$$

A partir de l'équation (1.24)et(1.25),on a

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Dans une branche d'onduleur, un interrupteur statique peut prendre la valeur ou selon les conditions suivantes :

$$V_{aref} \geq V_p \Rightarrow S_a = 1 \text{ sinon } S_a = -1$$

$$V_{bref} \geq V_p \Rightarrow S_b = 1 \text{ sinon } S_b = -1$$

$$V_{cref} \geq V_p \Rightarrow S_c = 1 \text{ sinon } S_c = -1$$

Avec :

V_{ref} : amplitude de référence.

V_p : amplitude de porteuse.

Et les branches V_{ko} peuvent être exprimées en fonction des switchs S_k par :

$$V_{ko} = S_k(E/2) \quad (1.27)$$

Avec : $k = (a, b, c)$ D'où la matrice de connexion :

$$\begin{bmatrix} V_{aN} \\ V_{bN} \\ V_{cN} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

1.15 Résultats de simulation de la MSAP en charge et avec onduleur

Le moteur a été essayé avec une fréquence fixe de 50 Hz (fréquence du modulateur de l'onduleur de la commande MLI pilotant l'onduleur), avec une charge de 5 N.m à $t=0.2$ s jusqu'à $t=0.6$ s .

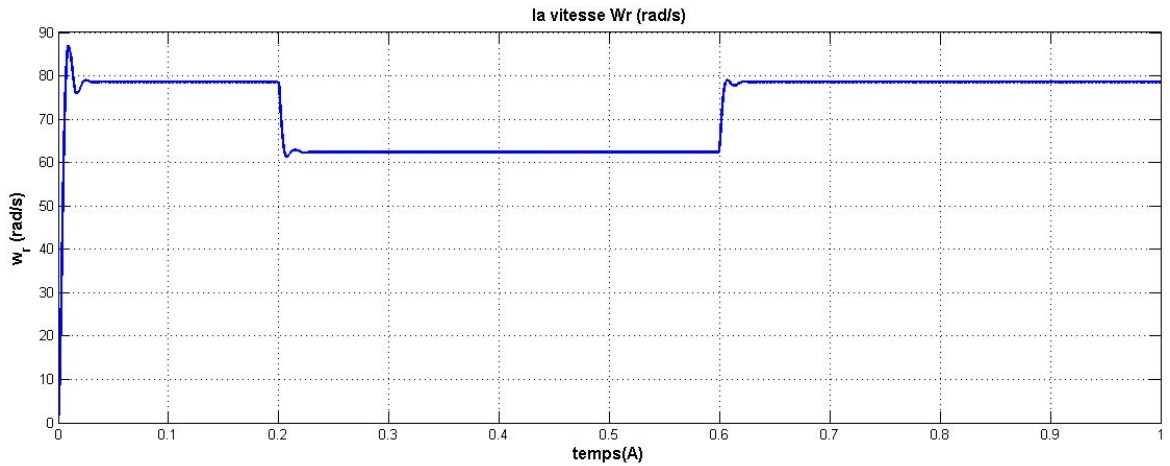


FIGURE 1.13 – Vitesse w_r avec onduleur

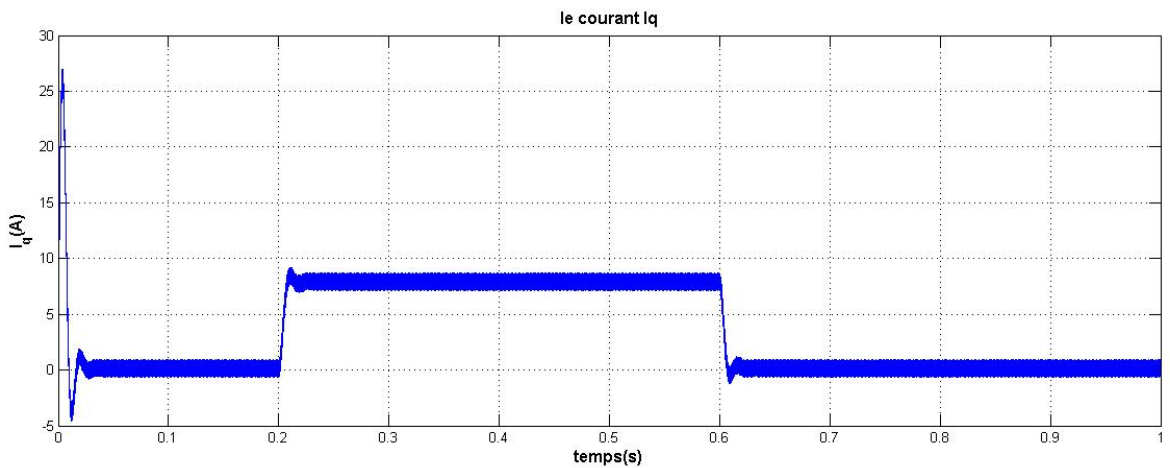


FIGURE 1.14 – Courant i_q avec onduleur

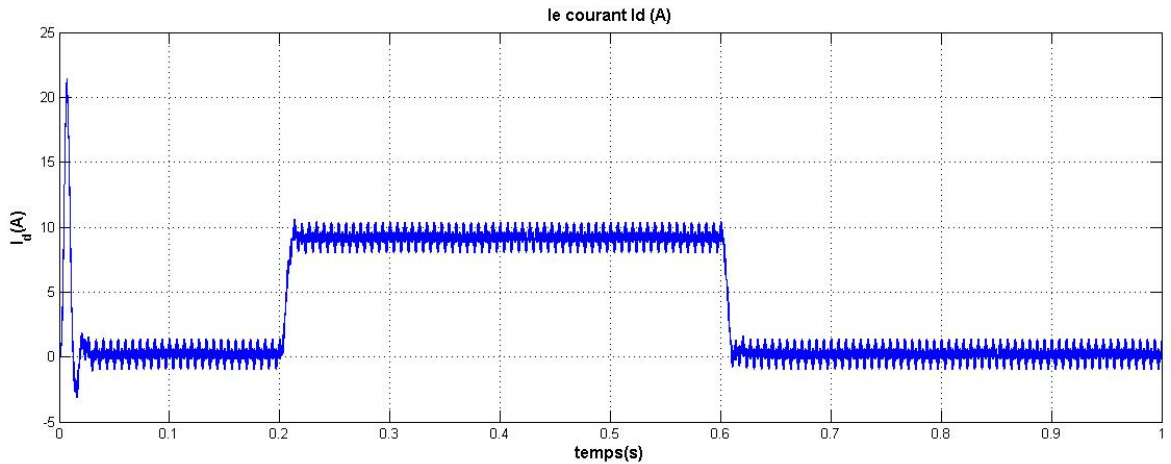


FIGURE 1.15 – Courant i_d avec onduleur

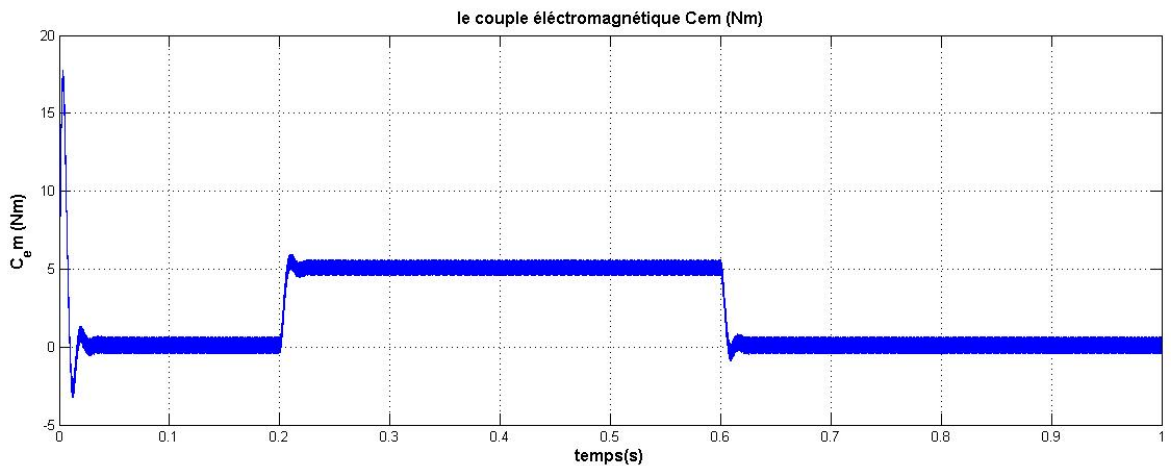


FIGURE 1.16 – Couple électromagnétique C_{em} avec onduleur

1.15.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation donnés par les figures (1.18,19,20,21), représente la réponse des variables fondamentales de la machine synchrone à aimants permanents à savoir la vitesse ω_r , le couple Electromagnétique C_{em} et les courants i_d, i_q . L'allure de la courbe du couple présente au démarrage un pique qui sert à entrainer l'inertie de la machine pendant le régime transitoire, une fois le régime permanent atteint, le couple revient à zéro.

Lors de l'application de la charge, la machine développe un couple électromagnétique pour compenser cette sollicitation qui explique l'augmentation de couple dans cette plage qui se traduit par une diminution de la vitesse.

Pour les courants i_d et i_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez important et cela s'explique par la f.e.m qui est due à une faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales $78.5(rad/s)$ après un temps assez court.

Les courbes des courants i_d et i_q montre bien qu'il existe un couplage entre ces variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

Cette modélisation montre un fort couplage entre les deux composantes du courant et le couple. Il est donc nécessaire de trouver un moyen pour rendre leur contrôle indépendant en vue d'améliorer les performances en régimes dynamiques.

1.16 Conclusion

Dans ce chapitre, le modèle mathématique de la MSAP est obtenu dans le repère de Park moyennant des hypothèses simplificatrices pour avoir des équations considérablement simplifiées pour nous permettre d'aborder aisément la commande qui est présentée dans le deuxième chapitre.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine synchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard. Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

Pour des fins de commande, il est indispensable d'associer un onduleur de tension à l'alimentation de la machine. De ce fait, la deuxième partie de chapitre 1 est consacré à la modélisation et la simulation de l'onduleur de tension ainsi qu'à sa stratégie de commande (MLI sinusoïdal).

Dans les applications d'entraînement à vitesse variable, il est nécessaire de modéliser convenablement tout l'ensemble du système, nous a permis de présenter le convertisseur statique qui assure l'alimentation du MSAP. On a présenté aussi les résultats de simulations de l'ensemble MSAP-Onduleur pour mieux voir le comportement de la machine face à l'alimentation de l'onduleur.

On note qu'il y a des résultats ne sont pas bonnes est à remarquer que l'influence de l'onduleur se manifeste sur les courants directs et en quadrature et sur le couple électromagnétique par les fortes ondulations.

Donc, il est nécessaire de trouver une technique pour améliorer les performances en régimes dynamiques et rendre leur contrôle indépendant, qu'il faut faire un découplage entre ces variables pour que la machine réponde aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable et avoir des hautes performances dans le régime dynamique.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevée il faut applique la technique de la commande vectorielle qui basée sur l'orientation du flux suivant l'axe « d », cette technique va être développée dans le chapitre suivante.

Chapitre 2

COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP

2.1 Introduction

La commande vectorielle définit aussi par "commande par orientation du flux" et notée FOC (field oriented control).

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre aux variateurs synchrones à aimants permanents d'atteindre ces performances . Cependant le contrôle vectoriel, qui permet un découplage entre les variables de commande, reste le plus utilisé vu les performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'applications .

En 1971, BLASCHKE et HASS ont proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes l'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rendre sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu a excitation séparée [ATT 11].

Après l'étude de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et suite a sa simulation, nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension. La stratégie de commande de l'onduleur est contrôlée par la technique MLI, La simulation est réalisée grâce au logiciel MATLAB/SIMULINK

2.2 Commande vectorielle

2.2.1 Principe

D'après l'analyse le système d'équations de modèle de MSAP, nous pouvons relever que se modèle est non linéaire, multi-variable et il est fortement couplé. En effet, le couple électromagnétique

dépend aux courants i_d et i_q .

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c-à-d un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement statique et dynamique [ATT 11].

Pour contrôler le couple, il faut contrôler les composantes i_d et i_q . Deux cas se présentent :

- à rotor lisse ($L_d = L_q$) : Le couple ne dépend que de la composante en quadrature.
- Machines pôles saillants : Peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal.

2.3 Description du système global

La figure (2.1) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (dq). Cette commande est constituée de deux principales boucles à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants et la transformation directe et inverse de Park.

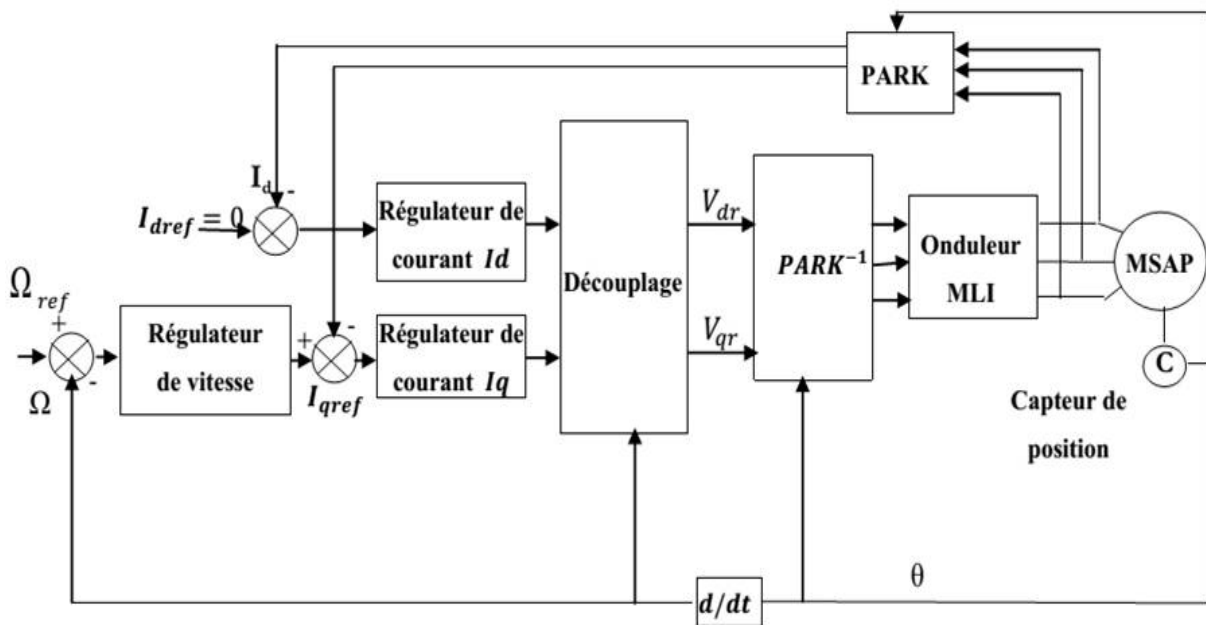


FIGURE 2.1 – Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'.

La vitesse est régulée par la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* , permet de générer le courant de référence i_{qref} qui est comparé à la valeur du courant i_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_q .

En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant qui est maintenu à zéro. Les tensions de référence V_{dref} et V_{qref} sont générées par les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q . Et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions V_a , V_b et V_c qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q \omega i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + L_d \omega i_d + \omega \varphi_{sf} \\ J \frac{\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \omega_r \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec : $\omega = p \cdot \omega_r$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot [(L_d - L_q) i_d \cdot i_q + \varphi_{sf} \cdot i_q] \quad (2.2)$$

La stratégie de commande consiste à maintenir la composante i_d nulle ($i_d = 0$). Nous contrôlons le couple uniquement par le courant i_q . On règle ainsi la vitesse ou la position par la composante i_q .

Le système d'équations de la MSAP devient :

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \varphi_{sf} \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_{sf} \cdot i_q \end{cases} \quad (2.3)$$

On remarque qu'on élimine le problème de couplage entre les axes (d, q). Donc le modèle de la MSAP est réduit au modèle équivalent à la machine à courant continu à excitation séparée comme la figure :

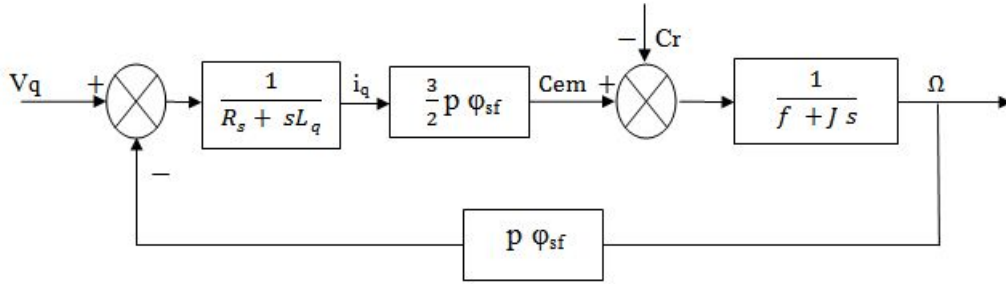


FIGURE 2.2 – Modèle de MSAP commandé à flux orienté à i_d nul.

2.4 Découplage

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q .

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q \omega i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d + \varphi_{sf}) \\ \omega = p \omega_r \end{cases} \quad (2.4)$$

Les équations montrent que la MSAP est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé.

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes « d » et « q », on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple.

Pour découpler les axes d et q on utilise la méthode de découplage par compensation. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer facilement les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d et e_q tel que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (2.5)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = L_q \omega i_q \\ e_q = \omega(L_d i_d + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (2.6)$$

Et :

$$\begin{cases} V_{d1} = (R_s + s.L_d)i_d \\ V_{q1} = (R_s + s.L_q)i_q \end{cases} \quad (2.7)$$

La figure (2.3) représente le couplage entre l'axe « d » et « q » : Les courants i_d et i_q sont

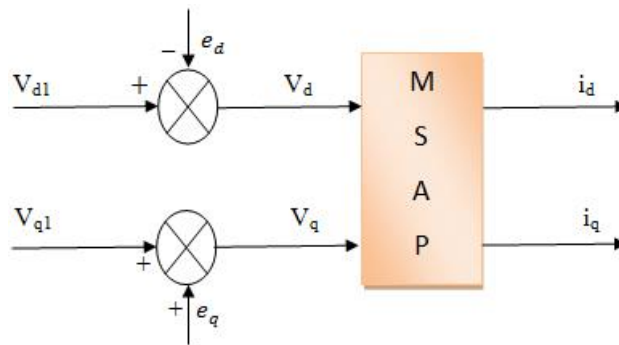


FIGURE 2.3 – Schéma bloc de compensation.

découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_d et le courant i_q ne dépend que de V_q , à partir de l'équation les expressions de i_d et i_q s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + s.L_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + s.L_q} \end{cases} \quad (2.8)$$

s : Opérateur de Laplace.

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques (PI). Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la (Figure 2.4) [MAR 12],

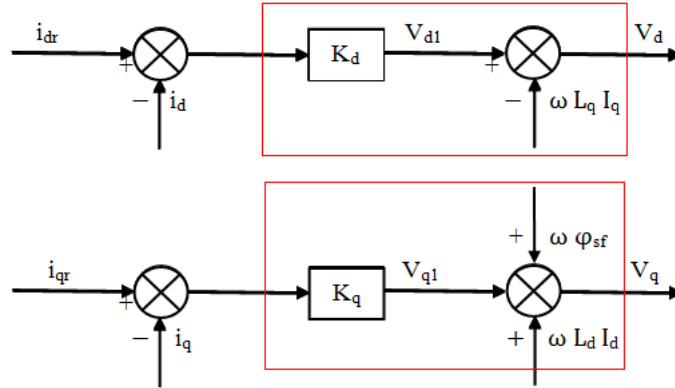


FIGURE 2.4 – Principe de découplage par compensation.

V_{d1} : La tension à la sortie de régulateur de courant « i_d ».

V_{q1} : La tension à la sortie de régulateur de courant « i_q ».

2.5 Détermination des régulateurs

2.5.1 Régulation du courant i_d

La commande de la MSAP s'accomplit en contrôlant les courants i_d et i_q , la boucle de régulation de la vitesse qui entre dans la composition du système imposé le courant de référence i_{qref} , Le courant i_d est gardé nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) qui maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposé pour annulé l'erreur statique ($\varepsilon = 0$).

Sachant que :

$$i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + s.L_d} \quad (2.9)$$

Et que la forme générale du régulateur (PI) est :

$$Reg(PI) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} = K_{pd} \cdot \frac{(1 + T_{id}.s)}{(T_{id}.s)} \quad (2.10)$$

Avec :

$$k_{id} = \frac{K_{pd}}{T_{id}}$$

Tel que :

- K_{pd} : est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i_d .
- K_{id} : est le gain de l'action intégrale.

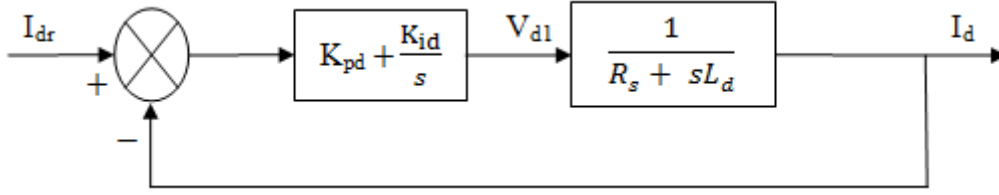


FIGURE 2.5 – Boucle de régulation du courant i_d .

– T_{id} : est la constante du temps d'intégration.

La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à :

$$\frac{1}{(R_s + s.L_d)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + T_{ed}s)} \quad (2.11)$$

Avec :

$$T_{ed} = \frac{L_d}{R_s}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \frac{1}{(R_s + sL_d)} = K_{pd} \frac{1 + T_{id}s}{(T_{id}s)} \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_d}{R_s}s} \quad (2.12)$$

$$FTBO = K_{pd} \frac{1 + T_{id}s}{(T_{id}s)} \frac{\frac{1}{R_s}}{(1 + T_{ed}s)} \quad (2.13)$$

Compensons le pôle T_{ed} par T_{id} , ce qui se traduit par la condition :

$$T_{ed} = T_{id}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$FTBO = K_{pd} \frac{\frac{1}{R_s}}{T_{id}s} = \frac{K_{id}}{R_s s} \quad (2.14)$$

Pour la fonction de Transfert en boucle fermé(FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{(1 + FTBO)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{FTBO}} \quad (2.15)$$

$$FTBO = \frac{1}{1 + \frac{K_{id}}{R_s s}} \quad (2.16)$$

$$\tau = \frac{R_s}{K_{id}}$$

τ : est le constant du temps en boucle fermée.

On imposant le temps de réponse : $T_r = 3\tau$ donc : $T_r = 3\frac{R_s}{K_{id}}$

$$K_{id} = 3 \cdot \frac{R_s}{T_r}$$

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_{pd}}{K_{id}}$$

$$K_{pd} = \frac{L_d K_{id}}{R_s} = \frac{3L_d}{T_r}$$

2.5.2 Régulation du courant i_q

De la même façon que le calcul de régulateur du courant i_d , on détermine le régulateur du courant i_q avec :

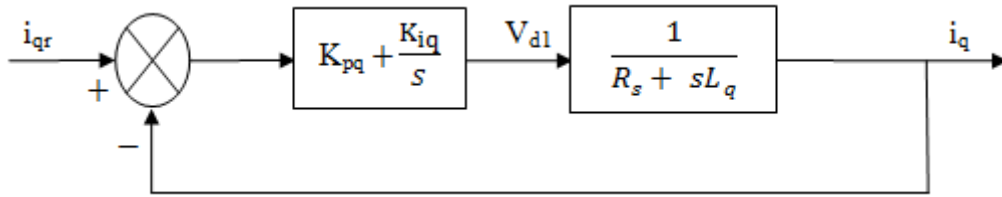


FIGURE 2.6 – Boucle de régulation du courant i_q .

$$T_r = 3 \frac{R_s}{K_{iq}} \rightarrow K_{iq} = 3 \cdot \frac{R_s}{T_r}$$

$$K_{pq} = \frac{L_q K_{iq}}{R_s} = \frac{3L_q}{T_r}$$

2.5.3 Régulation de la vitesse

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f\omega_r = C_{em} - C_r \quad (2.17)$$

$$\omega_r = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} = \frac{1}{Js + f} (C_{em} - C_r) \quad (2.18)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_{sf} \cdot i_{qref} = K \cdot i_{qref} \quad (2.19)$$

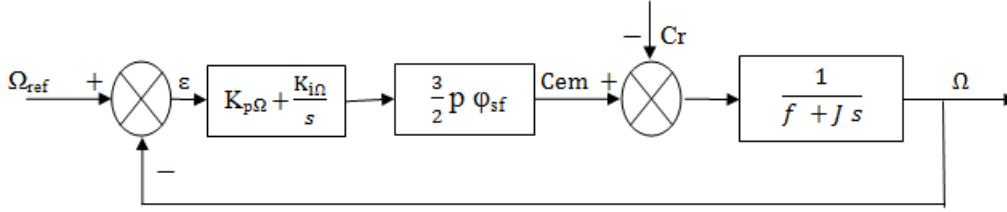


FIGURE 2.7 – Boucle de régulation du la vitesse .

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \quad (2.20)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r = 0$) :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \frac{3p\varphi_{sf}}{2} \frac{1}{(J.s + f)} \quad (2.21)$$

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(P)}{\Omega_{ref}(P)} = \frac{3p\varphi_{sf}K_{p\Omega} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right)}{2Js^2 + (2f + 3p\varphi_{sf}K_{p\Omega})s + 3p\varphi_{sf}K_{i\Omega}} \quad (2.22)$$

La FTBF possède une dynamique de 2^{eme} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{eme} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + 1 = 0 \quad (2.23)$$

Alors par identification on trouve :

$$\frac{2J}{3p\varphi_{sf}K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_0^2}$$

$$\frac{3p\varphi_{sf}K_{p\Omega} + 2f}{3p\varphi_{sf}K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_0}$$

Avec :

ω_0 : Pulsation propre du système.

ξ : Coefficient d'amortissement.

$$K_{p\Omega} = \frac{4\xi J\omega_0 - 2f}{3p\varphi_{sf}}$$

$$K_{i\Omega} = \frac{2J.\omega_0^2}{3p\varphi_{sf}}$$

2.6 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

Simulation de la (MSAP) on applique un échelon de consigne de $230(\text{rad/s})$, suivie d'une application de charge de 5N.m à partir de $t = 0.2(\text{s})$ jusqu'à $t = 0.4(\text{s})$, puis un échelon de consigne de $-230(\text{rad/s})$ à l'instant $t = 0.6(\text{s})$:

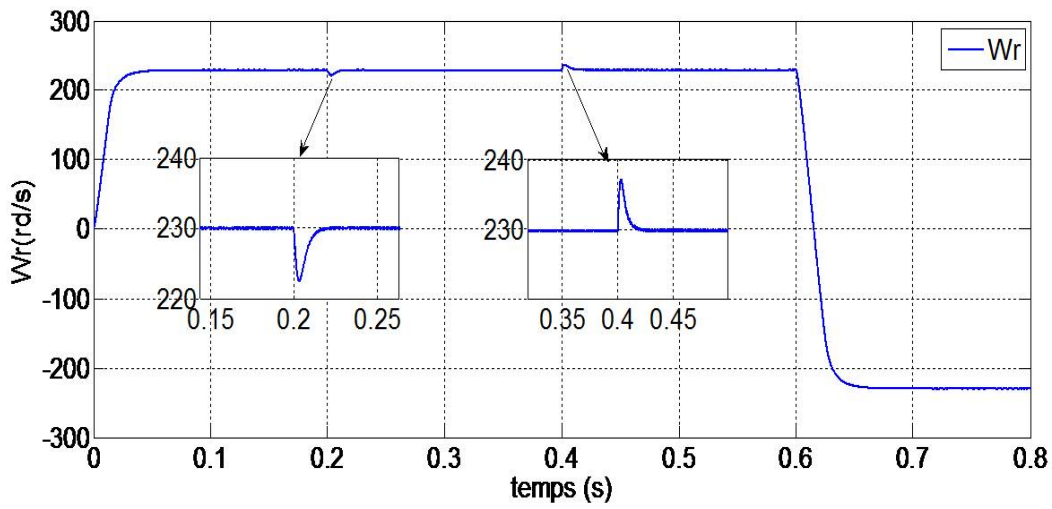


FIGURE 2.8 – Vitesse .

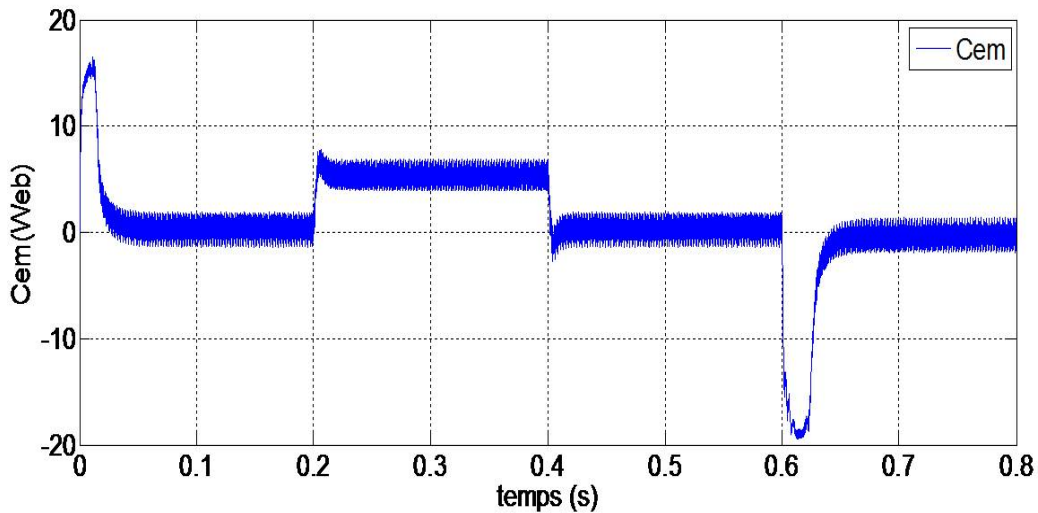


FIGURE 2.9 – Couple électromagnétique.

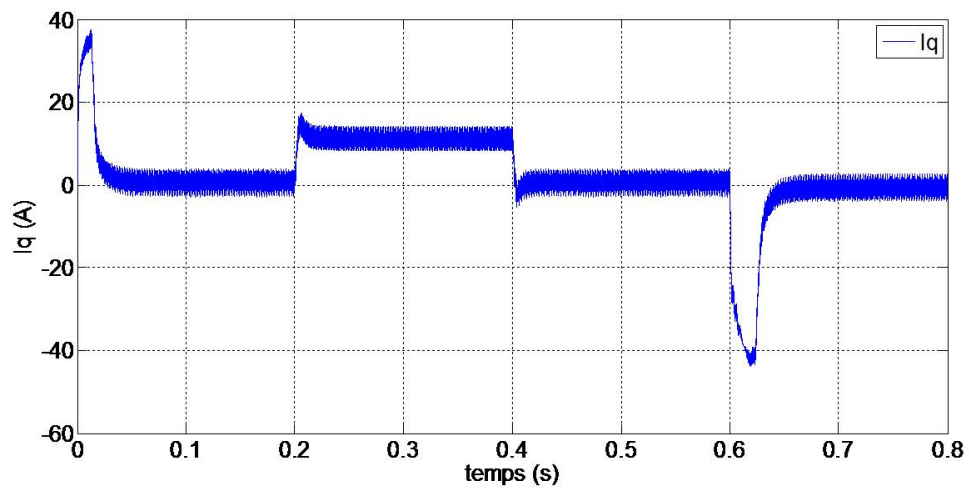


FIGURE 2.10 – Courant i_q .

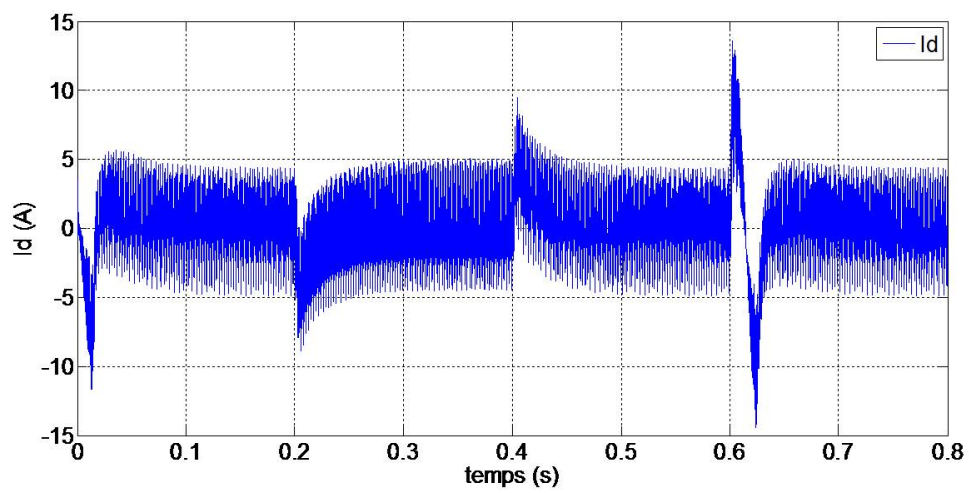


FIGURE 2.11 – Courant i_d .

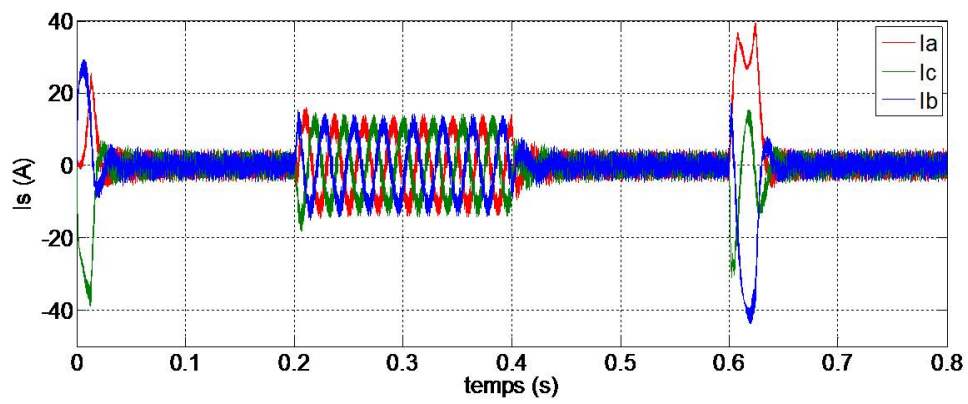


FIGURE 2.12 – Courant i_s .

2.6.1 Interprétation des résultats

Lors du démarrage de la (MSAP) on applique un échelon de consigne de $230(rad/s)$, suivie d'une application de charge de $5(N.m)$ à partir de $t = 0.2(s)$ jusqu'à $t = 0.4(s)$, puis un échelon de consigne de $-230(rad/s)$ à l'instant $t=0.6$ (s). D'après les figures on remarque que :

- L'allure de la vitesse suite parfaitement sa trajectoire de référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable sans dépassement . L'effet de la perturbation est rigoureusement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur $5(N.m)$. On à aussi une augmentation de couple car l'effet de la charge à partir de $t = 0.2(s)$ jusqu'à $t = 0.4(s)$.
En remarque aussi l'effet des régulations qui présente par des petites perturbations quand on impose ou éjecter la charge qu'elle est atteinte très rapidement sa référence.
- Le courant i_d après le régime transitoire revient à sa valeur zéro ($i_d = 0$); ceci implique le découplage entre les deux boucle de courant ; le courant i_q est l'image du couple électromagnétique.

2.6.2 Test de robustesse

On va essaie de simuler le système pour avoir les variations qui peuvent être dues à la saturation ou à l'échauffement, cette vérification important pour d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle sur les performances de la commande.

	Essai a	Essai b	Essai c	Essai d
R_s	$-50\%R_s$	$-25\%R_s$	$+25\%R_s$	$+50\%R_s$
L_d	$-50\%L_d$	$-25\%L_d$	$+25\%L_d$	$+50\%L_d$
L_q	$-50\%L_q$	$-25\%L_q$	$+25\%L_q$	$+50\%L_q$
J	$+25\%J$	$+50\%J$	$+75\%J$	$+100\%J$

- A) on varier la résistance R_s .
- B) on varier l'inductance L_d .
- C) on varier l'inductance L_q .
- D) on varier l'inertie J .

Les résultats :

A) Simulation d'une application de charge de $5(N.m)$ à partir de $t = 0.2(s)$ jusqu'à $t = 0.4(s)$ avec une inversion de la tension à $t = 0.6(s)$ avec variation de R_s :

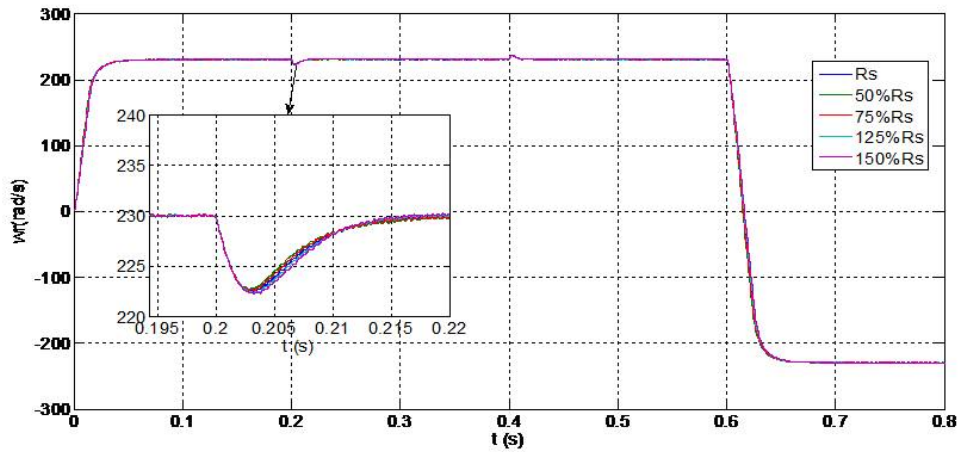


FIGURE 2.13 – Vitesse avec variation R_s .

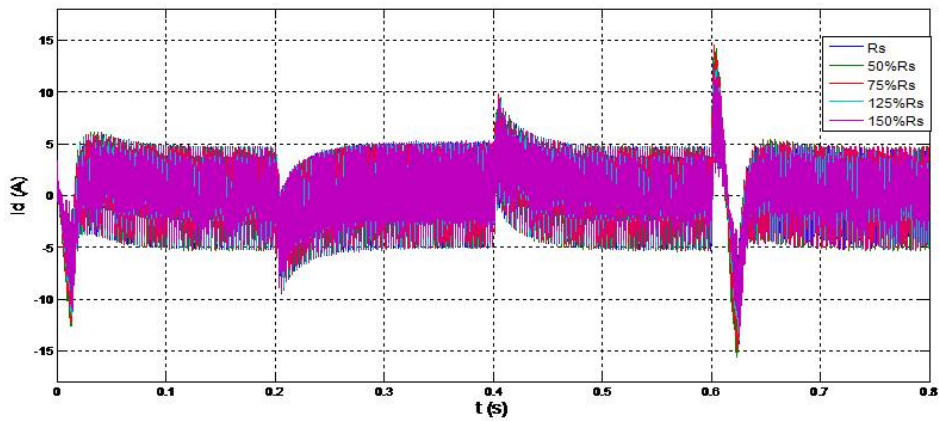


FIGURE 2.14 – Courant i_d avec variation R_s .

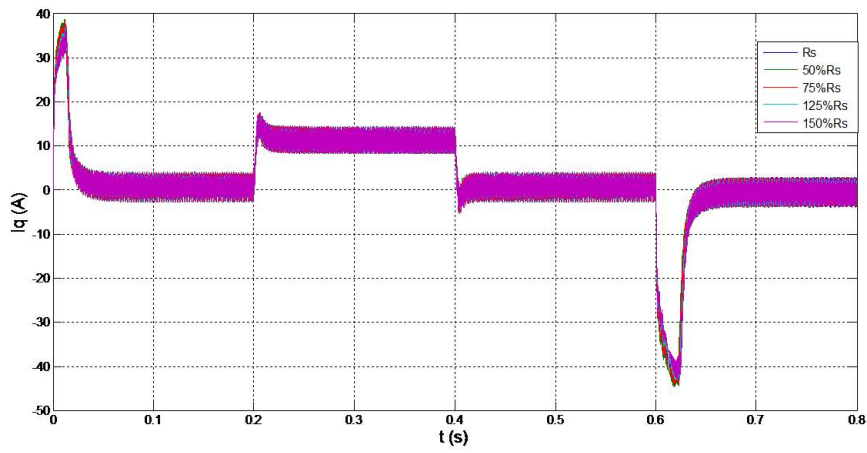


FIGURE 2.15 – Courant i_q avec variation R_s .

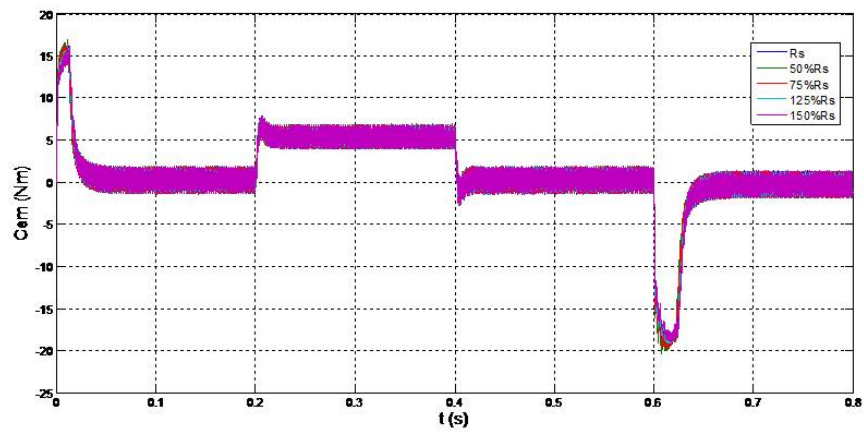


FIGURE 2.16 – Couple électromagnétique avec variation R_s .

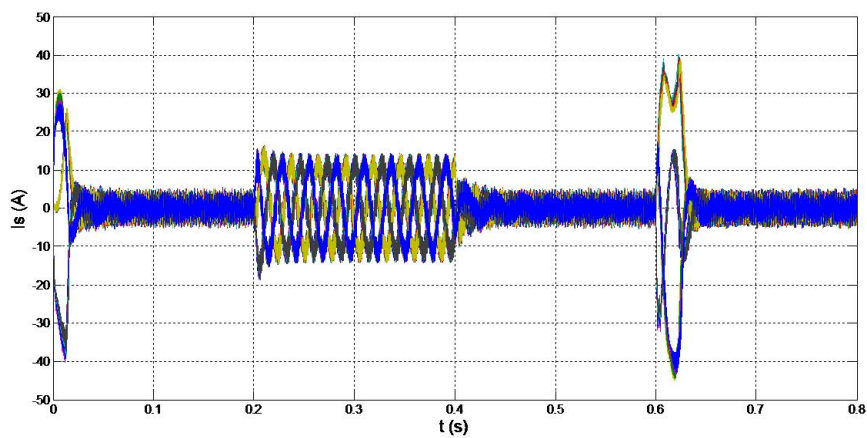


FIGURE 2.17 – Courant i_s avec variation R_s .

B) Simulation d'une application de charge de $5(N.m)$ à partir de $t = 0.2(s)$ jusqu'à $t = 0.4(s)$ avec une inversion de la tension à $t = 0.6(s)$ avec variation de L_d :

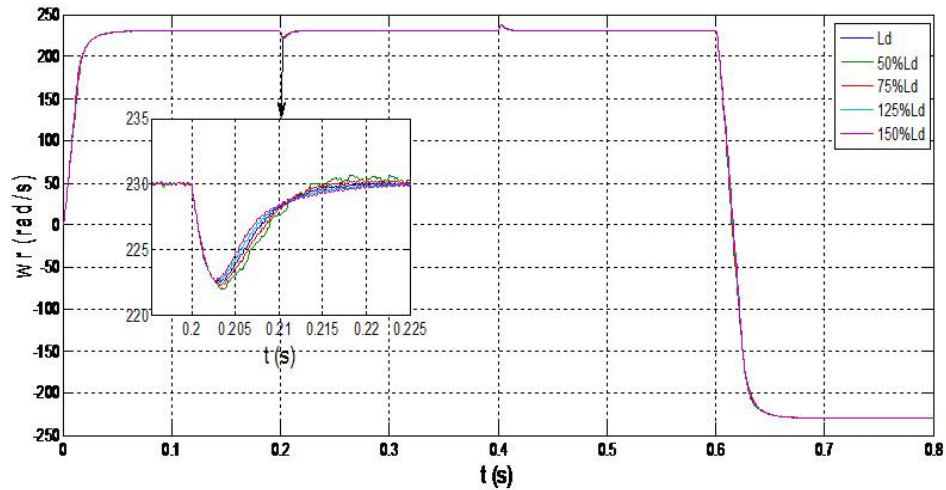


FIGURE 2.18 – Vitesse avec variation L_d .

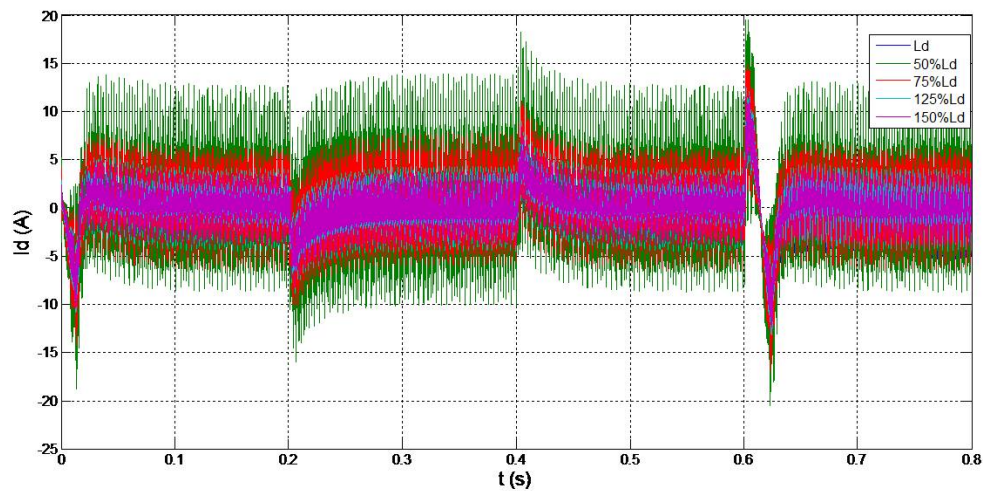


FIGURE 2.19 – Courant i_d avec variation L_d .

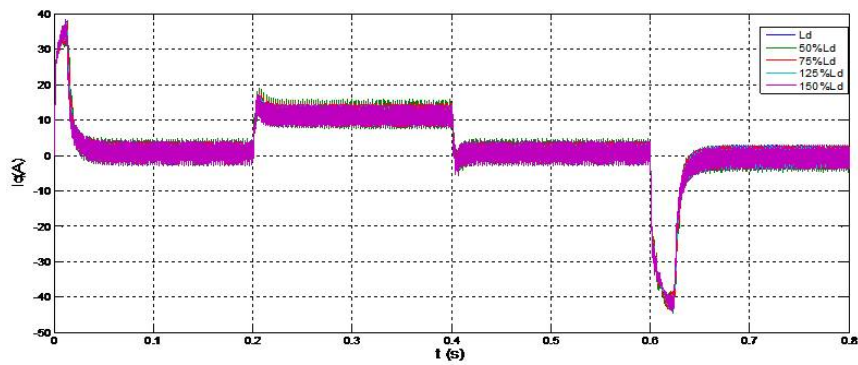


FIGURE 2.20 – Courant i_q avec variation L_d .

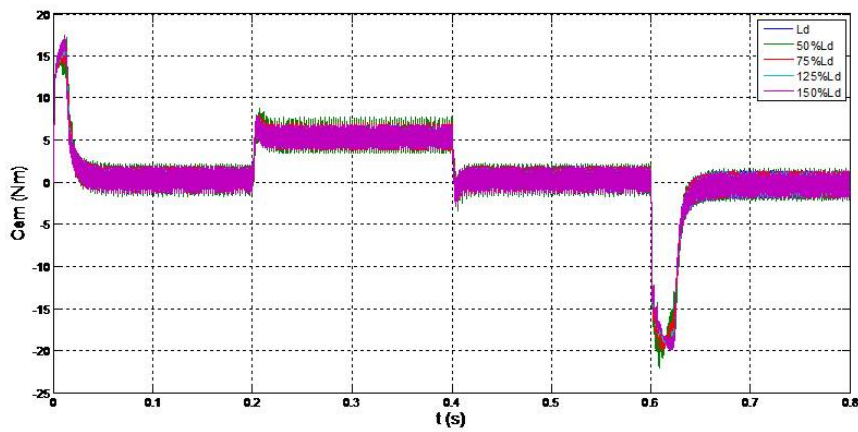


FIGURE 2.21 – Couple électromagnétique avec variation R_s .

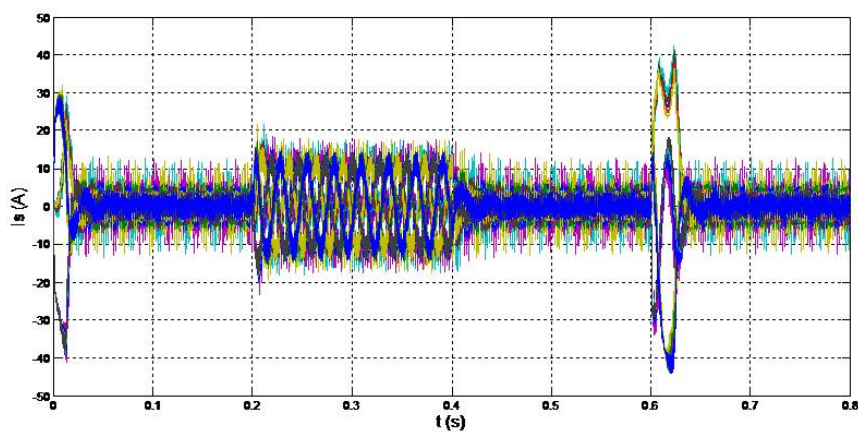


FIGURE 2.22 – Courant i_s avec variation L_d .

C) Simulation d'une application de charge de $5(N.m)$ à partir de $t = 0.2(s)$ jusqu'à $t = 0.4(s)$ avec une inversion de la tension à $t = 0.6(s)$ avec variation de L_q :

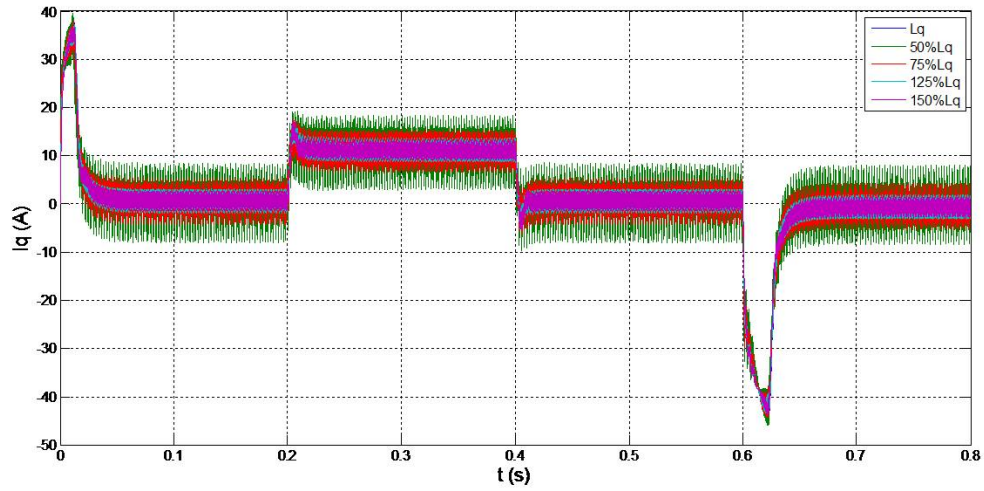


FIGURE 2.23 – Courant i_q avec variation L_q .

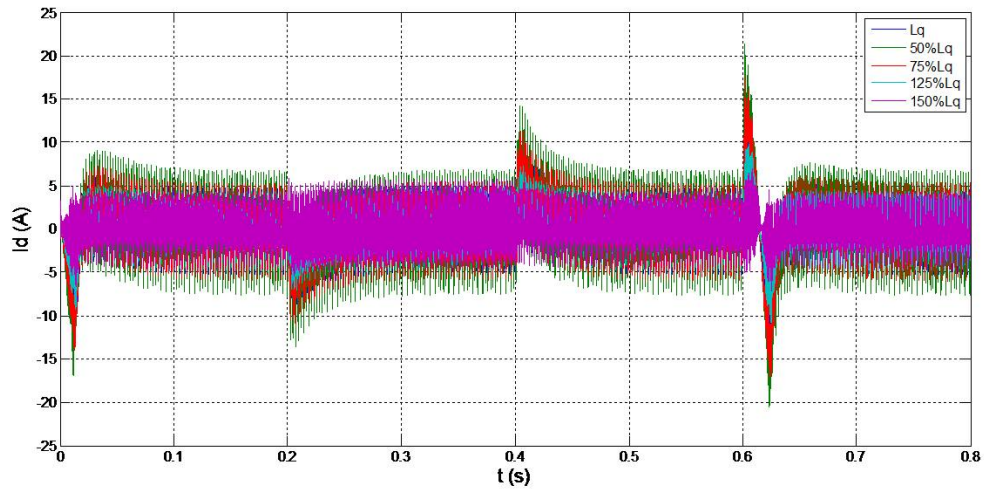


FIGURE 2.24 – Courant i_d avec variation L_q .

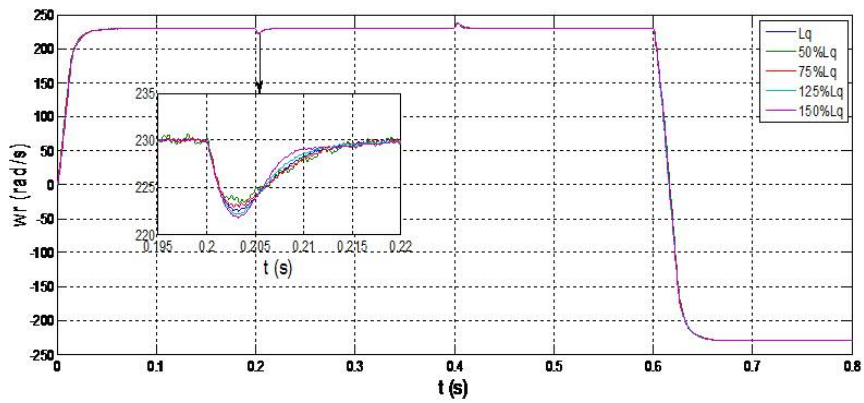


FIGURE 2.25 – Vitesse avec variation L_q .

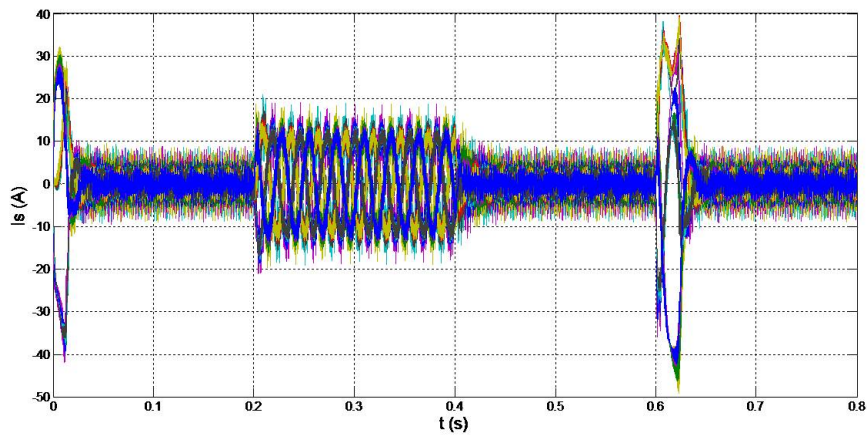


FIGURE 2.26 – Courant i_s avec variation L_q .

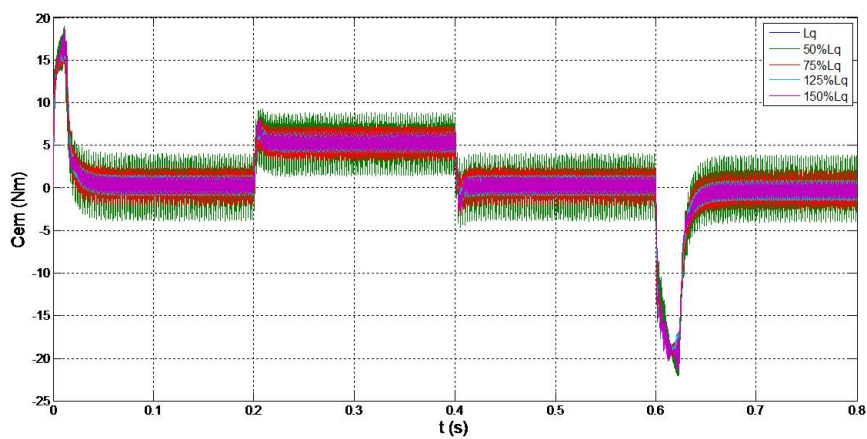


FIGURE 2.27 – Couple électromagnétique avec variation L_q .

D) Simulation d'une application de charge de $5(N.m)$ à partir de $t = 0.2(s)$ jusqu'à $t = 0.4(s)$ avec une inversion de la tension à $t = 0.6(s)$ avec variation de J :

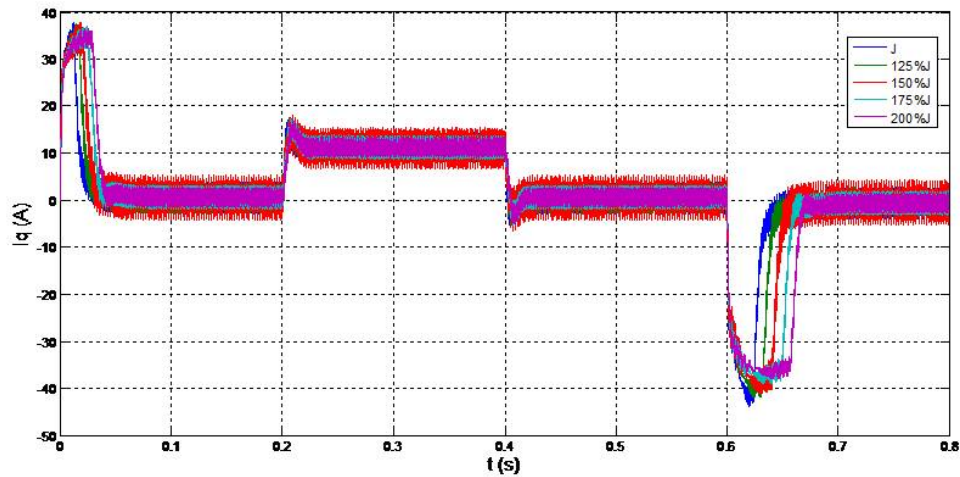


FIGURE 2.28 – Courant i_q avec variation J .

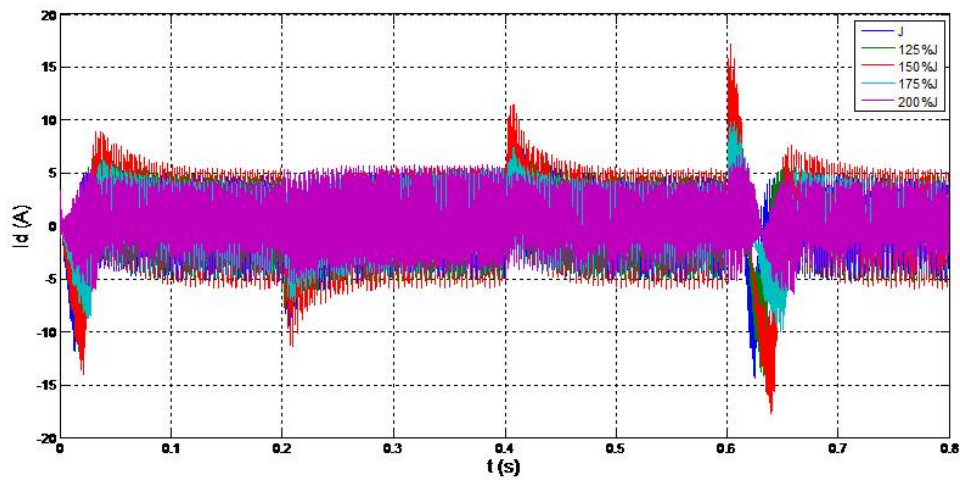


FIGURE 2.29 – Courant i_d avec variation J .

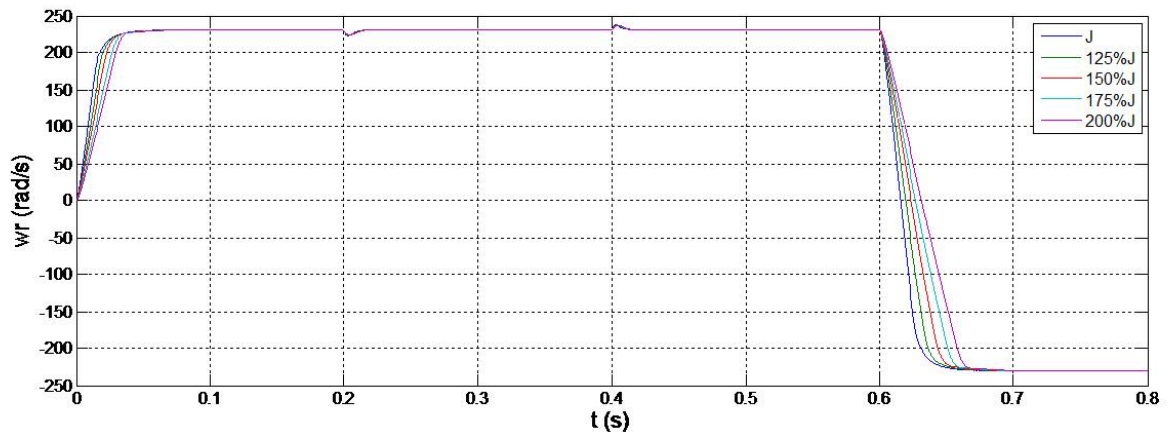


FIGURE 2.30 – Vitesse avec variation J .

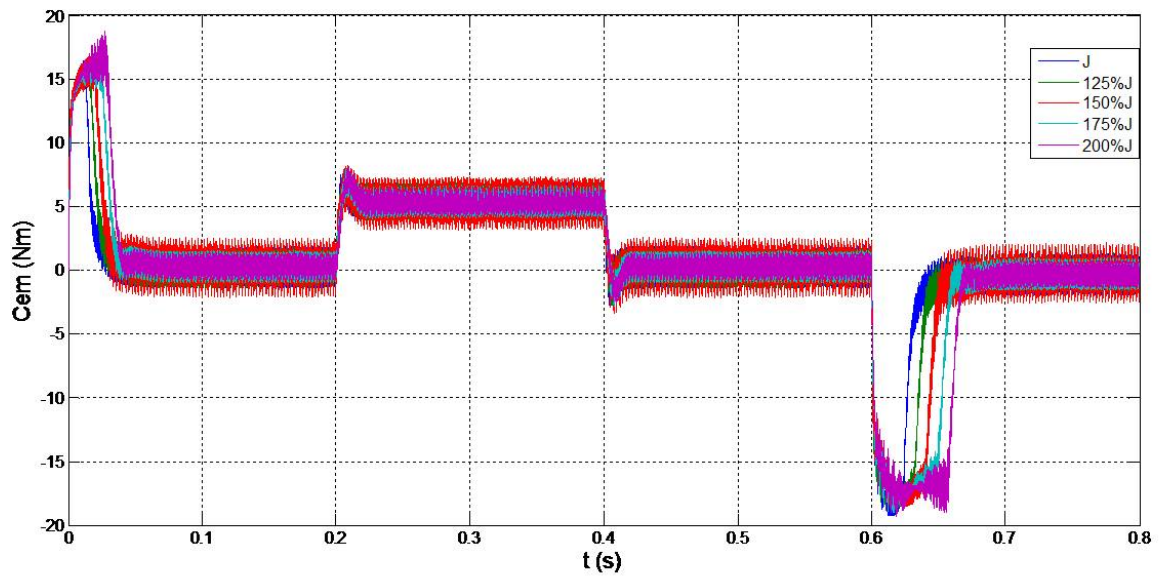


FIGURE 2.31 – Couple électromagnétique avec variation J .

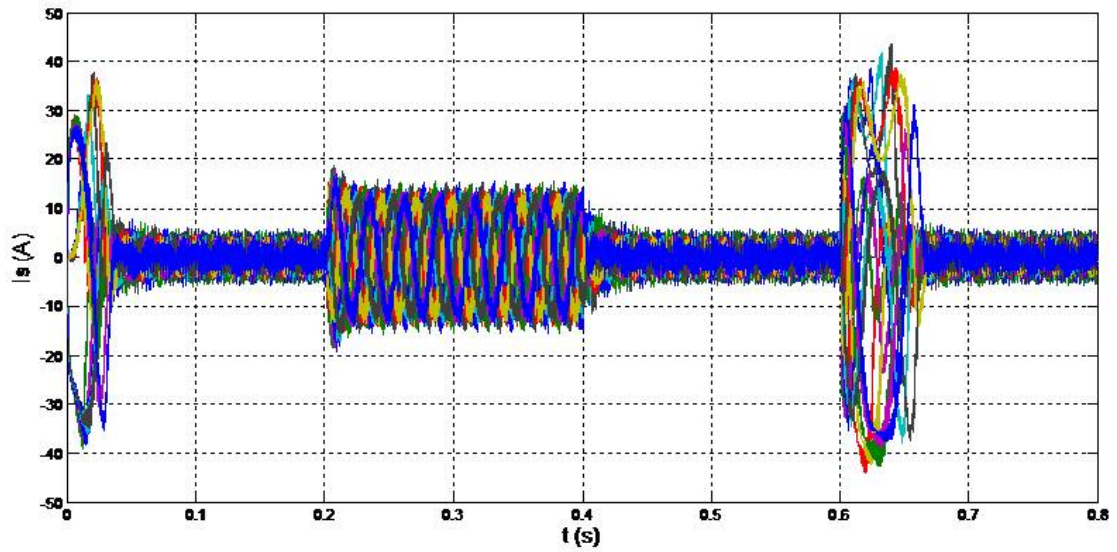


FIGURE 2.32 – Courant i_s avec variation J .

2.6.3 Interprétation des résultats du test de robustesse

Les variations des paramètres électriques n'influent pas sur la dynamique de la vitesse, on remarque seulement une légère perturbation sur l'allure du courant de phase et de couple électromécanique. Par contre une augmentation de l'inertie augmente les temps de réponse et l'apparition de petit dépassement. Donc on peut conclure que la MSAP est robuste vue les variations des paramètres.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

D'après les résultats obtenus l'application de la commande vectorielle à la MSAP nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes $\ll d \gg$ et $\ll q \gg$ ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes.

Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage. Ainsi notre prochain chapitre sera consacré à la commande (sensorless) sans capteur mécanique .

Chapitre 3

COMMANDE SANS CAPTEUR MECANIQUE DU MSAP

3.1 Introduction

La mise en œuvre des lois de commande basées sur le modèle mathématique du système repose implicitement sur l'hypothèse que tout l'état est connu à chaque instant. Pour des raisons technologiques (de matériel, de réalisabilité, etc), de fiabilité (panne des éléments de mesure) ou encore économiques (coût des capteurs)[KEN 12] [MOH 12], dans de nombreuses applications la mesure de tout l'état n'est pas possible. Il est alors nécessaire, à l'aide des variables d'entrées et de sorties du système de reconstruire les variables d'état non mesurées pour élaborer la commande. De ce fait, l'idée repose sur l'utilisation d'un observateur.

Un observateur est un système dynamique que l'on peut appeler capteur informatique, puisqu'il est souvent implanté sur ordinateur afin de reconstituer ou d'estimer en temps réel l'état courant d'un système, à partir des mesures disponibles, des entrées du système et une connaissance à priori du modèle. Il nous permet alors de suivre l'évolution de l'état en tant qu'information sur le système.

Le besoin d'information sur l'état interne du système est motivé par le fait qu'elle est une étape importante voire indispensable à plusieurs niveaux :

- La commande du procédé, qui nécessite obligatoirement la connaissance de son état interne.
- La surveillance du procédé, à travers les écarts entre le comportement de l'observateur et celui du procédé.
- La modélisation (identification) du procédé, au moyen de l'estimation des grandeurs constantes qui paramétrisent le modèle.

3.2 Observabilité

3.2.1 Introduction

L'utilisation des observateurs d'état, ou capteurs logiciels, dans la commande des machines électriques est une tendance qui ne cesse pas de croître [MOH 16].

Initialement, le but de l'observation était d'estimer les grandeurs difficiles à mesurer, comme les flux rotoriques dans une machine asynchrone par exemple, afin d'améliorer les performances de la commande. Toutefois, un observateur d'état est utilisé aujourd'hui pour plusieurs objectifs :

- Commande sans capteur
- Commande tolérante aux défauts
- Identification des paramètres

Commande sans capteur

L'objectif de l'observateur est de remplacer certains capteurs dans le but de réduire le coût de la commande et d'améliorer sa fiabilité. La commande sensorless (commande sans capteur) des machines électriques est une technologie qui continue à se développer, depuis ses premières applications vers la fin des années 1980. Plusieurs techniques d'estimation existent aujourd'hui, la majorité de ces techniques se sert d'un observateur d'état qui, à partir des mesures des courants et de la connaissance des tensions, estime les variables désirées (position, vitesse, flux, etc.).

Les tensions peuvent être mesurées, mais elles sont généralement reconstruites à partir des commutations des interrupteurs de puissance et de la tension du réseau DC qui alimente le système. [KEN 12][MOH 16][REB 15]

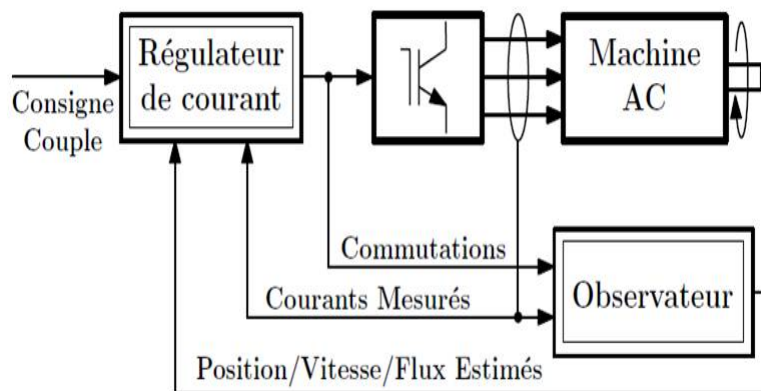


FIGURE 3.1 – Structure générale de la commande sensorless.

Commande tolérante aux défauts

L'observateur fournit une estimée des grandeurs mesurées dans le but de détecter la défaillance ou la dégradation des performances des capteurs, en comparant la sortie de ces derniers à la sortie de l'observateur.

Identification des paramètres

L'observateur est utilisé dans ce cas pour estimer les valeurs des paramètres du modèle de la machine (par exemple : la résistance qui varie avec la température, ou le couple résistant qui varie avec la charge) afin d'améliorer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations paramétriques.

Dans cette partie de la mémoire, nous nous intéressons surtout à la commande sensorless. Néanmoins, les méthodes utilisées et les résultats obtenus sont valables également pour la commande tolérante aux défauts. Quelques résultats sur l'identification des machines sont aussi présentés.

3.2.2 Limitations et défis

L'utilisation d'un observateur d'état à la place des capteurs dans une structure de commande peut affecter les performances de la commande. Ceci est lié à certaines propriétés, notamment l'observabilité du système et la stabilité de la commande en présence d'un observateur.

a. Observabilité

Un système est dit observable si l'observation de ses entrées et sorties pendant un intervalle de temps fini $[t_i, t_f]$ permet de déterminer l'état initial $x(t_i)$, et donc, par intégration de l'équation d'état, de connaître $x(t)$ à tout instant appartenant à l'intervalle $[t_i, t_f]$. La condition nécessaire et suffisante d'observabilité ci-après est appelé le Critère de Kalman pour l'observabilité. Le système considéré est observable si et seulement si :

$$\text{rang} \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \dots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} = n$$

b. Stabilité

est une propriété qui concerne la stratégie de commande et la dynamique du système. L'utilisation d'un observateur peut avoir un impact sur la stabilité de la boucle de commande (en raison de l'introduction d'un retard, d'une erreur d'estimation, etc.).

L'étude de ces propriétés est intéressante pour analyser la détérioration des performances de la commande, avec observateur, dans certaines conditions de fonctionnement, telles que les faibles vitesses de rotation et les basses fréquences d'alimentation.

L'étude de stabilité de la commande sensorless des machines électriques dépend de la stratégie de commande appliquée et de son réglage, de l'observateur utilisé et de son réglage, et de la machine elle-même. Néanmoins, l'observabilité, qui est une condition nécessaire pour la synthèse d'un observateur à dynamique réglable, est une propriété à vérifier avant la conception d'un observateur d'état, et concerne la faisabilité de la commande sensorless.

3.2.3 Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, enfin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit). En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [MOH 16] [MOH 12] :

Observateurs pour les systèmes linéaires

ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A " du système qui est linéaire et invariant dans le temps.

L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

Observateurs pour les systèmes non linéaires

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple :

- des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapunov,
- des observateurs à structure variables (modes glissants),
- des observateurs à grand gain.

En fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs peuvent être classés en deux familles :

Observateurs d'ordre complet

Les observateurs d'ordre complet (4 pour la machine symétrique) qui donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite un temps d'exécution relativement long.

Observateurs d'ordre réduit

Les observateurs d'ordre réduit (2 pour la machine symétrique) obtenus en ne considérant que les équations décrivant les modes non mesurables, qui donnent des informations sur les deux variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet.

En fin, en fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent :

- Observateurs de type déterministes,
- Observateurs de type stochastiques.

3.3 Structure et principe d'un observateur

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur. Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-dessus, représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur.
- Un vecteur d'état x constitué des grandeurs à observer.
- Un vecteur de sortie y dont les composantes sont mesurables (tensions, courants).

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\epsilon \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (3.1)$$

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (3.1) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite.

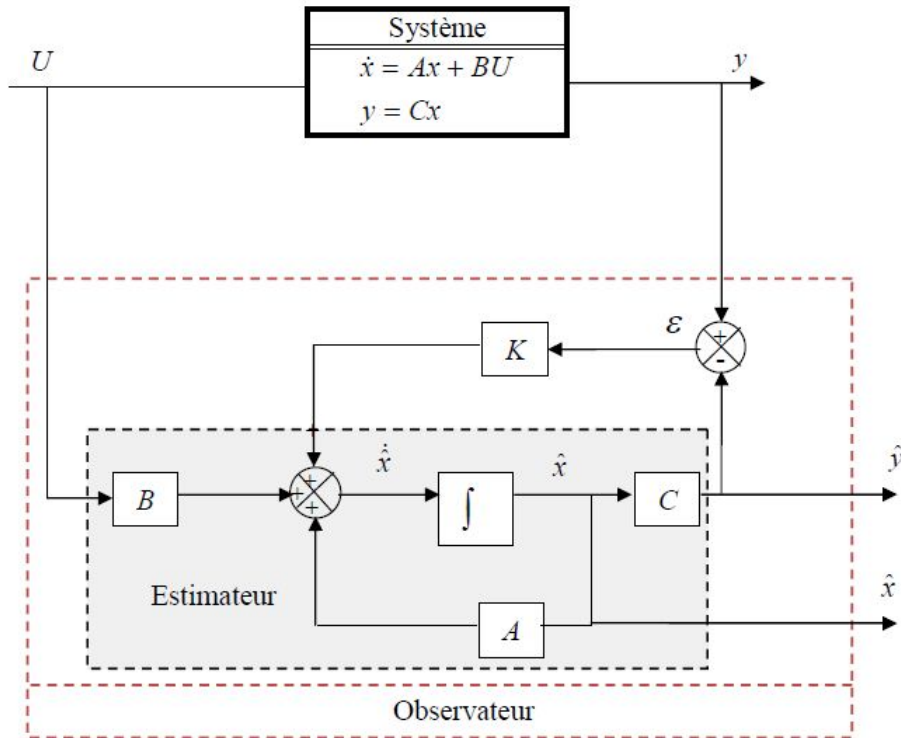


FIGURE 3.2 – Schéma bloc d'un observateur d'état.

3.4 Observation de la MSAP

3.4.1 Observabilité du MSAP

L'étude de l'observabilité du moteur synchrone à aimants permanents n'est pas souvent abordée dans la littérature. Elle est traitée quand même dans [KEN 12][MAR 12], Il est évident que l'analyse de l'observabilité des systèmes linéaires est relativement simple. Par contre, cette analyse dans les cas non linéaires est complexe car l'observabilité peut dépendre de l'entrée du système et qu'il peut y avoir des singularités d'observation dans l'espace d'état. La machine synchrone à aimants permanents est fortement non linéaire.

Nous verrons que lorsque la mesure de vitesse est effectuée, le système est localement observable. Par contre, lorsque la mesure de vitesse n'est pas autorisée, l'observation de la vitesse mécanique se heurte à des problèmes d'observabilité à basse vitesse. Nous donnons ici quelques éléments sur ce sujet et nous montrons dans le cas où la vitesse est non mesurée, la possibilité ou pas de retrouver l'observabilité du système en utilisant les dérivées d'ordre supérieures des mesures.

Observabilité avec mesure de la vitesse et de la position

Lorsque la vitesse et/ou la position est mesurée, le modèle (1.20) de la machine synchrone donné au chapitre 1 est réécrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.2)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix}, h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ C_r \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}x_1 + \frac{pL_q}{L_d}x_2x_3 \\ -\frac{R_s}{L_q}x_2 + \frac{pL_d}{L_q}x_1x_3 - \frac{x_3}{L_q}\varphi_{sf} \\ \frac{3}{2}\frac{p}{J}[(L_d - L_q)x_1x_2 + \frac{p}{J}\varphi_{sf}.x_2] - \frac{f}{J}x_3 \\ px_3 \end{bmatrix} \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'ensemble de fonctions $P_1(x)$ obtenue à partir des mesures de la façon suivante :

$$P_1(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ h_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

A l'espace d'observabilité de système est associé le jacobien de $P_1(x)$ par rapport à l'état(x). Le jacobien de $(P_1(x))$ par rapport à l'état x permet donc de caractériser l'observabilité du système au sens du rang :

$$J_1(x) = \frac{\partial(P_1(x))}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Le déterminant D_1 de $J_1(x)$ est :

$$D_1 = 1$$

Le rang de la matrice $J_1(x)$ est égal à l'ordre du système et ce qui est une condition suffisante d'observabilité. La machine synchrone avec mesures de vitesse et/ou de position et de courants est donc localement observable. Dans ce cas, il est donc inutile d'introduire des dérivées d'ordres supérieurs des mesures.

3.4.2 Observabilité sans mesure de la vitesse et de la position

Considérons le modèle de la machine synchrone où la vitesse n'est pas mesurée et de plus le couple de charge est supposé constant alors :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x(u)) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3.5)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix}, h(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ C_r \end{bmatrix}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d}x_1 + \frac{pL_q}{L_d}x_2x_3 \\ -\frac{R_s}{L_q}x_2 + \frac{pL_d}{L_q}x_1x_3 - \frac{x_3}{L_q}\varphi_{sf} \\ \frac{3}{2}\frac{p}{J}[(L_d - L_q)x_1x_2 + \frac{p}{J}\varphi_{sf}.x_2] - \frac{f}{J}x_3 \\ px_3 \end{bmatrix} \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Soit l'ensemble de fonctions $P_2(x)$ obtenue à partir des mesures de la façon suivante :

$$P_2(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

A l'espace d'observabilité de système est associé le jacobien de $P_2(x)$ par rapport à l'état x . Le jacobien $J_2(x)$ de $P_2(x)$ par rapport à l'état x permet donc de caractériser l'observabilité du système au sens du rang :

$$J_2(x) = \frac{\partial(P_2(x))}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_s}{L_d} & \frac{pL_q}{L_d}\omega_r & \frac{pL_q}{L_d}i_q & 0 \\ \frac{pL_d}{L_q}\omega_r & -\frac{R_s}{L_q} & \frac{-pL_q}{L_d}i_d - \frac{p}{L_q}\varphi_{fs} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Il est évident que le déterminant de cette matrice est nul. Par conséquent, le système est donc nonobservable. Quelque soit l'ordre des dérivées de h_1 et h_2 utilisé, il est constaté que le système est toujours nonobservable. Donc, à partir du modèle dans le repère $(d-q)$ la machine synchrone à aimants permanents n'est pas observable car aucun état ne dépend de la position du rotor

(θ) Donc, étudions l'analyse de l'observabilité dans le repère fixe ($\alpha - \beta$) [MAR 11][KEN 12]. Alors, à partir du modèle suivant :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_\alpha & PL_{\alpha\beta} \\ PL_{\alpha\beta} & R_s + PL_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_r \varphi_{fs} \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix}$$

notons que :

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}$$

$$L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

$$L_{\alpha\beta} = L_1 \sin 2\theta_e$$

$$L_\alpha = L_0 + L_1 \cos 2\theta_e$$

$$L_\beta = L_0 + L_1 \cos 2\theta_e$$

On peut donner le modèle d'état dans le repère fixe ($\alpha\beta$).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{A'}{D} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \left(\frac{R_s A'}{D} + \frac{2L_1 \omega_r B'}{D} \right) \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \left(\frac{\omega_r \varphi_{fs} (L_0 - L_1)}{D} \right) \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Ou

$$A' = \begin{bmatrix} L_\beta & -L_{\alpha\beta} \\ -L_{\alpha\beta} & L_\alpha \end{bmatrix}$$

$$B' = \begin{bmatrix} -L_a & L_b \\ L_b & L_a \end{bmatrix}$$

$$L_a = L_1 \sin 2\theta_e$$

$$L_b = L_1 + L_0 \sin 2\theta_e$$

$$D = \|A'\| = -L_\alpha L_\beta - (L_{\alpha\beta})^2$$

Soit l'ensemble de fonctions $P_3(x)$ obtenue à partir des mesures de la façon suivante :

$$P_3(x) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

A l'espace d'observabilité de système est associé le jacobien de $P_3(x)$ par rapport à l'état x . Le jacobien $J_3(x)$ de $P_3(x)$ par rapport à l'état x permet donc de caractériser l'observabilité du système(3.8) au repère (α, β) au sens du rang :

$$J_3(x) = \frac{\partial(P_3(x))}{\partial(x)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{R_s}{L_d} & \frac{pL_q}{L_d}\omega_r & \frac{pL_q}{L_d}i_q & 0 \\ \frac{pL_d}{L_q}\omega_r & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{pL_q}{L_d}i_d - \frac{p}{L_q}\varphi_{fs} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$a_1 = \frac{-R_s L_\beta}{D} + \frac{2L_1 L_a \omega_r}{D}$$

$$a_2 = \frac{-R_s L_\alpha \beta}{D} + \frac{2L_1 L_b \omega_r}{D}$$

$$a_3 = \frac{\varphi_{fs}(L_0 + L_1) \sin \theta}{D} + \frac{2L_1 L_a i_\alpha}{D} - \frac{2L_1 L_b i_\beta}{D}$$

$$a_4 = \frac{\varphi_{fs}(L_0 + L_1) \omega_r \cos \theta}{D} + \frac{2L_1 u_\alpha - 2R_s L_1 i_\alpha + 4L_1 L_0 \omega_r i_\beta}{D} \sin 2\theta - \frac{2L_1 u_\beta - 2R_s L_1 i_\beta + 4L_1 L_0 \omega_r i_\alpha}{D} \cos 2\theta$$

$$b_1 = \frac{R_s L_\alpha \beta}{D} + \frac{2L_1 L_b \omega_r}{D}$$

$$b_2 = \frac{-R_s L_\alpha}{D} + \frac{2L_1 L_a \omega_r}{D}$$

$$b_3 = \frac{-\varphi_{fs}(L_0 + L_1) \cos \theta}{D} - \frac{2L_1 L_b i_\alpha}{D} - \frac{2L_1 L_a i_\beta}{D}$$

$$b_4 = \frac{\varphi_{fs}(L_0 + L_1)\omega_r \sin \theta}{D} - \frac{2L_1u_\alpha - 2R_sL_1i_\alpha + 4L_1L_0\omega_r i_\beta}{D} \cos 2\theta$$

$$- \frac{2L_1u_\beta - 2R_sL_1i_\beta + 4L_1L_0\omega_r i_\alpha}{D} \sin 2\theta$$

Le déterminant D_3 de $J_3(x)$ est :

$$D_3 = a_3b_4 - a_4b_3$$

\Rightarrow Dans le cas où la machine est à pôles lisses ($L_d = L_q = L_0 \rightarrow L_1 = 0$). La valeur du déterminant sera :

$$D_3 = \frac{\varphi_{sf}^2 \omega_r}{L_0^2} \quad (3.11)$$

Sachant que le flux de l'aimant ainsi que l'inductance (L_0) sont toujours constants et également différents de zéro, le système est localement observable si la vitesse diffère de zéro ($\omega_r \neq 0$).

Remarque 1

Si on remarque le comportement dynamique de la partie inobservable lors de la perte d'observabilité :

Si

$$\omega_r = 0 \rightarrow a_4 = 0$$

et

$$a_3 = \frac{\varphi_{sf} \sin \theta}{L_0}$$

- Si $\sin \theta \neq 0$:

dans ce cas, la vitesse est observable mais la position n'est pas observable. La dynamique inobservable est donc à la limite de stabilité. Si ce cas persiste dans le temps, une technique alternative d'observation serait une injection de signaux.

- Si $\sin \theta = 0$ pour (θ modulo π) :

dans ce cas, ni la vitesse ni la position ne sont observables. Même en utilisant les dérivées d'ordre supérieur des mesures, aucune information supplémentaire pour l'analyse de l'observabilité n'est obtenue. Donc si la singularité d'observabilité est franchie suffisamment rapidement, la perte d'observabilité ne pose pas de problème. (Zone d'inversion de sens de rotation par exemple où la vitesse passe par zéro)

⇒ Dans le cas où la machine est à pôles saillants ($L_d \neq L_q$). La valeur du déterminant sera :

$$D_3 = \frac{2L_1\varphi_{sf}L_0 + L_1}{D} \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) - \frac{4L_1^2L_0}{D^2}(i_qv_d - i_dv_q) - \frac{4L_1^3R_s \sin 2\theta}{D^2}(i_d^2 + i_q^2) + \frac{4L_1^3}{D^2}(i_qv_d - i_dv_q)$$

Si une stratégie type commande vectorielle est utilisée, le courant i_d est contraint à zéro (sauf pour les cas où la machine tourne à une vitesse très élevée "field weakening" [KEN 12]. Alors, le déterminant peut être simplifié :

$$D_3 = \frac{2L_1\varphi_{sf}L_0 + L_1}{D^2} \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) - \frac{4L_1^3R_s \sin 2\theta}{D^2}(i_q^2) + \left[\frac{4L_1^2L_0}{D^2} + \frac{4L_1^3}{D^2}(i_qv_d) \right]$$

Si la valeur de position (θ) est égale $k\frac{\pi}{2}$ (pour $k = 1, 2, \dots$) cela réduit le déterminant comme suit :

$$D_3 = \frac{2L_1\varphi_{sf}L_0 + L_1}{D^2} \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \left[\frac{4L_1^2L_0}{D^2} + \frac{4L_1^3}{D^2}(i_qv_d) \right]$$

Le rang est plein si et seulement si :

$$\varphi_{sf}(L_0 + L_1) \left(L_q \frac{di_q}{dt} \right) \neq -[2L_1L_2 + 2L_1^2](i_qv_d) \quad (3.12)$$

D'après ces analyses, le déterminant dépend de la tension ainsi que du courant. Sauf pour certaines valeurs de l'entrée u_d et i_q et de sa dérivée, le rang est plein. Toutefois, si le rang n'est pas plein, une solution serait d'injecter des signaux à hautes fréquences comme cela est utilisé [MOH 16][MOH 12], Dans ces conditions, la machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants devient observable.

3.4.3 Les différents observateurs utilisés

Observateur par mode glissant

L'observateur par mode glissant (OMG) connaît des développements importants au début des années 1950. Il estime les variables d'état du système à partir de la mesure des tensions et des courants de phase. Ce type d'observateur utilise le modèle du système, il repose sur l'utilisation d'une commutation à haute fréquence permettant de forcer la trajectoire des variables estimées à rester dans la surface de glissement [AMO 12]. La figure (3.3) présente la structure de l'estimation de la vitesse de la MSAP en utilisant l'observateur par mode glissant. La synthèse

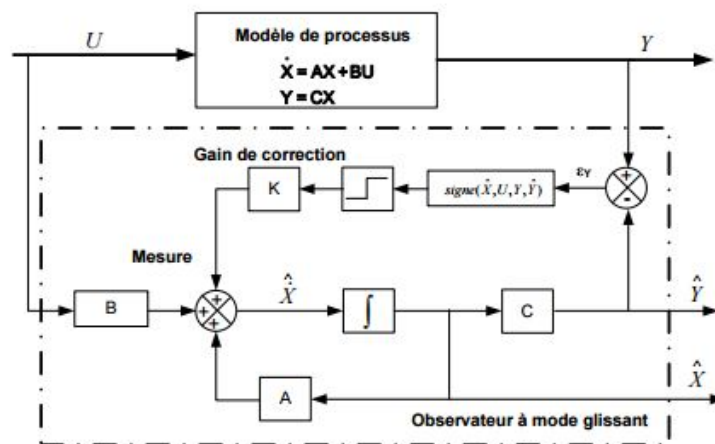


FIGURE 3.3 – Schéma du principe de l'observateur par mode glissant

d'OMG est basée sur la comparaison entre les variables observées et celles mesurées. La conception de l'OMG consiste à faire converger vers zéro l'erreur entre les sorties mesurées du système et celles estimées. Le principal inconvénient de ce type de commande est le phénomène dit de chattering qui est caractérisé par des oscillations à haute fréquence autour de la surface de glissement. La difficulté pratique principale de cette technique réside dans le choix du gain de correction K pour assurer une erreur d'estimation nulle. L'observateur par mode glissant est caractérisé par sa robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du moteur et un choix de la surface de commutation est assez libre. Pour cela, ce type d'observateur est largement utilisé pour estimer la vitesse du moteur dans le but d'une commande sans capteur. La these [AMO 12] présente les stratégies de commande à puissance constante avec et sans capteur mécanique de position ni de vitesse. L'estimation de la position du rotor est basée sur l'estimation des f.é.m. du moteur. Ces f.é.m. sont filtrées par un filtre du premier ordre afin d'extraire la composante fondamentale. Après la mise en forme des f.é.m., une fonction trigonométrique arctangente a été utilisée pour calculer la position du rotor.

Enfin, il propose d'utiliser une boucle à verrouillage de phase pour estimer la vitesse du rotor à partir de la position estimée.

Observateur de Luenberger

Généralement, les grandeurs nécessaires à la commande d'un système sont difficiles à mesurer et ce pour des raisons économiques ou technologiques. Pour remédier à ce problème, Luenberger a étudié la notion d'observabilité afin de proposer son observateur pour les systèmes linéaires. Ce type d'observateur est adapté aux systèmes où les mesures ne sont pas très bruitées. En

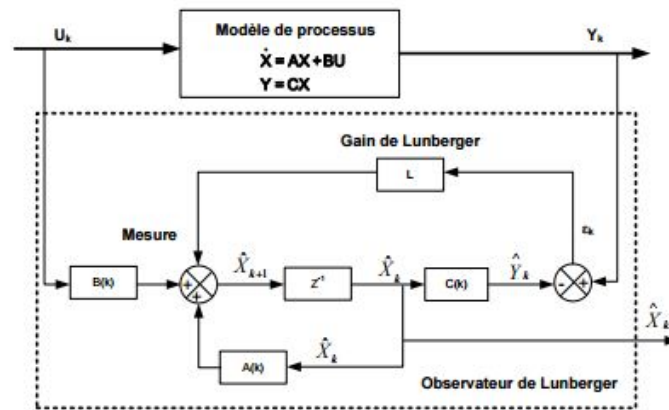


FIGURE 3.4 – Schéma bloc de l'observateur de Luenberger

plus, l'observateur de Luenberger prend en compte la nature non linéaire du modèle d'état de la machine synchrone. Dans le cas d'un système observable, on peut représenter cet observateur par la figure (3.4) L'observateur de Luenberger est caractérisé par sa simplicité et sa stabilité, comme il a été mentionné dans [KEN 12]. 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. C'est pour cette raison que cet observateur est utilisé pour estimer la vitesse du rotor des MSAP. La thèse de [MOH 12] présente une étude d'une MSAP en fonctionnement sans capteur mécanique pour de très faibles ondulations de couple, visant une application de type assistance de direction automobile. A travers une commande vectorielle utilisant un filtre de Kalman associé à un observateur de couple de type Luenberger, cette structure lui permet d'assurer un contrôle sans capteur tout en réduisant fortement les ondulations de couple. Cette approche lui permet d'améliorer le temps de réponse, de réduire les ondulations de couple et de réguler la vitesse lors d'un impact de charge. Il étudie, par la suite, la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de l'observateur de Luenberger d'ordre 1 et d'ordre 3. Il indique que l'observateur de Luenberger d'ordre réduit s'avère plus performant qu'un observateur d'ordre complet. Des résultats expérimentaux [MOH 12] ont montré que l'observateur de couple lui permet de reconstruire le couple résistant. En conclusion, il résume que pour une régulation de position cette approche révèle de très bonnes dispositions pour remédier aux variations de position liées aux frottements statiques.

Filtre de Kalman

En utilisant le filtre de Kalman, nous pouvons implanter la commande 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. Par ailleurs, puisque le système étudié est non linéaire, on fera appel à l’algorithme du filtre de Kalman étendu (FKE), [MOH 16], [REB 15], [KEN 12]. Ce dernier donnera une estimation optimale récurrente des états à partir de la mesure d’autres variables. Le principe de l’algorithme du filtre de Kalman(3.5) peut être donné par le schéma bloc suivant :

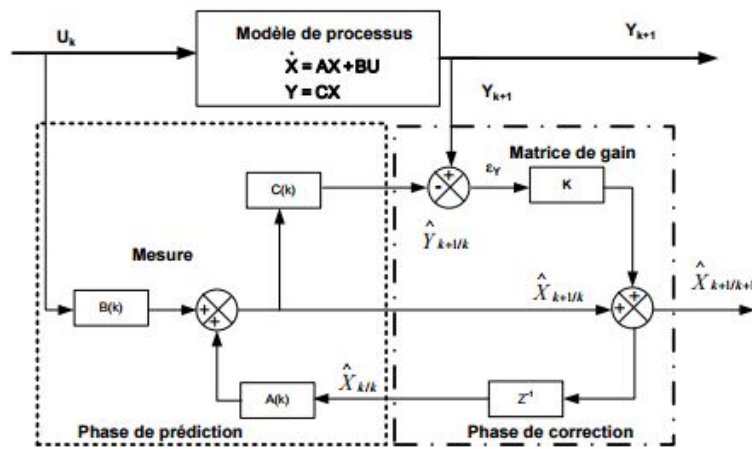


FIGURE 3.5 – Schéma de principe du filtre de Kalman.

Le filtre de Kalman consiste à reconstituer l’état du système perturbé dans un environnement stochastique à partir des mesures disponibles. En effet, ce type d’observateur est le mieux adapté en milieu stochastique [MOH 16], [MOH 12], [AMO 12], [KEN 12]. Avec ce filtre, on peut étendre l’estimation à tous les paramètres électriques et mécaniques du moteur. L’inconvénient du filtre de Kalman réside dans le temps de calcul, ce qui rend un peu difficile la rapidité de l’implantation de cet algorithme à cause de la présence de plusieurs opérations matricielles. L’avantage de cette technique est le filtrage des variables estimées. Pour cela, plusieurs chercheurs ont utilisé l’algorithme du filtre de Kalman pour la commande sans capteur mécanique des moteurs électriques.

3.5 Estimation de la vitesse et de la position par la technique MRAS

Le système adaptatif avec modèle de référence (MRAS), c'est une technique appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse en exploitant les tensions et courants statoriques, cette approche a été formulée la première fois par Schauder 1989 , par un système adaptatif avec modèle de référence composé de deux estimateurs de flux (modèle de référence et modèle ajustable), la différence entre les sorties de deux estimateurs pilote un algorithme d'adaptation qui génère la vitesse estimée.

3.5.1 Principe de la technique MRAS

MRAS (Modèle Référence Adaptative Système) se base principalement sur l'utilisation de deux modèles; le premier est le modèle référentiel (la machine MSAP), il est utilisé pour déterminer les deux composantes du courants statoriques dans le modèle du Parck[AMO 12]. Et le deuxième est le modèle ajustable (l'observateur) qui utilisée pour l'estimation de deux composantes des courants statoriques à partir de la mesure direct des courants et tensions statoriques.

Le Système Adaptatif à Modèle de Référence est basé sur la comparaison de la sortie entre le système et celle de l'estimateur et l'exploitation de cette erreur par un mécanisme d'adaptation pour reconstruire la grandeur à observer. Le système fournit à sa sortie la grandeur mesurée disponible (dans notre cas le courant au stator) et l'estimateur fournit l'estimé de cette sortie (l'estimé du courant statorique). L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la position.

Généralement le mécanisme d'adaptation c'est un régulateur de type PI, qui fait tendre le comportement du modèle adaptif vers le comportement du modèle référence. Le schéma suivant est représenter la structure de l'estimation de la vitesse rotorique par la méthode MRAS :

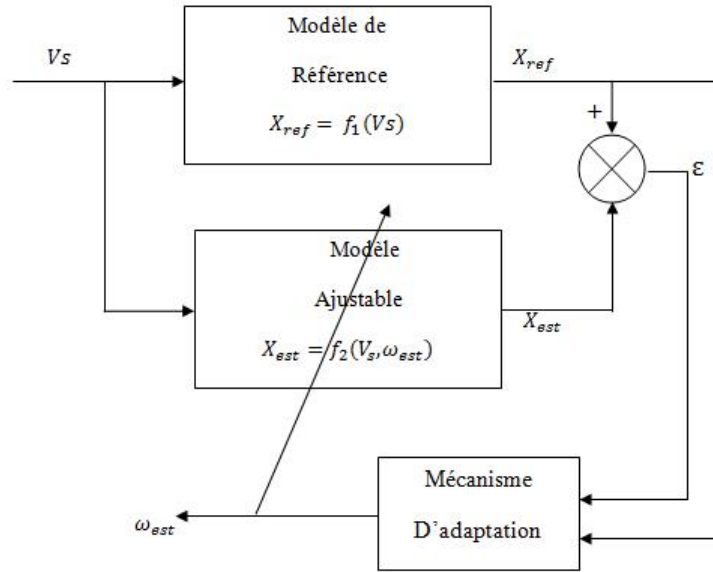


FIGURE 3.6 – Schéma du principe de l'estimation de la vitesse par la méthode MRAS.

Le choix d'un référentiel lié au rotor permet d'estimer la vitesse rotorique par la technique MRAS. Cette transformation fait appel à la position du rotor que l'on estime par la méthode adaptative du modèle de référence. Pour avoir une commande sans capteur dans un référentiel lié au stator, il est nécessaire d'utiliser la transformation de Clark à condition de connaître la position initiale du rotor.

3.5.2 Equations de la technique MRAS

En se basant sur le modèle dynamique de la machine synchrone à aimants permanent dans le repère (d, q) , et en développons deux estimateurs de courants statoriques dans ce repère.

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX + BU + C \\ Y = IX \end{cases} \quad (3.13)$$

Avec :

$$X = [i_d \ i_q]^T; U = [v_d \ v_q]^T; Y = [i_d \ i_q]^T \quad (3.14)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_q}{L_d} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 0 \\ -\omega_r \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix}; I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

A partir de la mesure des tensions et des courants statoriques en assembleait deux estimateurs de courants statoriques.

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos(\hat{\theta}_r) + i_\beta \sin(\hat{\theta}_r) \\ i_q = i_\alpha \sin(\hat{\theta}_r) + i_\beta \cos(\hat{\theta}_r) \end{cases} \quad (3.16)$$

On remarque que le système de calcul des courants statoriques à partir des courants mesurés ne dépend pas de la vitesse rotorique ω_r d'où il est retenu comme modèle de référence. A partir de l'équation (3.14) les estimateurs des courants statoriques dépendent de la résistance statorique R_s et la vitesse rotorique ω_r . On considère comme un modèle ajustable. Le système peut mettre sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_d}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_q}{L_d} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\hat{\omega}_r \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

D'où l'équation d'état de l'observateur qui s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{X}}{dt} = A_1 \hat{X} + B_1 U + C_1 \\ \hat{Y} = I \hat{X} \end{cases} \quad (3.18)$$

Avec :

$$\hat{X} = [\hat{i}_d \ \hat{i}_q]^T; U = [v_d \ v_q]^T; Y = [\hat{i}_d \ \hat{i}_q]^T \quad (3.19)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix}; B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}; C_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ -\hat{\omega}_r \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix}; I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Les deux modèles (référence et ajustable) utilisent les mêmes entrées (tensions statoriques), donc on peut définir les écarts des courants statoriques dans un repère lié au rotor, comme ci dessus :

$$\begin{cases} \varepsilon_d = i_d - \hat{i}_d \\ \varepsilon_q = i_q - \hat{i}_q \end{cases} \quad (3.21)$$

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} \varepsilon_d + \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_q + \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r \hat{i}_q \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} \varepsilon_q - \frac{L_d}{L_q} \omega_r i_d + \frac{L_d}{L_q} \hat{\omega}_r \hat{i}_d + \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \hat{\omega}_r - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \omega_r \end{cases} \quad (3.22)$$

On ajoutant et soustrayant le terme $\frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r i_q$ dans le système (3.22), on obtient finalement :

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} \varepsilon_d + \frac{L_q}{L_d} \hat{\omega}_r \varepsilon_q + \frac{L_q}{L_d} (\omega_r - \hat{\omega}_r) i_q \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} \varepsilon_q - \frac{L_d}{L_q} \hat{\omega}_r \varepsilon_d - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} (\omega_r - \hat{\omega}_r) - \frac{L_d}{L_q} (\omega_r - \hat{\omega}_r) i_d \end{cases} \quad (3.23)$$

En écriture matriciel, les écarts des courants statoriques deviennent :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\varepsilon_d}{dt} \\ \frac{d\varepsilon_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d} & \hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\hat{\omega}_r \frac{L_q}{L_d} & \frac{-R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{L_d}{L_q} i_d - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \quad (3.24)$$

Finalement on peut écrire l'erreur d'estimation sous la forme d'équation d'état comme suit :

$$p[\varepsilon] = [A][\varepsilon] + [W]$$

Avec :

$[\varepsilon]$: la différence entre le modèle référence et le modèle ajustable];

$[W]$: le bloc de contre réaction, qui consiste l'entrée du bloc linéaire. les équation rassemblent un système en contre réaction non linéaire représenté par la figure (3.7)[AMO 12] le système est représenté par un bloc linéaire écrit par la matrice de transfert suivant : $G(p) = (p[I] - [A])^{-1}$ et une partie non linéaire d'entrée $\varepsilon(t)$ et de sortie $W(\varepsilon, t)$.

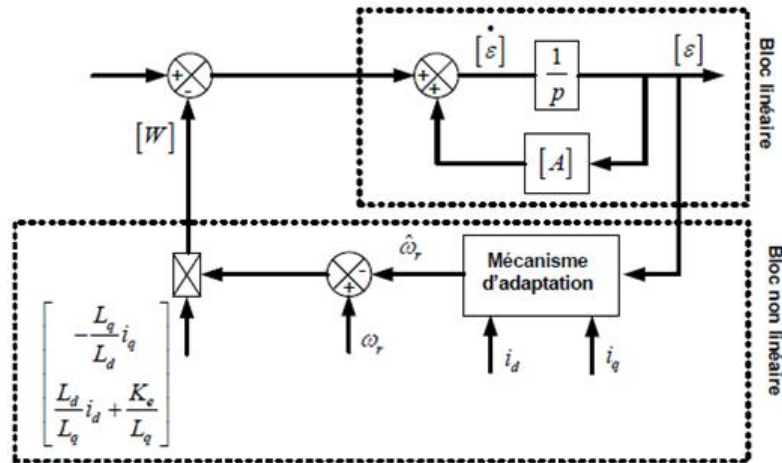


FIGURE 3.7 – Schéma équivalent de la MRAS sous la forme d'un système bouclé.

pour le système de contre réaction soit stable il faut que $G(p)$ soit une matrice réelle strictement positive ou tous les pôles des éléments de cette matrice soient à partie réelles négative.

3.5.3 Stabilité de la technique MRAS

Au début des années soixante-dix Popov's à introduit un théorie de l'hyperstabilité. cette théorie permet de résoudre les problèmes de stabilité dans notre système[AMO 12].pour considérer le système est hyperstable, le bloc de contre réaction doit satisfaire l'inégalité de Popov's :

$$\int_0^{t_1} [\varepsilon]^T [W] dt \geq -\chi^2 \quad \text{pour } t_1 \geq 0 \quad (3.25)$$

χ : Constante positive.

l'estimation de la vitesse rotorique est donnée par :

$$\hat{\omega}_r = A_2([\varepsilon]) + \int_0^{t_0} A_1([\varepsilon]) dt \quad (3.26)$$

A_1 et A_2 : Sont les fonctions non linéaires de ε_d et ε_q

En remplaçant l'expression de $[W]$ dans (3.25) :

$$\int_0^{t_1} \left\{ \left[\varepsilon_d \left(\frac{L_q}{L_d} i_q \right) \right] - \left[\varepsilon_q \left(\frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \right) \right] \right\} [\omega_r - \hat{\omega}_r] dt \geq -\chi^2 \quad (3.27)$$

D'après l'équation (3.26) la théorie de Popov's devient :

$$\int_0^{t_1} \left\{ \left[\varepsilon_d \left(\frac{L_q}{L_d} i_q \right) \right] - \left[\varepsilon_q \left(\frac{L_d}{L_q} i_d + \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \right) \right] \right\} \int_0^{t_1} \left\{ \left[\omega_r A_2([\varepsilon]) - \int_0^{t_0} A_1([\varepsilon]) dt \right] \right\} dt \geq -\chi^2 \quad (3.28)$$

$$\int_0^{t_0} K [pf(t)] f(t) dt \geq -\frac{1}{2} K f(0)^2 \quad (3.29)$$

Avec $K \geq 0$ En comparant les équations précédant en trouve les expressions de A_1 et A_2 comme suit :

$$A_1 = K_1 \left[\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \varepsilon_q \right]; A_2 = K_2 \left[\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \varepsilon_q \right] \quad (3.30)$$

K_1 et K_2 : sont des gains d'adaptation (constantes positives).

A partir de la structure générale de la mécanisme d'adaptation l'estimation de la vitesse de rotation $\hat{\omega}_r$ est une fonction de l'erreur ε .

Afin d'estimer la vitesse rotorique en utilisant un régulateur de type PI pour améliorer le réponse de l'algorithme d'adaptation.

l'estimation de la vitesse rotorique ω_r devient :

$$\hat{\omega}_r = K_{i\omega_r-est} \int_0^t \left[\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \varepsilon_q \right] dt + K_{p\omega_r-est} \left(\frac{L_q}{L_d} i_q \varepsilon_d - \frac{L_d}{L_q} i_d \varepsilon_q - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} \varepsilon_q \right) + \hat{\omega}_r(0) \quad (3.31)$$

$K_{i\omega_r-est}$ et $K_{p\omega_r-est}$ sont les gains(intégral et proportionnel) du régulateur PI. En utilise cette régulateur pour corriger l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse estimée.

La position électrique estimée du rotor est obtenue par l'intégration de la vitesse estimée du rotor.

$$\hat{\theta}_r = \int_0^t \hat{\omega}_r dt + \theta_{r0} \quad (3.32)$$

θ_{r0} : La condition initial sur la position électrique estimée.

le mécanisme d'adaptation est déduit en utilisant le théorème de Popov's (critère d'hyperstabilité); Cette loi assure la stabilité du notre système.

$\hat{\omega}_r$ et ω_r sont varient dans le temps, donc peut considère chacun de se deux paramètres $\hat{\omega}_r$ et ω_r comme une entrée de l'équation statorique(3.31)

La linéarisation des équations statoriques pour une petite variation autour d'un point de fonctionnement permet l'étudier la réponse dynamique de l'estimation de la vitesse rotorique.

Les variations de l'erreur donnent par :

$$\Delta\varepsilon(t) = \varepsilon(t) - \varepsilon(t - \Delta T) \quad (3.33)$$

On utilise la commande vectorielle (comme elle expliquer dans le 2^{eme} chapitre) pour obtenir les meilleurs performances cette commande consiste à annuler le courant statorique suivant l'axe direct. A partir de cette propriété en peut calculer la fonction de transfert qui relie $\Delta\varepsilon_\omega$ avec $\Delta\hat{\omega}_r$:

$$\frac{\Delta\varepsilon_{\omega_r}}{\Delta\hat{\omega}_r} \Big|_{\Delta\omega_r=0} = G_{s-\hat{\omega}_r} = \frac{K_L^2(s + T_d) + K_L i_q \omega_r}{[(s + T_d)(s + T_q) + \omega_r^2]} \quad (3.34)$$

Avec : $K_L = \frac{\varphi_{sf}}{L_q}$; $T_d = \frac{1}{\tau_d}$; $T_q = \frac{1}{\tau_q}$

Le schéma suivant représente la réponse dynamique de l'estimation de la vitesse rotorique par la méthode MRAS :

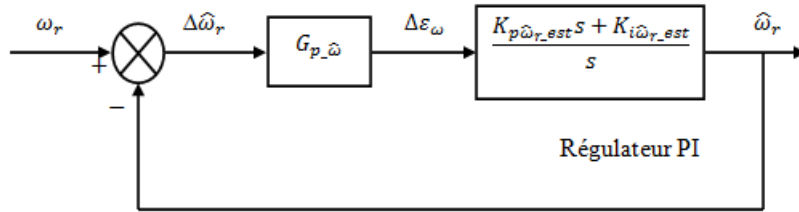


FIGURE 3.8 – Schéma-bloc en boucle fermée de l'estimation de vitesse rotorique.

A partir de la figure nous obtenons la fonction de transfert reliant $\hat{\omega}_r$ et ω_r

$$\frac{\hat{\omega}_r}{\Delta\hat{\omega}_r} = G_{s-\hat{\omega}_r} = \frac{K_{p\hat{\omega}_r-est}s + K_{i\hat{\omega}_r-est}}{s} \quad (3.35)$$

Afin d'obtenir une stabilité générale du système en peut choisir les valeur de $K_{p\hat{\omega}_r-est}$ et $K_{i\hat{\omega}_r-est}$ par l'étude de placement des pôles de l'observateur et celles du système.

Dans ce travail, nous avons développé un estimateur adaptatif permettant d'estimer la vitesse de rotation du rotor de la machine synchrone à aimant permanent ; en utilisant les équations électriques dans le repère $(d-q)$.

Le schéma suivant représente le schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP par la méthode MRAS.

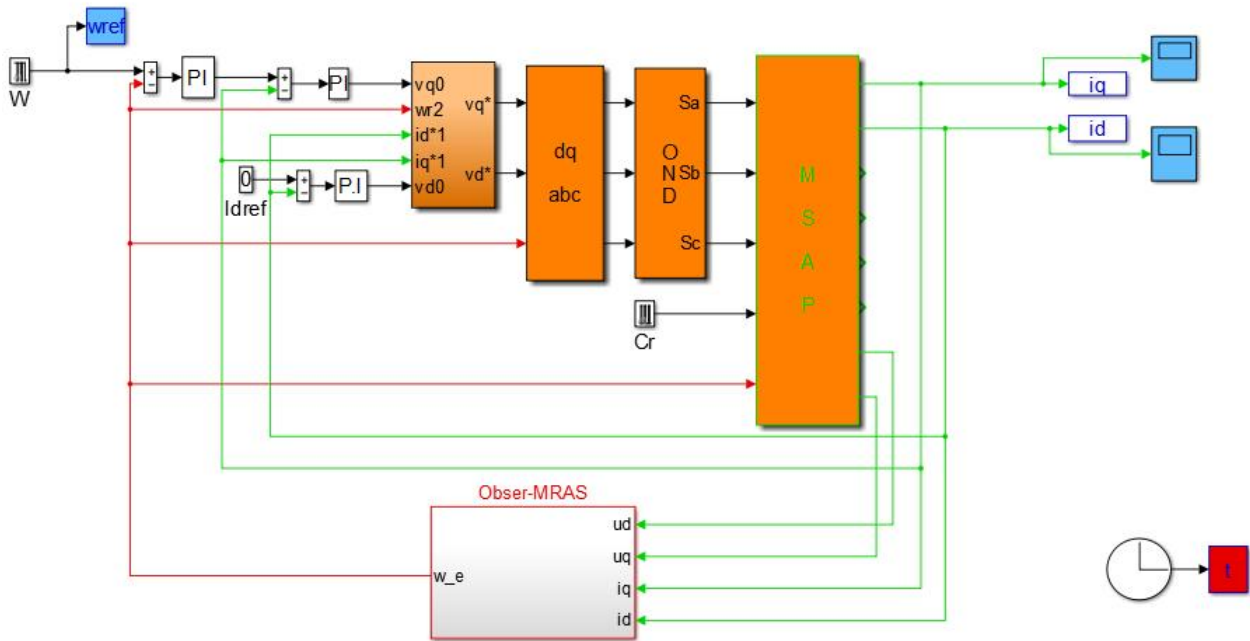


FIGURE 3.9 – Schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP par la méthode MRAS.

3.6 Résultats de simulation

Dans cette simulation on remplace le capteur de vitesse par un estimateur de vitesse, Les figures représentent les grandeurs mesurées et estimées et les erreurs entre les deux de la machine synchrone à aimant permanent par la technique MRAS. On applique une vitesse de référence de $230(\text{rad}/s)$ et on inverse cette vitesse à l'instant $(t = 0.6s)$.

En applique un couple de charge de $5N.m$ à l'instant $0.2(s)$ et on annule cette couple à $t = 0.4s$.

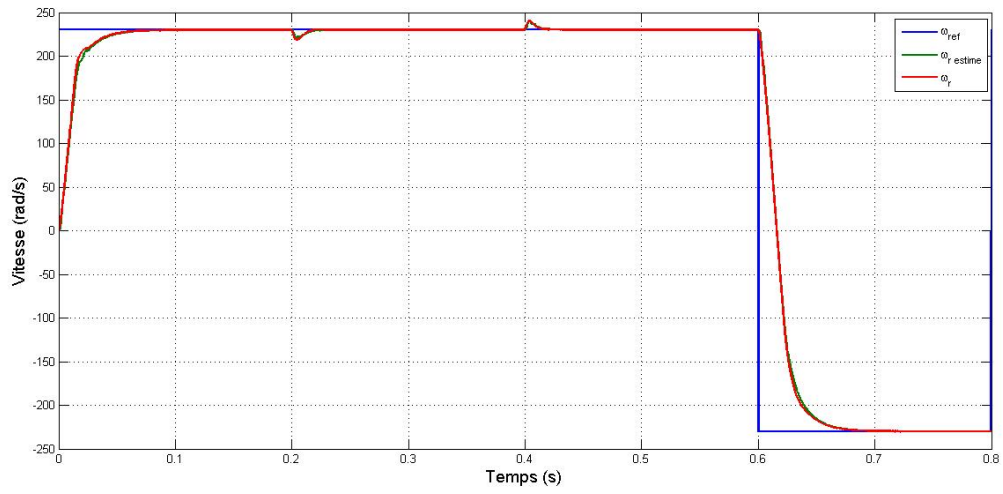


FIGURE 3.10 – Vitesse de référence, réelle et estimée.

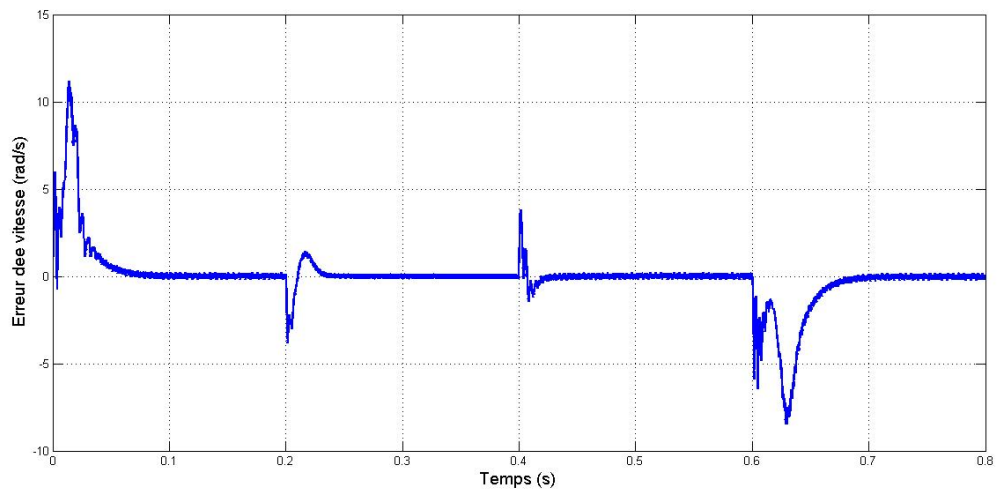


FIGURE 3.11 – Erreur de la vitesse réelle et estimée.

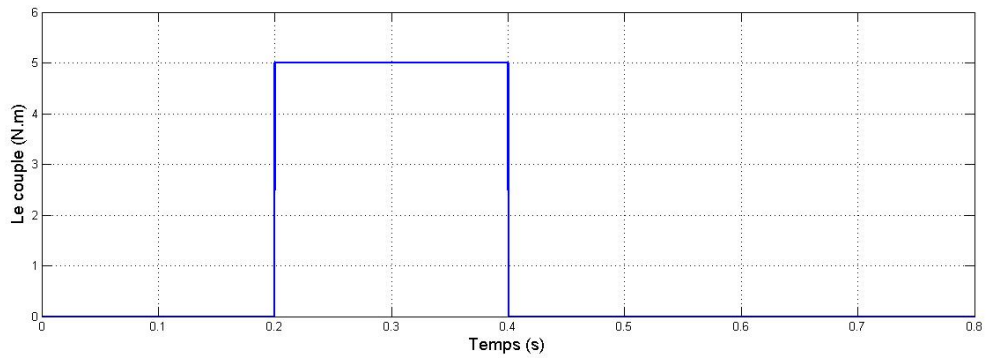


FIGURE 3.12 – Couple de charge.

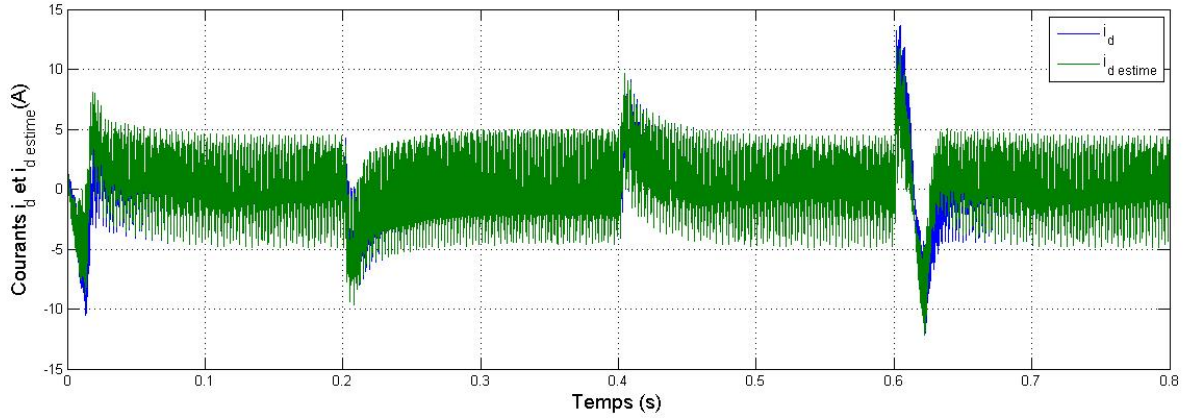


FIGURE 3.13 – Courant réelle et estimé sur l'axe d .

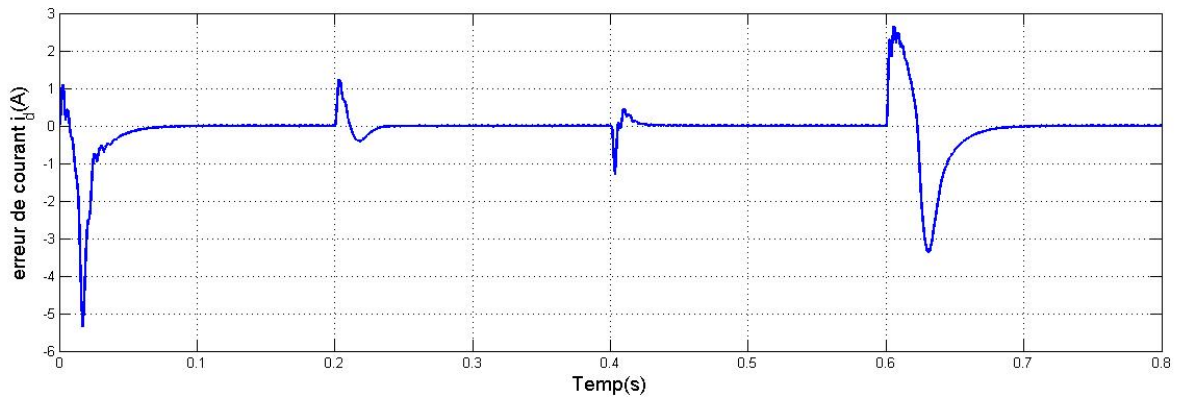


FIGURE 3.14 – Erreur de courant réelle et estimé sur l'axe d .

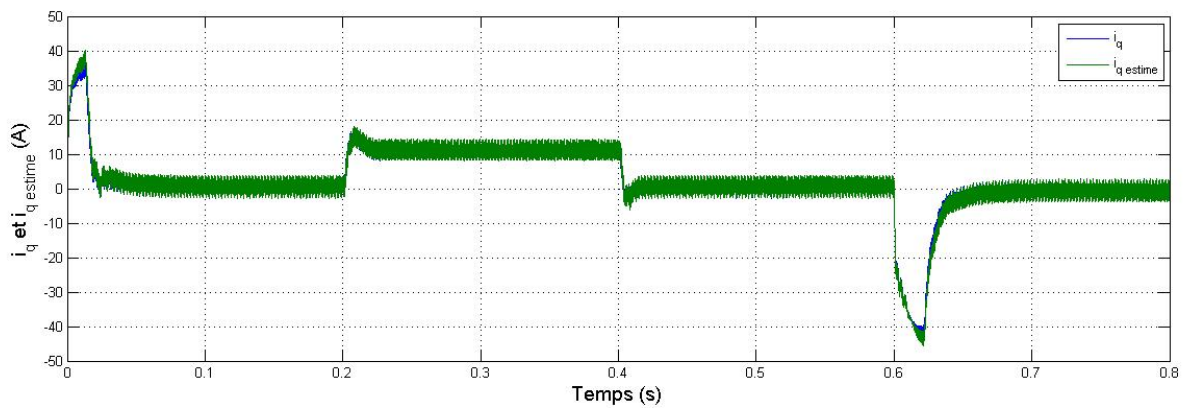


FIGURE 3.15 – Courant réelle et estimé sur l'axe q .

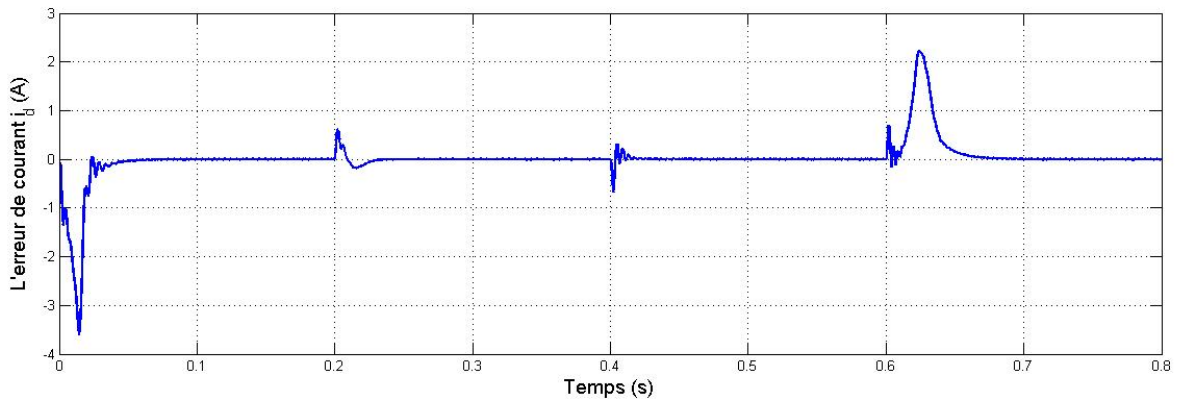


FIGURE 3.16 – Erreur de courant réelle et estimé sur l'axe q .

Les résultats de simulation montrent que les grandeurs estimées par l'observateur MRAS convergent vers celles mesurées pendant tout le temps de simulation. Les erreurs entre le signal estimé et le signal réel sont très petites, on peut dire qu'elles sont négligeables. On remarque que la vitesse estimée est semblable à la vitesse mesurée, et elle suit la trajectoire de la vitesse de référence.

Globalement, les estimations sont bien reconstruites, et l'on peut constater la nette amélioration des estimations lors des transitoires de vitesses lorsque le couple de charge est appliqué.

Le test de robustesse

On va essaie de simuler le système pour avoir les variations qui peuvent être dues à la saturation ou à l'échauffement, cette vérification important pour d'étudier l'influence de la variation des paramètres caractérisant le modèle sur les performances de la commande.

	Essaie a	Essaie b	Essaie c	Essaie d
R_s	$-50\%R_s$	$-25\%R_s$	$+25\%R_s$	$+50\%R_s$
L_d	$-50\%L_d$	$-25\%L_d$	$+25\%L_d$	$+50\%L_d$
L_q	$-50\%L_q$	$-25\%L_q$	$+25\%L_q$	$+50\%L_q$
J	$+25\%J$	$+50\%J$	$+75\%J$	$+100\%J$

Les résultats

A : Simulation d'une application de charge de $5(N.m)$ à partir de $t = 0.2(s)$ jusqu'à $t = 0.4(s)$ avec une inversion de la tension à $t = 0.6(s)$ avec variation de R_s :

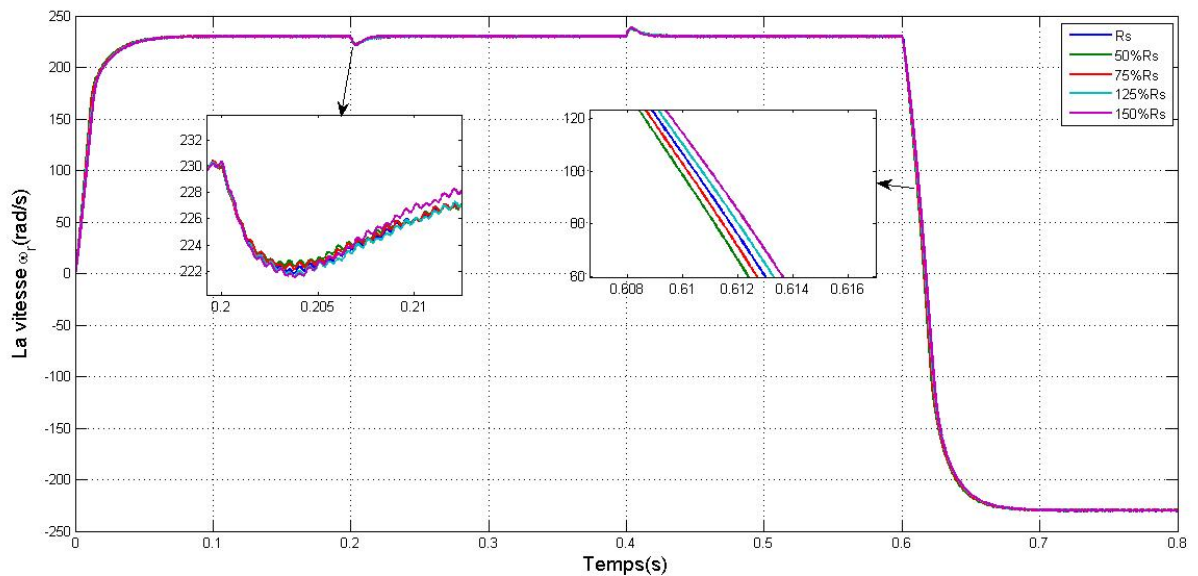


FIGURE 3.17 – Vitesse avec variation de R_s .

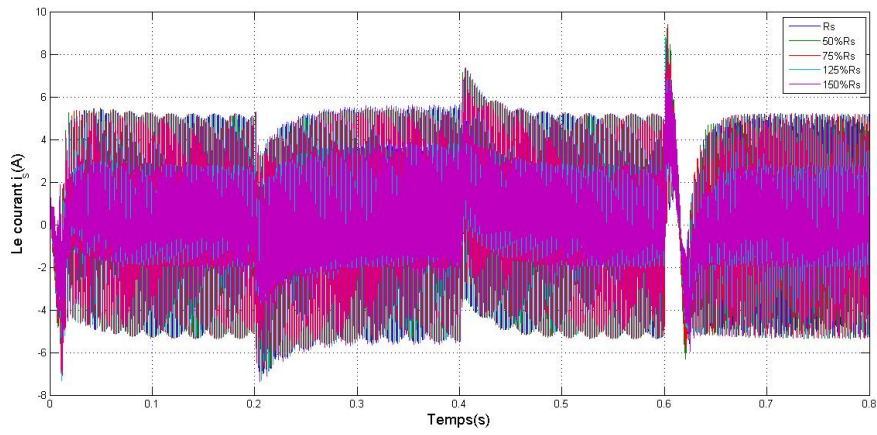


FIGURE 3.18 – Courant i_d avec variation de R_s .

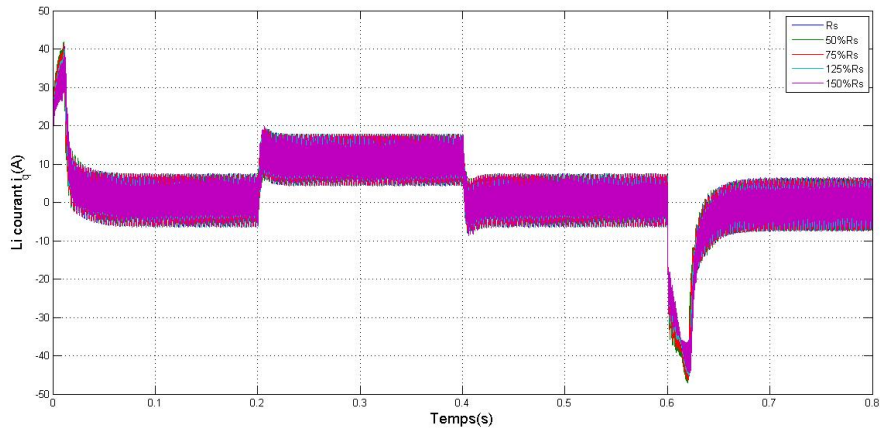


FIGURE 3.19 – Courant i_q avec variation de R_s .

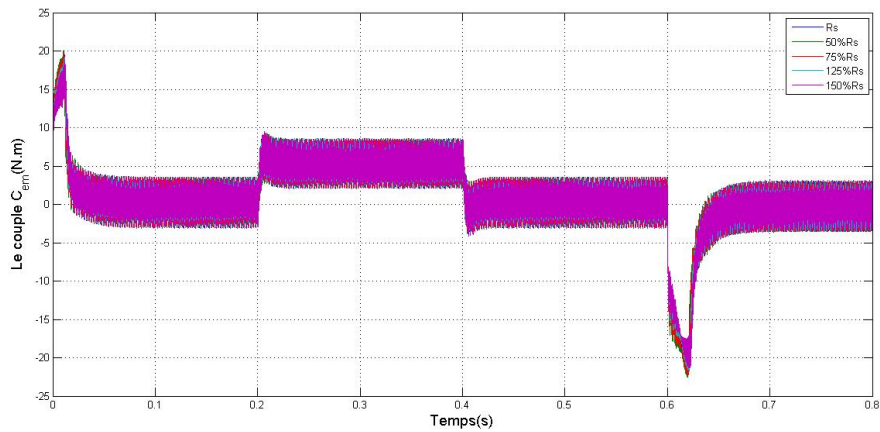


FIGURE 3.20 – Couple électromagnétique avec variation de R_s .

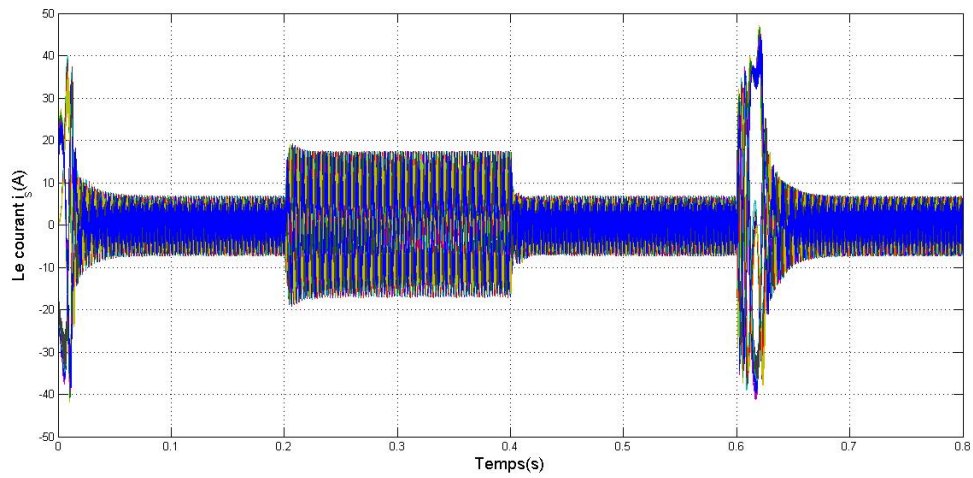


FIGURE 3.21 – Courant i_s avec variation de R_s .

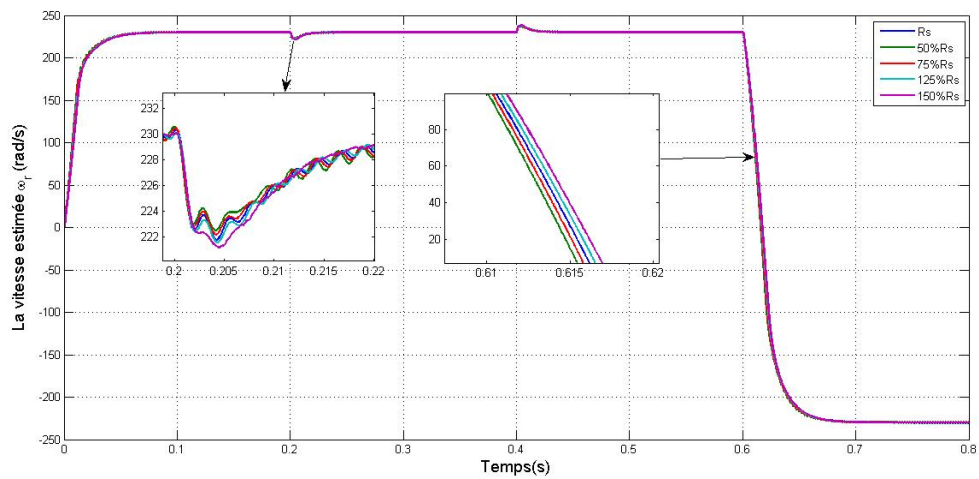


FIGURE 3.22 – Vitesse estimée avec variation de R_s .

B : Simulation d'une application de charge de $5(N.m)$ à partir de $t = 0.2(s)$ jusqu'à $t = 0.4(s)$ avec une inversion de la tension à $t = 0.6(s)$ avec variation de L_d :

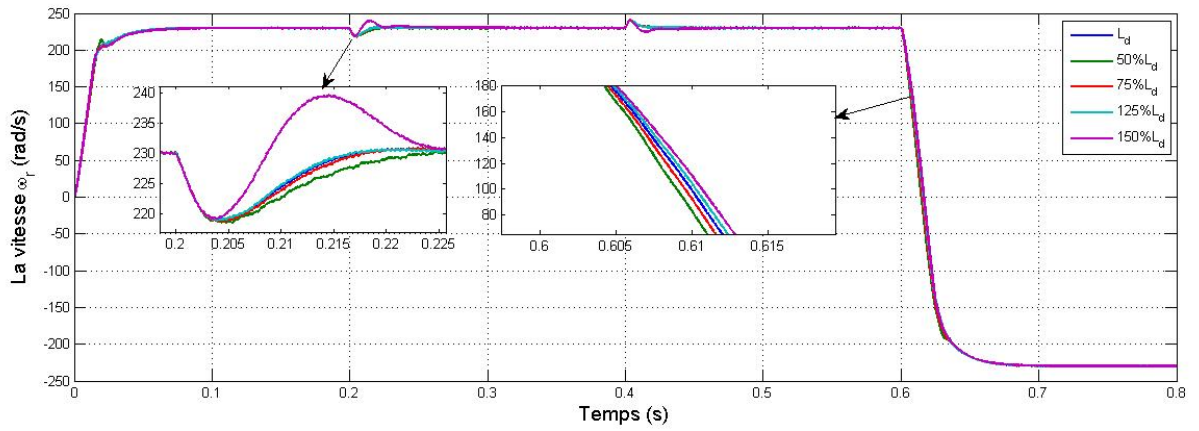


FIGURE 3.23 – Vitesse avec variation de L_d .

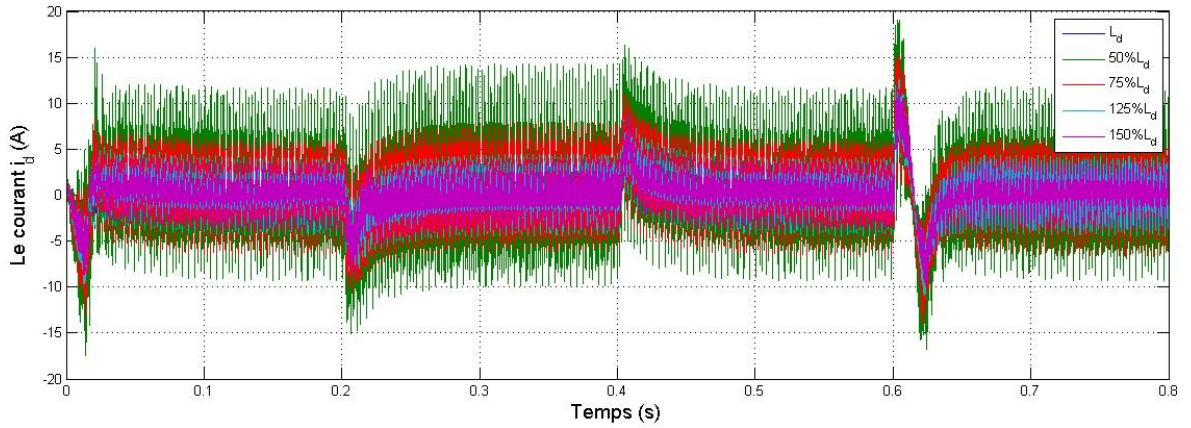


FIGURE 3.24 – Courant i_d avec variation de L_d .

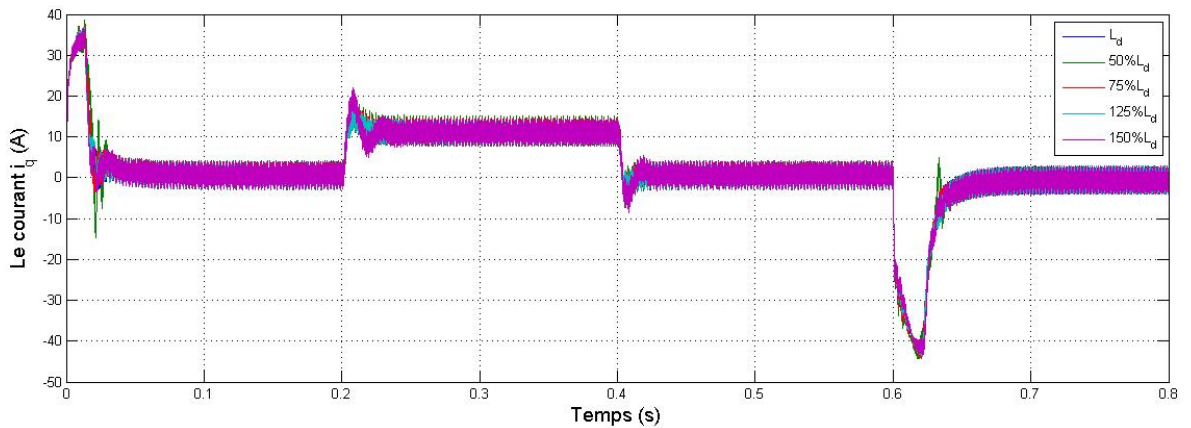


FIGURE 3.25 – Courant i_q avec variation de L_d .

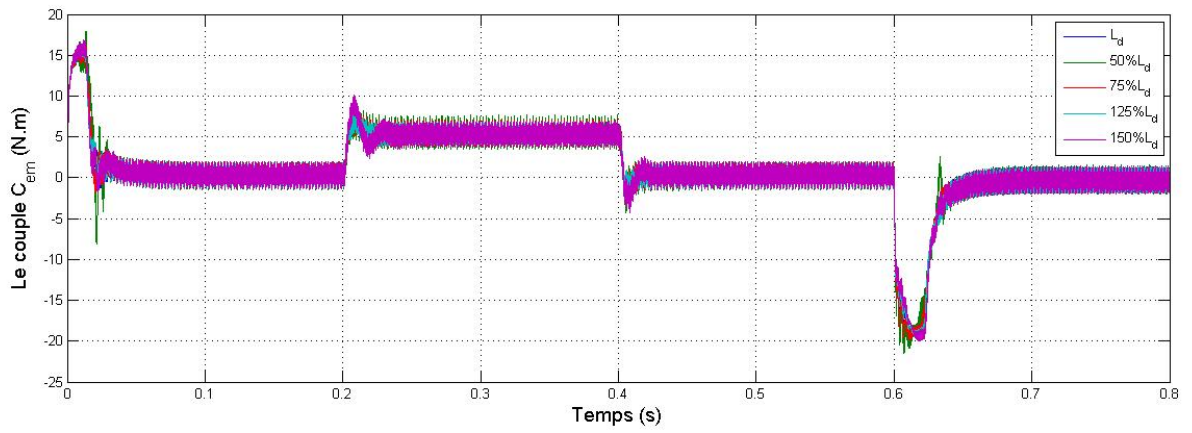


FIGURE 3.26 – Couple électromagnétique avec variation de L_d .

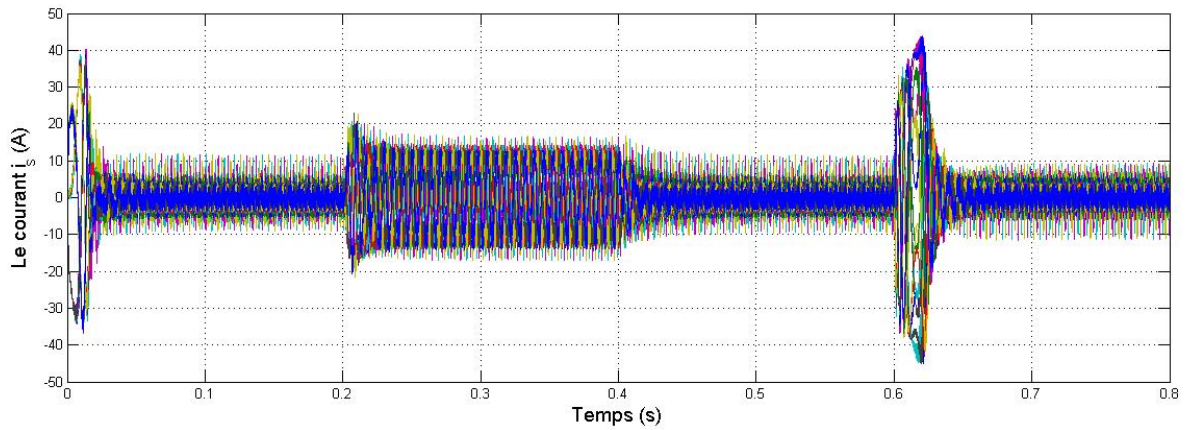


FIGURE 3.27 – Courant i_s La vitesse avec variation de L_d .

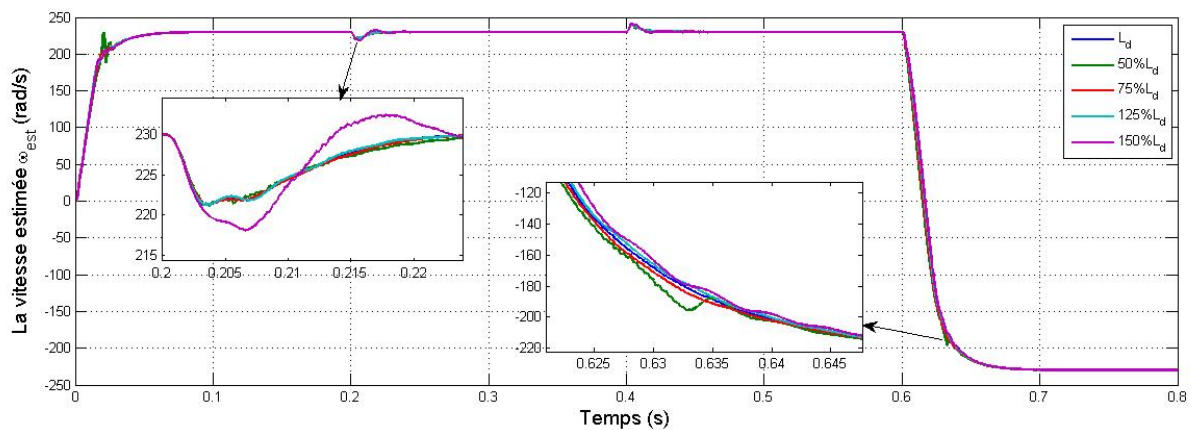


FIGURE 3.28 – Vitesse estimée avec variation de L_d .

C : Simulation d'une application de charge de $5(N.m)$ à partir de $t = 0.2(s)$ jusqu'à $t = 0.4(s)$ avec une inversion de la tension à $t = 0.6(s)$ avec variation de L_q :

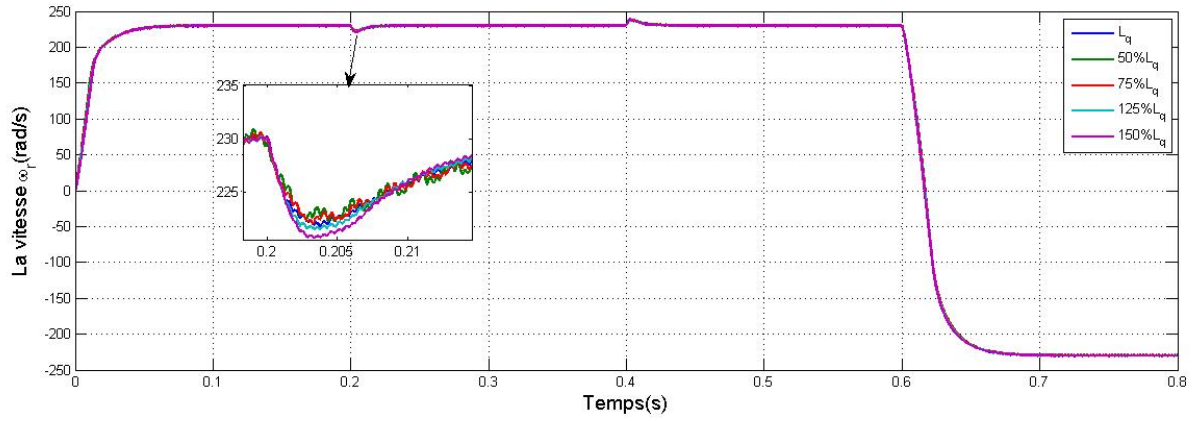


FIGURE 3.29 – Vitesse avec variation de L_q .

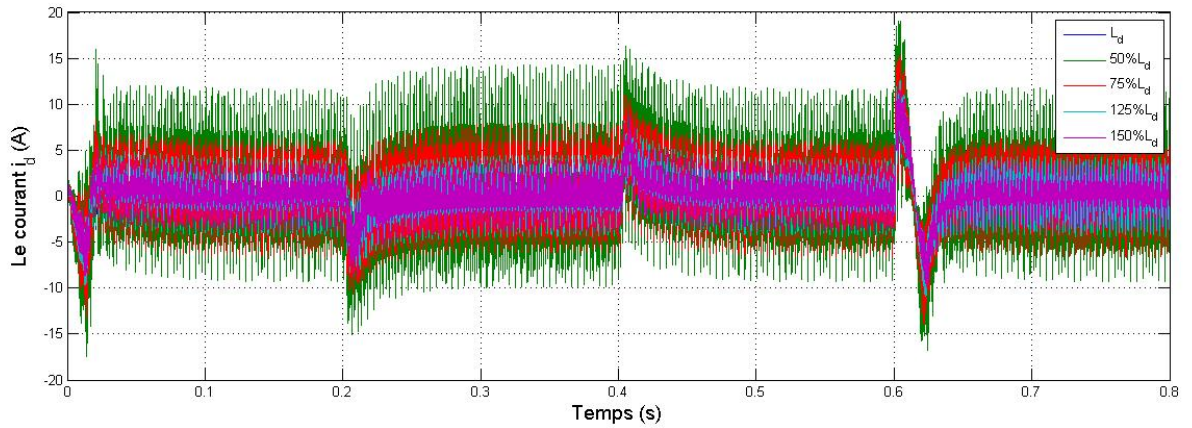


FIGURE 3.30 – Courant i_d avec variation de L_q .

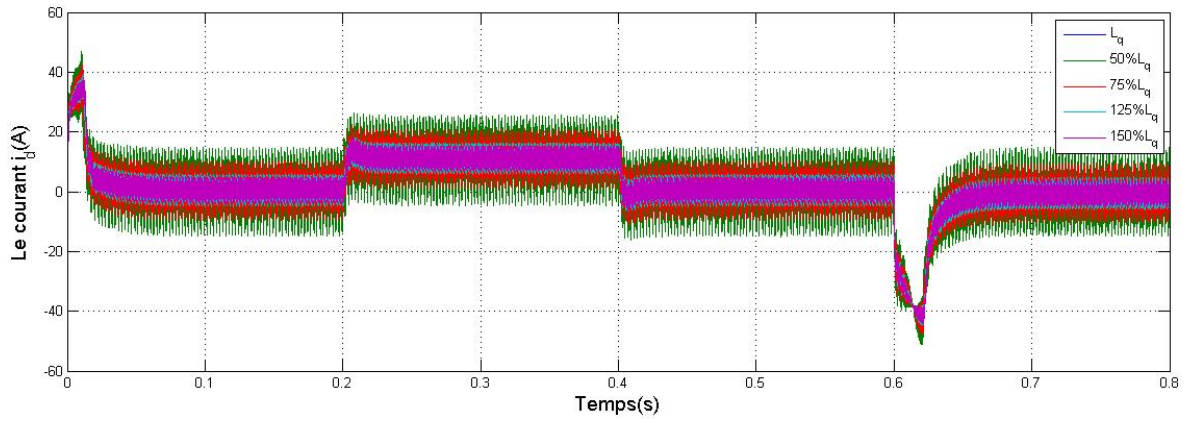


FIGURE 3.31 – Courant i_q avec variation de L_q .

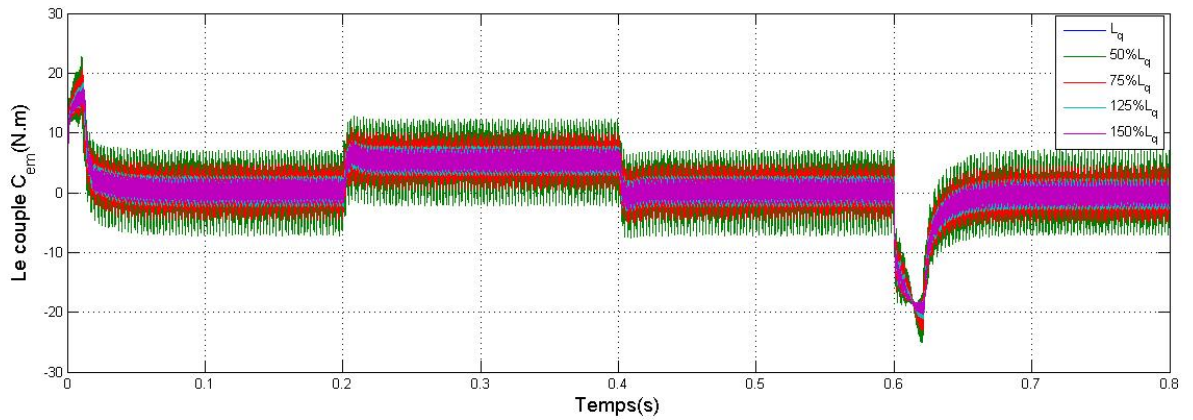


FIGURE 3.32 – Couple électromagnétique avec variation de L_q .

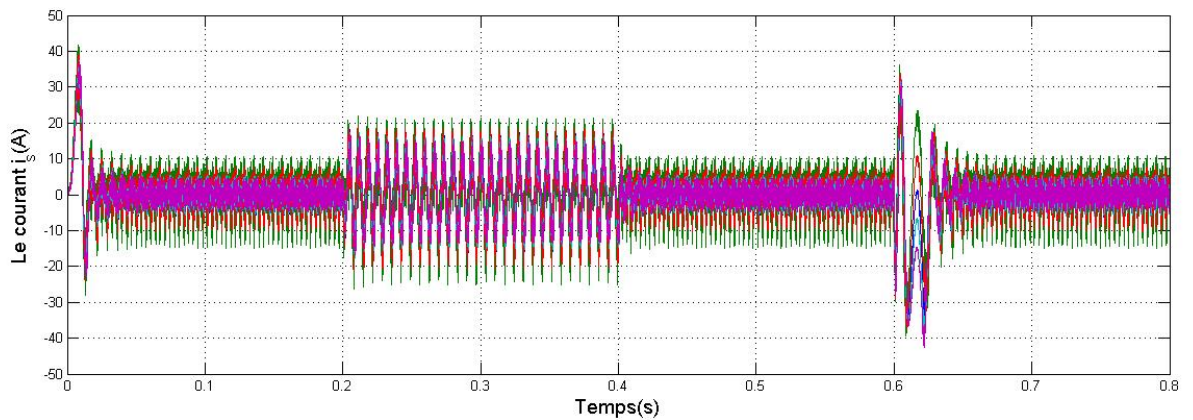


FIGURE 3.33 – Courant i_s avec variation de L_q .

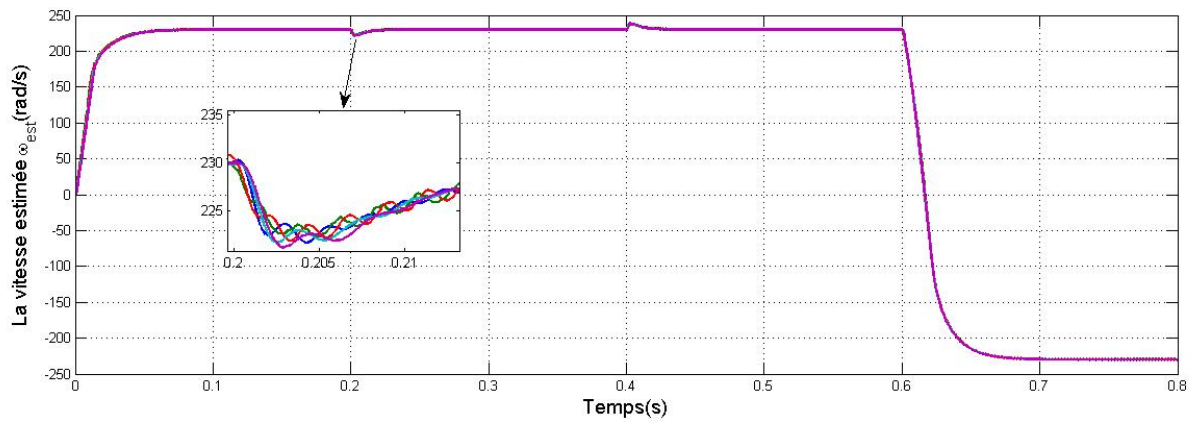


FIGURE 3.34 – Vitesse estimée avec variation de L_q .

D : Simulation d'une application de charge de $5(N.m)$ à partir de $t = 0.2(s)$ jusqu'à $t = 0.4(s)$ avec une inversion de la tension à $t = 0.6(s)$ avec variation de J :

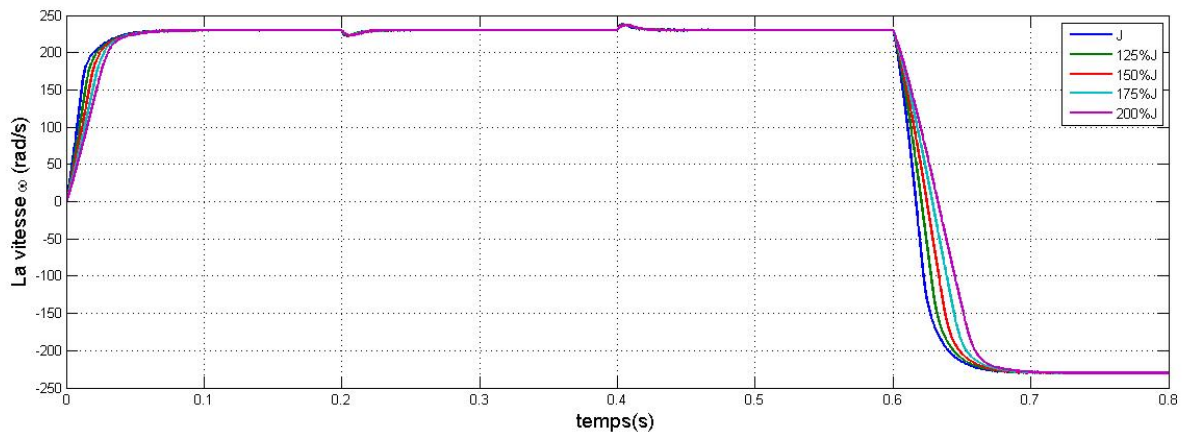


FIGURE 3.35 – Vitesse avec variation de J .

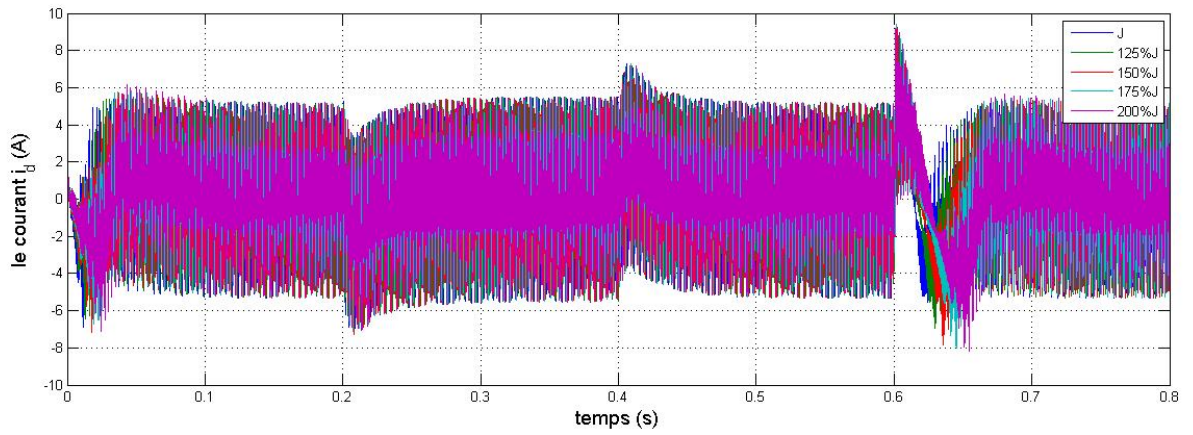


FIGURE 3.36 – Courant i_d avec variation de J .

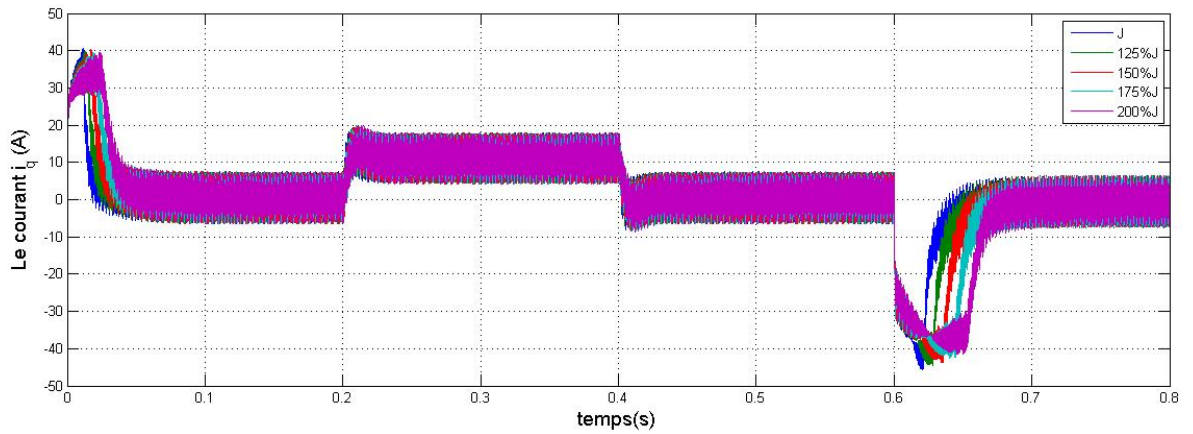


FIGURE 3.37 – Courant i_q avec variation de J .

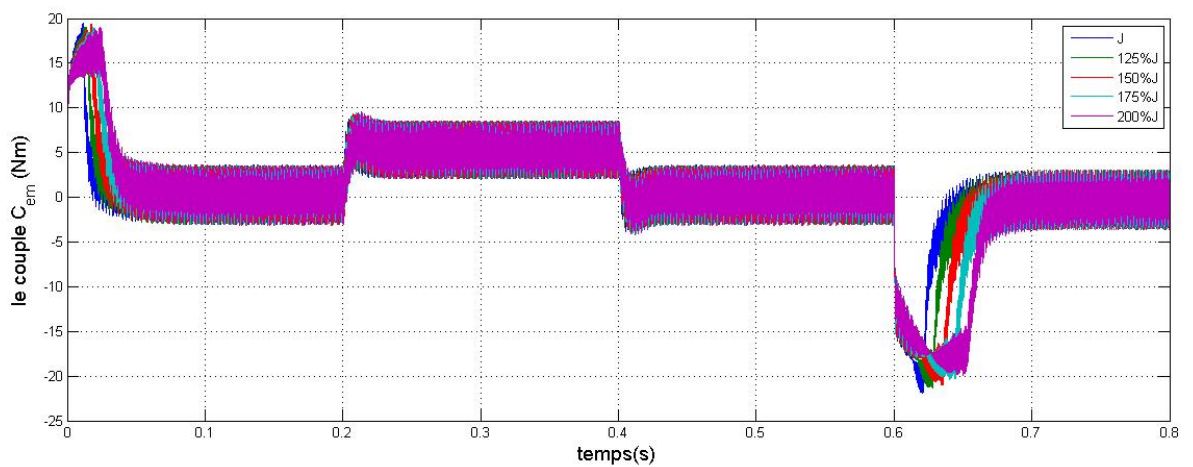


FIGURE 3.38 – Couple électromagnétique avec variation de J .

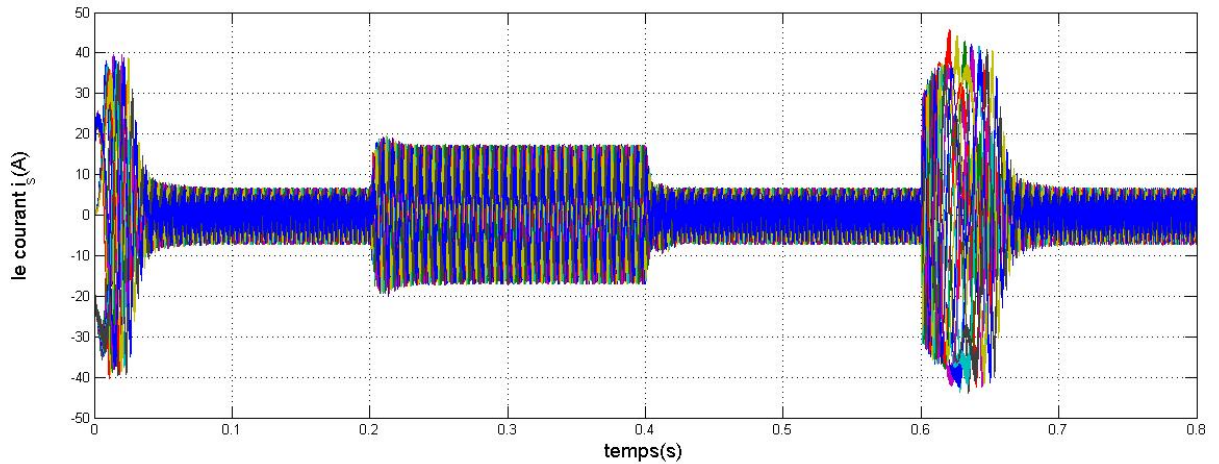


FIGURE 3.39 – Courant i_s avec variation de J .

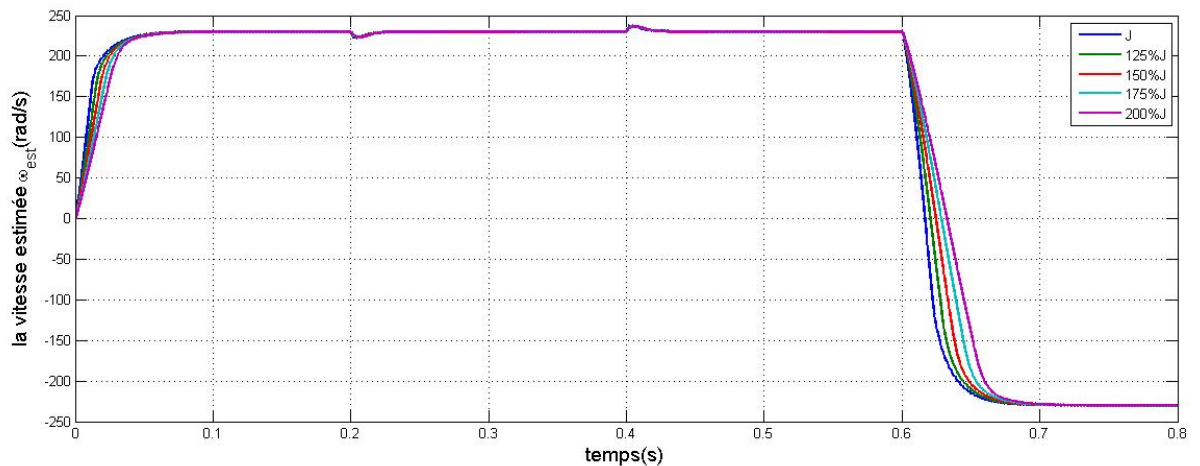


FIGURE 3.40 – Vitesse estimée avec variation de J .

Interprétation des résultats du test de la robustesse

On remarque que toutes les variations des paramètres électriques dans cet essai n'influencent pas la dynamique du système, le système observé répond bien. Quand on varie J , on remarque seulement une légère perturbation sur l'allure du courant de phase et de couple électromécanique [mais le résultat de signal reste dans l'intervalle de 0 ($i_d = 0$)]. Par contre, une augmentation de l'inertie augmente légèrement les temps de réponse et l'apparition de petits dépassements. Donc, on peut conclure que l'observation de la MSAP avec la technique de MRAS est robuste vu les variations des paramètres et les résultats précédents.

3.7 Conclusion

Ce chapitre présente la commande vectorielle sans capteur mécanique de la machines synchrone à aimant permanente, dans lequel nous avons évalué les performances et les techniques de la commande sans capteur mécanique d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par MLI-ST.

Dans ce chapitre, on a défini le principe d'observation ainsi que les différentes techniques de l'observation par une observation de notre machine (MSAP). nous avons présenté une bonne technique d'observation de vitesse et de position qui s'appelle MRAS, cette étude est nécessaire afin de prendre en considération les caractéristiques de la stratégie d'observation pour la vitesse et la position rotorique du MSAP. Ces résultats nous ont permis d'améliorer la fiabilité du système.

Après avoir vérifié expérimentalement l'efficacité des algorithmes de la commande sans capteur mécanique pour un fonctionnement en mode dégradé lié aux défauts des transistors, il est indispensable d'étudier et d'implanter les méthodes avancées de détection de ces types de défauts pour ce type de commande. Nous avons validé expérimentalement une approche basée sur un observateur de vitesse et de position (MRAS) qui permet la transition d'une commande avec capteur mécanique vers une commande sans capteur mécanique, pour assurer la continuité de service du système. Ainsi, il est intéressant de remarquer que l'observateur MRAS est performant. Cette performance est caractérisée par des réponses beaucoup plus stables pendant les régimes transitoires pour les différents régimes de fonctionnement à vide et en charge.

Conclusion générale

Notre travail de ce mémoire s'inscrit pour le problème d'observation de la position et de la vitesse des machines synchrones à aimants permanents. En effet, il est plus intéressant d'utiliser un contrôle sans capteur mécanique afin de diminuer le coût du matériel, surtout pour les moteurs de petites puissances, puisque nous pouvons nous affranchir du capteur et améliorer la sûreté du fonctionnement en milieu hostile.

Dans le premier chapitre, nous avons effectué une présentation et modélisation des machines synchrones à aimants permanents. En a présenté aussi l'impact de la machine synchrone à aimants sur les différents champs d'application dans les domaines industriels, nous avons abordé la problématique de la modélisation dans le référentiel tournant de park ($d - q$) de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations électrique et mécanique qui régissent le comportement dynamique de la MSAP. Nous avons pu ainsi élaborer un modèle d'état non linéaire dans le référentiel lié au stator ($\alpha - \beta$), qui s'adapte bien avec l'algorithme d'estimation de la position du rotor. Ce modèle exprimé dans le référentiel lié au stator est utilisé par des algorithmes d'estimation de la position et de la vitesse en régime dynamique en utilisant les tensions et les courants absorbés par la machine.

En plus nous avons développé un modèle mathématique du convertisseur et expliquer la fonctionnement de l'onduleur a deux niveau, nous avons présenté les différentes techniques de commande de ce convertisseur insisté pour la technique MLI-ST, qu'elle est utilise dans ce travaille. La connaissance des paramètres et le bon choix des gains des régulateurs pour la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MSAP ne sont pas suffisants pour obtenir des résultats de hautes performances statiques et dynamiques.

Le deuxième chapitre se basé sur la commande vectorielle, nous avons présenté les structures des blocs de régulation de la commande vectorielle de la MSAP. Pour cette machine, nous avons appliqué la commande vectorielle. Cette stratégie consiste à maintenir l'axe d constamment aligné avec le vecteur flux de l'aimant. La référence pour le courant i_q est déterminée par l'intermédiaire d'un correcteur Intégral-Proportionnel (*IP*) de vitesse. Ce régulateur possède l'avantage d'éliminer le zéro de la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté la thechnique de la commande sans capteur mécanique de la MSAP. Nous avons présenté les méthodes d'estimation de la vitesse et de la position du rotor en régime dynamique.

En effet, ces performances sont également dépendantes de la qualité des tensions délivrées par l'onduleur. Ensuite, nous avons présenté un bloc SIMULINK pour la commande des machines synchrones à aimants permettant de garantir un fonctionnement de hautes performances statiques et dynamiques. Cette plateforme est réalisée par MATLAB qui servira de support à l'implantation des différentes techniques d'estimation de la vitesse rotorique de la machine synchrone qui ont été présentées dans le chapitre 3.

Nous avons implémenté une loi d'adaptation de la vitesse et de la stabilité de l'observateur MRAS. La méthode est validées par la simulation et l'expérimentation. Les résultats de simulation et d'expérimentation illustrent l'efficacité de la méthode d'estimation proposée. Ce travail a permis de montrer qu'elles sont bien adaptées pour des applications de commande vectorielle sans capteur mécanique de la MSAP .

Finalement, la méthode MRAS et l'observateur non linéaire [Annexe D] avec estimation de la position et de la vitesse fonctionner bien, les résultats expérimentaux permettent de mettre en évidence les performances de ces algorithmes pour la poursuite de vitesse et de position. Différents régimes ont été testés : avec couple de charge, sans couple de charge et inversion du sens de rotation. Nous avons remarqué que l'algorithme de la commande sans capteur mécanique, en utilisant l'observateur non linéaire, demande plus de temps de calcul[Annexe D] par rapport à la méthode MRAS.

bibliographie

[**ATT 11**] M. ATTOU Amine 2011 : Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI BEL-ABBES.

[**REB 15**]REBOUH SONIA -2015 Contribution à la commande et au réglage de la machine synchrone à aimants permanent Magister en Électrotechnique Université de Batna .

[**KEN 12**] Mme KENDOUCI Khedidja 2012 Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents Université des Sciences et de la Technologie d'Oran -Mohamed Boudiaf- Thèse en vue de l'obtention du diplôme de doctorat en science

[**MAR 11**] Marwa Mohamed Moustafa EZZAT 2011 Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents école centrale de Nantes, Thèse de Doctorat.

[**HAC 12**]Mr. HACHEMI KADDOUR 2012 Etude de la machine synchrone autopilotée : Modélisation et simulation. Université des Sciences et de la Technologie d'Oran -Mohamed Boudiaf- Thèse diplôme de doctorat en science

[**NOU 14**]Mr. Nouredine BOUNASLA 2014 Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents Université Ferhat ABBAS Sétif Faculté de Technologie Magister en Électrotechnique.

[**MAH 12**]MAHGOUN Mohamed Seddik 2012 Application de la commande aux systèmes linéaires perturbés Université Ferhat ABBAS Sétif Faculté de Technologie.

[**BEN 05**] BENCHABANE Fateh 2005 Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering Présenté pour obtenir le diplôme de Magister Nouveau régime en Electrotechnique UNIVERSITE Mohammed Khider DE Biskra Faculté des sciences.

[**FER 11**] FERROUDJ ABDELMALEK 2011 Commande Non-Linéaire de la MSAP Sans Capteur de Vitesse. Apport des Méthodes de L'intelligence Artificielle. Université DE Batna Faculté des Sciences Magister en Électrotechnique.

[**LAT 12**] Mr : LATRECHE Mohammed Tahar 2012 Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien Université Ferhat Abbas de Setif Faculté de Technologie Magister en Électrotechnique.

[**ANN 10**] Annane Adel 2010 Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable Université Badji Mokhtar- Annaba Faculté des sciences diplôme de Magister.

[**ALO 13**] Aloïs Zgorski 2013 Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteurs synchrones à aimants permanents à pôles lisses. Application à un actionneur électromécanique pour aileron. L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon

[**MOH 12**] Mohamad Koteich 2012 : Commande Vectorielle Sensorless des Moteurs Brushless de Mini-Drones Université Libanaise – Faculté de Génie III Département Electricité et Electronique

[**MOH 16**] Mohamad Koteich 2016 : Modelisation et observabilite des machines electriques en vue de la commande sans capteur mecanique-Thèse de doctorat De L'Université Paris-Saclay Préparée à CentraleSupélec

[**AMO 12**] Amor KHLAIEF 2012 :Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) Automatique MARSEILLE UNIVERSITÉ

[**MAR 07**] Marcus Alexandre Towar F de Sousa 2007 : Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entrainant une charge élastique à inertie variable Ingénieur de l'Université Fédéral de Campina Grande DEA Génie Électrique, Université Henry Poincaré

[**BOU 13**]Melle. BOUCHAREB Hanane 2013 :Observateur non linéaire mode glissant Université Ferhat Abbas -Sétif 1- UFAS (Algérie)

[**MOU 07**]MOUSSAOUI Lotfi 2007 : Contribution à la commande des machines synchrone à aimants permanents, Utilisation des réseaux de neurones et de la logique floue, Faculté des Sciences de l'Ingénieur Département d'électronique-Université Badji Mokhtar Annaba

[**HEM 11**]Hemmami Mohammed Ilyes 2011 :Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant-Faculté des Sciences et de la technologie-Université Mohamed Khider – Biskra

Annexe

Annexe A

Paramètre du MSAP utilisé

Paramètre du MSAP	
Fréquence	50Hz
Vitesse nominale ω_n	22000 <i>tr/min</i>
Puissance nominale P_n	3KW
Tension nominale V_n	120V
courant Nominale	20A
Résistance de l'enroulement statorique	0.6 Ω
Inductance statorique directe	$L_d = 0.0014H$
Inductance statorique en quadrature	$L_q = 0.0028H$
Flux de l'aimant permanent rotorique	$\varphi_{sf} = 0.12Wb$
Moment d'inertie	$J = 0.0011Kg.m^2$
Nombre de paire de pôles	$p = 4$
Coefficient de frottement visqueux	$f = 0.0014$

Passage de repère (abc) vers $(\alpha\beta o)$

Le passage des composantes (abc) aux composantes $\alpha\beta$ est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[X_{\alpha\beta o}] = [C][X_{abc}] \quad (3.36)$$

Avec :

$X_{\alpha\beta o}$: représente le vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc} .

$[C]$: la Matrice directe de Clarke, donnée par :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Passage de repère $(\alpha\beta o)$ vers (abc)

Le passage inverse de la transformation de Clarke est défini par les relations suivantes :

$$[X_{abc}] = [C]^{-1}[X_{\alpha\beta o}] \quad (3.38)$$

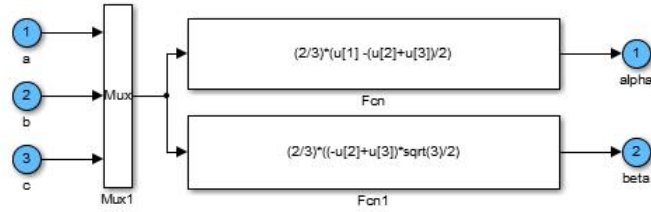


FIGURE 3.41 – Bloc de transformation de (abc) vers (α, β)

Avec :

$[C]^{-1}$: la matrice inverse de Clarke.

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

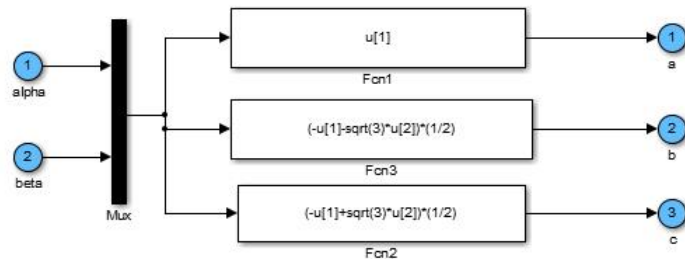


FIGURE 3.42 – Bloc de transformation de (α, β) vers (abc)

Passage du repère $(\alpha\beta)$ au repère (dq)

Le passage des composantes (α, β) aux composantes (d, q) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[X_{\alpha\beta}] = [R][X_{dq}] \quad (3.40)$$

avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

$[R]$: Matrice de passage $(\alpha\beta)$ au (dq)

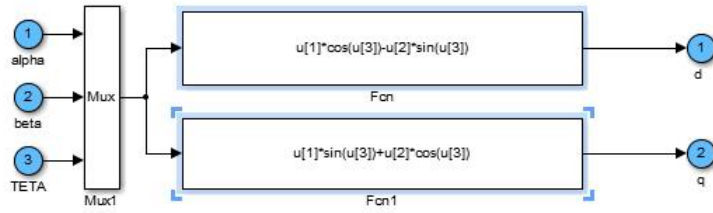


FIGURE 3.43 – Bloc de transformation de (α, β) vers (d, q)

Passage du repère (dq) au repère $(\alpha\beta)$

Le passage des composantes (d, q) aux composantes (α, β) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[X_{dq}] = [R]^{-1}[X_{\alpha\beta}] \quad (3.42)$$

avec :

$$[R]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

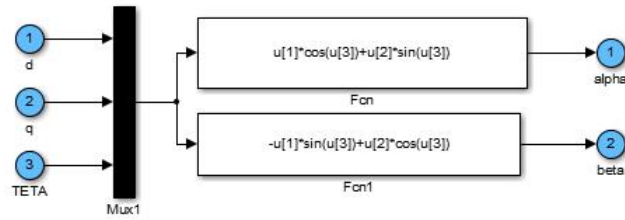
$[R]^{-1}$: Matrice de passage $(\alpha\beta)$ au (dq)

Modèle de la MSAP dans le repère (dq)

Les équations électriques

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p\omega_r \varphi_d \end{cases}$$

FIGURE 3.44 – Bloc de transformation de (d, q) vers (α, β)

Les équations mécaniques

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\omega_r$$

L'équation électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être exprimé par l'expression suivant :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p \cdot [(L_d - L_q)i_d \cdot i_q + \varphi_{sf} \cdot i_q] \quad (3.44)$$

En peut représenter le modèle de MSAP sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} i_q \omega_r \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{pL_d}{L_q} i_d \omega_r - \frac{\omega_r}{L_q} \varphi_{sf} \\ \frac{3}{2} \frac{p}{J} [(L_d - L_q)i_d \cdot i_q + \varphi_{sf} \cdot i_q] - \frac{f}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Annex B

Équation de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_a = 1/3[2V_{S1} - V_{S2} - V_{S3}] \\ V_b = 1/3[-V_{S1} + 2V_{S2} - V_{S3}] \\ V_c = 1/3[-V_{S1} - V_{S2} + 2V_{S3}] \end{cases}$$

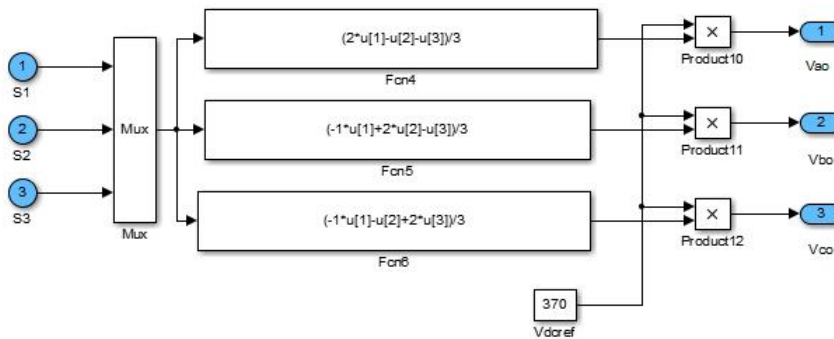


FIGURE 3.45 – Bloc de l'onduleur

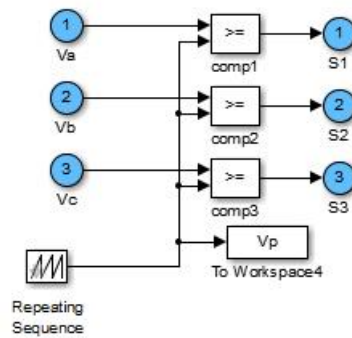


FIGURE 3.46 – Bloc de MLI

$$V_a \geq V_p \Rightarrow S_a = 1 \text{ sinon } S_a = -1$$

$$V_b \geq V_p \Rightarrow S_b = 1 \text{ sinon } S_b = -1$$

$$V_c \geq V_p \Rightarrow S_c = 1 \text{ sinon } S_c = -1$$

Avec :

V_p : amplitude de porteuse.

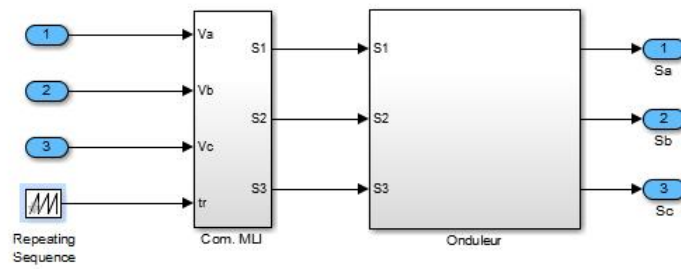


FIGURE 3.47 – Bloc de l'onduleur a deux niveaux

Annex C

commande vectorielle du MSAP

La commande vectorielle consiste à maintenir le courant i_d nulle. Donc les équations de MSAP devient :

$$\begin{cases} V_d = -L_q\omega i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \\ C_{em} = p\varphi_{sf} \cdot i_q \end{cases}$$

Les équations montrent que la MSAP est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé. il faut découplé le système par la méthode de compensation :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = L_q\omega i_q \\ e_q = \omega(L_d i_d + \varphi_{sf}) \end{cases}$$

Régulateurs PI des courants :

$$K_{id}=200$$

$$K_{pd}=2.9$$

$$K_{iq}=90$$

$$K_{pq}=1.8$$

Régulateurs PI de vitesse :

$$K_{i\Omega}=200$$

$$K_{p\Omega}=1.7355$$

$$\xi=0.8$$

$$\omega_0=360$$

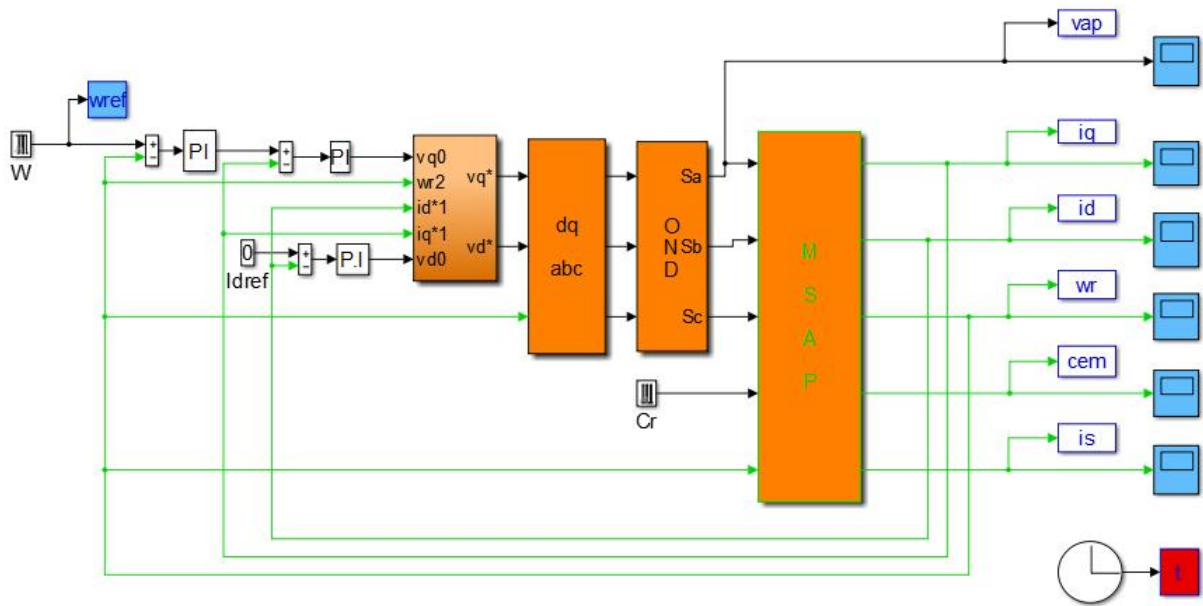


FIGURE 3.48 – Schéma bloc de la commande vectorielle du MSAP

Annex D

Synthèse d'observateur proposé pour estimation de la position du MSAP au but de comparaison entre les 2 observateur

L'observateur qu'on propose est un observateur basé sur les équations des flux dans le repère diphasé stationnaire $\alpha\beta$. Les variables d'état adoptées sont les flux totalisés φ_α et φ_β . On rappelle que :

$$\begin{cases} \varphi_\alpha = Li_\alpha + \varphi_r \cos \theta_e \\ \varphi_\beta = Li_\beta + \varphi_r \sin \theta_e \end{cases} \quad (3.46)$$

La dynamique des flux :

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_\alpha = v_\alpha - R_s i_\alpha \\ \dot{\varphi}_\beta = v_\beta - R_s i_\beta \end{cases} \quad (3.47)$$

Où v_α , v_β , i_α et i_β sont les entrées de l'observateur, donc on obtient une représentation d'état d'un système linéaire avec la matrice d'état A nulle. L'originalité de cet observateur est

dans le choix des mesures par rapport aux variables d'états ; les mesures sont :

$$\begin{cases} y_\alpha = Li_\alpha = \varphi_\alpha - \varphi_r \cos \theta_e \\ y_\beta = Li_\beta = \varphi_\beta - \varphi_r \sin \theta_e \end{cases} \quad (3.48)$$

Physiquement parlant, les variables d'état choisies sont les projections des flux totalisés des trois enroulements sur deux axes fixes, les mesures choisies sont les projections des flux propres de chaque phase (proportionnels aux courants) sur les même axes, et qui font parties des flux totalisés avec le flux induit par l'aimant du rotor.

Systeme à observer

Nous revenons un système d'état linéaire, avec les matrices A et C nulles, et les matrices B et D non nulles :

Equations d'état

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_\alpha}{dt} = A_1\varphi_\alpha + B_1.(v_\alpha - R_s i_\alpha) = 0.\varphi_\alpha + 1.(v_\alpha - R_s i_\alpha) \\ \frac{d\varphi_\beta}{dt} = A_2\varphi_\beta + B_2.(v_\beta - R_s i_\beta) = 0.\varphi_\beta + 1.(v_\beta - R_s i_\beta) \end{cases} \quad (3.49)$$

Sorties

$$\begin{cases} y_\alpha = Li_\alpha = \varphi_\alpha - \varphi_r \cos \theta_e \\ y_\beta = Li_\beta = \varphi_\beta - \varphi_r \sin \theta_e \end{cases} \quad (3.50)$$

Les deux termes $\varphi_r \cos \theta_e$ et $\varphi_r \sin \theta_e$ apparaissent comme des termes exogènes au système, surtout qu'ils dépendent de la position électrique θ_e qui ne fait pas partie des équations d'état. Or le but est d'estimer θ_e , donc elle sera remplacée par son estimation dans l'équation de sortie comme on le verra après. De plus, ce terme peut être négligé dans certains cas.

Mise en équation de l'observateur

On construit l'observateur comme suit :

Les entrées

$$\begin{cases} u_\alpha = v_\alpha - R_s i_\alpha \\ u_\beta = v_\beta - R_s i_\beta \end{cases} \quad (3.51)$$

Soient u_α et u_β les entrées de l'observateur, elles sont fonctions de mesures, et dépendent de la valeur de la résistance :

Les équations dynamiques de l'observateur d'état

Soient K_1 et K_2 les gains de l'observateur, d'après la représentation d'état du système on déduit les équations suivantes :

$$\frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} = A_1\hat{\varphi}_\alpha + B_1u_\alpha + K_1(y_\alpha - \hat{y}_\alpha) \quad (3.52)$$

$$\frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} = A_2\hat{\varphi}_\beta + B_2u_\beta + K_2(y_\beta - \hat{y}_\beta) \quad (3.53)$$

Estimations des mesures

$$\hat{y}_\alpha = Li_\alpha = \hat{\varphi}_\alpha - \varphi_r \cos \hat{\theta}_e \quad (3.54)$$

$$\hat{y}_\beta = Li_\beta = \hat{\varphi}_\beta - \varphi_r \sin \hat{\theta}_e \quad (3.55)$$

Estimation de la position électrique

$$\hat{\theta}_e = \arctan \left[\frac{\hat{\varphi}_\alpha - Li_\beta}{\hat{\varphi}_\beta - Li_\alpha} \right] \quad (3.56)$$

En combinant les équations précédentes, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} = -K_1\hat{\varphi}_\alpha + v_\alpha - R_s i_\alpha + K_1(Li_\alpha + \varphi_r \cos \hat{\theta}_e) \\ \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} = -K_2\hat{\varphi}_\beta + v_\beta - R_s i_\beta + K_2(Li_\beta + \varphi_r \sin \hat{\theta}_e) \end{cases} \quad (3.57)$$

Simplification des équations

En outre qu'il dépend des paramètres électriques R_s et L , l'observateur proposé dépend aussi de la valeur du flux rotorique φ_r par l'intermédiaire des termes trigonométriques qui apparaissent dans la dynamique de l'observateur. Après la mise en oeuvre de l'observateur, premièrement en simulation, puis sur le K_i et de T_I , on a remarqué que les termes trigonométriques peuvent être négligés dans notre cas. Et les équations finales à implanter seront :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\varphi}_\alpha}{dt} = -K_1\hat{\varphi}_\alpha + v_\alpha - R_s i_\alpha + K_1 Li_\alpha \\ \frac{d\hat{\varphi}_\beta}{dt} = -K_2\hat{\varphi}_\beta + v_\beta - R_s i_\beta + K_2 Li_\beta \end{cases} \quad (3.58)$$

Il s'agit d'un observateur complètement linéaire, à grand gain.

Réglage de l'observateur

En utilisant la dynamique des flux [MOH 16], qui est une dynamique oscillante (matrice d'état nulle), on a pu synthétiser un observateur linéaire à dynamique réglable. Le réglage se fait par le choix de la matrice des gains K :

$$K = \begin{pmatrix} K_1 \\ K_2 \end{pmatrix}$$

Malgré que dans ce travail on n'a pas fait l'étude théorique nécessaire pour la détermination de cette matrice, et sa dépendance des paramètres du moteur et de la marge de vitesse dans laquelle on travaille etc. (ce qui sera objet des travaux futurs) mais ce qu'on peut dire, d'après le principe de séparation, est qu'il faut choisir un gain assez élevé pour que la dynamique de l'observateur soit assez rapide, et la position estimée converge, alors, plus rapidement vers la vraie position.

Avantages

En comparaison avec d'autres observateurs, celui-ci présente plusieurs avantages : Ordre minimal Cet observateur est d'ordre 2, l'ordre minimal pour l'estimation de la position qui nécessite deux variables en quadrature de phase. Linéaire Les équations simplifiées de cet observateur sont linéaires et assez faciles à implanter, au contraire des observateur non linéaires. Fonctionnement à vitesse nulle et à faible vitesse la plupart des algorithmes sensorless posent des problèmes à faible vitesse et à vitesse nulle (démarrage). L'observateur qu'on propose fonctionne à des vitesses relativement faible, et le moteur peut démarrer en boucle fermée avec cet observateur sans le passage par le démarrage en boucle ouverte (voir les résultats expérimentaux). Le choix des gains de l'observateur dépendent de la constante de temps du moteur [MOH 12], et en comparaison avec l'observateur par mode de glissement par exemple, cet observateur est plus facile à régler ; si remplacer le moteur par un autre, il suffit de multiplier le gain de façon proportionnelle au rapport des constantes de temps des deux moteurs. Il reste à compléter l'étude théorique pour mieux analyser les caractéristiques de l'observateur.

Résultats d'observateur non linéaire

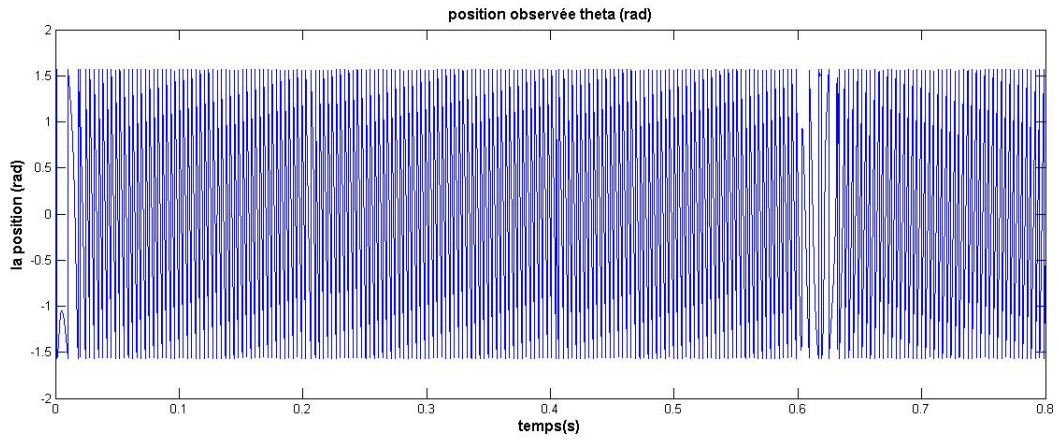


FIGURE 3.49 – position estimer.

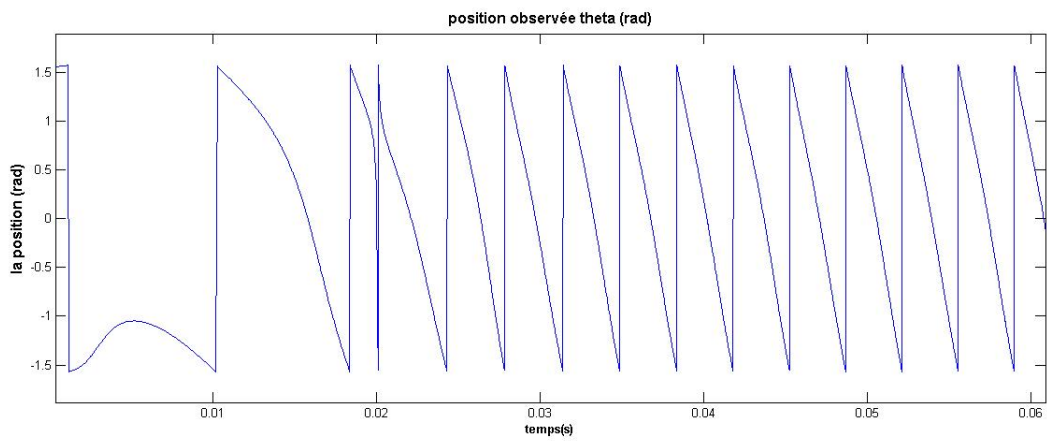


FIGURE 3.50 – Position au démarrage.

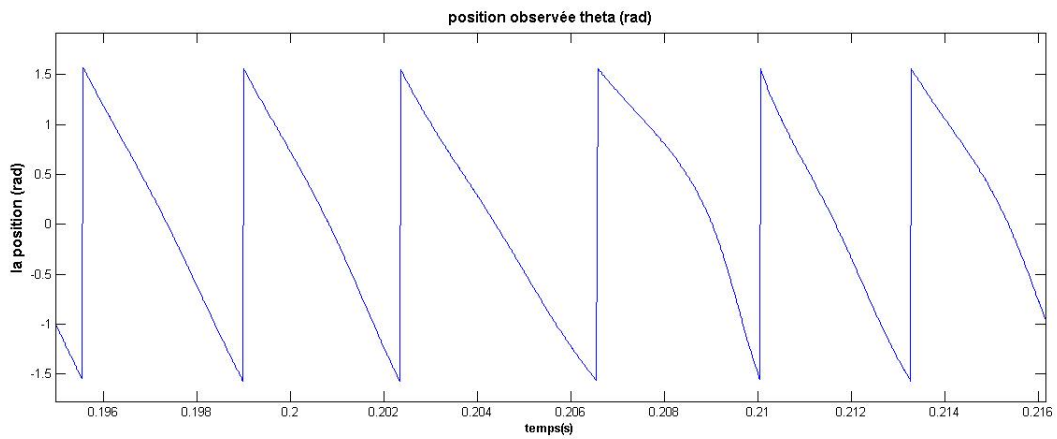


FIGURE 3.51 – Position estimer a imposition de charge($t=0.2$ s).

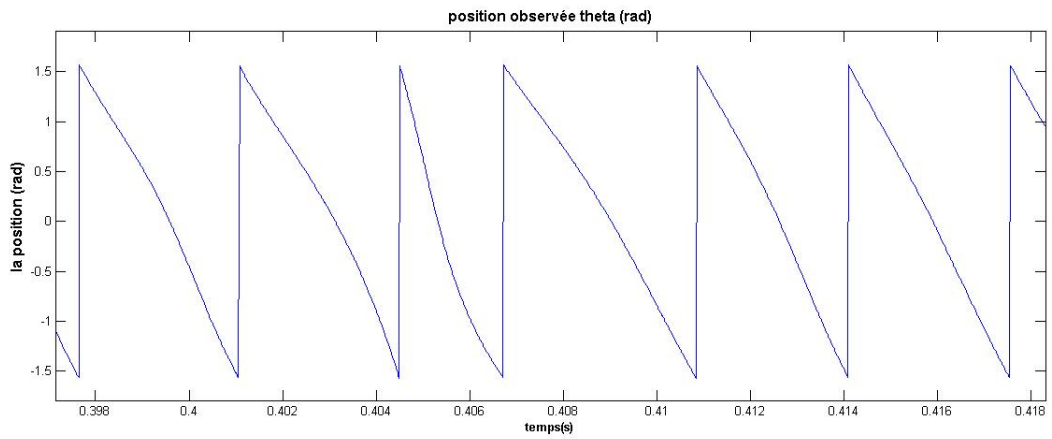


FIGURE 3.52 – Position estimer a injection de charge($t=0.4$ s).

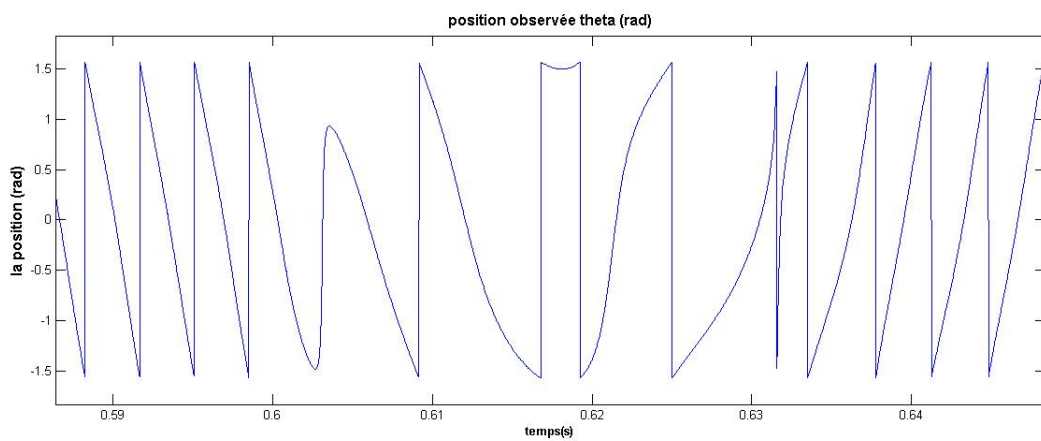


FIGURE 3.53 – Position estimer a inversion de tension(Echlon -230V).

La figures (3.51) présenté l'observation de la position par un observateur non linéaire. les figures (3.52 jusqu'à 3.55) présenté une zoom de la figure(3.51) pour mieau avoir les différentes imposition de charge et de tension, la premier figure(3.52) montre l'observation de position dans les temps petite, au démarrage en vu que l'observation n'est pas possible lorsque le vitesse nul, a partir de $t=0.01s$ l'observateur va être réponde et attende la bonne chemin à $t=0.02s$.l'imposition de la charge ($5Nm$ à $t=0.2s$) présente une augmentation de la période comme en avoir a la figure(3.53),en suite injection de la charge a $t=0.4s$ montre une diminution de la période comme en a voir a la figure (3.54). L'inversion de la tension a l'instant $t=0.6$ va être inversé l'allure complet de la position (la figure(3.55) présente cette inversion).

RESUME

Le travail présenté dans notre mémoire de fin d'études est consacré à la commande vectorielle sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette commande est réalisée autour d'un observateur non-linéaire pour l'estimation de la position et de la vitesse du MSAP .

Après une présentation des techniques et approches qui ont initié nos travaux, en terme d'estimation de la vitesse et/ou de la position, nous avons choisi celles qui présentent plus d'intérêt de point de vue stabilité, robustesse, précision et simplicité d'implémentation. La méthode a été réalisée autour d'un observateur non-linéaire pour l'estimation de la position du MSAP . Qu'elle est basée sur le Système Adaptatif avec Modèle de Référence (MRAS) . cette technique d'observation de la vitesse et de la position sont associées à une commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec la technique MLI-ST . Des résultats de simulation et expérimentaux sont présentés tout au long de ces travaux pour valider les études théoriques de la commande vectorielle sans capteur mécanique du MSAP.

Mots-clés

Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), commande vectorielle, MLI-ST, commande sans capteur mécanique, Système Adaptatif avec Modèle de Référence, observateur non linéaire.

ABSTRACT

This research focuses on the sensorless vector control of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) it is consists in studying the performances and the feasibility of a non-linear observer for closed-loop vector control PMSM.

In first step, an overview of the state of the art concerning the estimation of the rotor speed as well as the position rotor of PMSM is addressed. we have adopted an interesting strategy based on the model reference adaptive system (MRAS). The MRAS technique is associated to a vector control scheme based on the field oriented strategy with space vector pulse width modulation (SVPWM). Simulation and experimental results are presented throughout this work to validate the theoretical studies of the vector control without mechanical sensor of the MSAP.

Keywords

permanent magnet synchronous motor (PMSM), vector field oriented control (VFOC), MLI-ST, sensorless control, model reference adaptive system (MRAS), nonlinear observer.