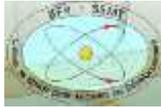


Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique

Université Félix Houphouët-Boigny



UFR des Sciences des Structures de
la Matière et Technologie



République de Côte d'Ivoire
Union – Discipline – Travail



Ecole Supérieure Africaine
des Technologies de l'Information
et de la Communication



N° d'ordre :

THÈSE

Présentée à

L'UFR SSMT

Pour de l'obtention du grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ FELIX HOUPHOUËT-BOIGNY

Option : Automatique et Génie Électrique

Par

TETY PIERRE

**Commande et observation non linéaire
d'un moteur synchrone à aimants
permanents à pôles lisses sans capteur**

Soutenue publiquement le 29 Juin 2016

Devant le jury :

- Président :** M. TENON Abodou Jules, Professeur Titulaire
Université Félix Houphouët-Boigny (Abidjan)
- Directeur :** M. ASSEU Olivier, Maître de Conférences
Institut National Polytechnique Félix Houphouët-Boigny (Yamoussoukro)
- Co-Directeur :** M. DIBY Kadjo Ambroise, Maître de Conférences
Université Félix Houphouët-Boigny (Abidjan)
- Rapporteur :** M. FAYE Roger Marcelin, Professeur Titulaire
Ecole Supérieure Polytechnique de l'Université Cheikh Anta Diop (Dakar)
- Rapporteur :** M. LOUM Georges, Maître de Conférences
Institut National Polytechnique Félix Houphouët-Boigny (Yamoussoukro)
- Examineur :** M. KONATE Adama, Directeur Général
Ecole Supérieure Africaine des Technologies de l'Information et de la Communication (Abidjan)

RESUME

Commande et Observation des variables d'état d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents à Pôles Lisses sans Capteur Mécanique

La commande numérique d'un moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) s'avère difficile et constitue un problème très étudié dans le domaine des systèmes embarqués et de l'automatisation. En effet, la modélisation de ce type de machine est un système multivariable non linéaire et complexe où certains paramètres (la résistance du stator, l'inductance,...) varient avec la température.

Pour résoudre ce problème, des solutions visant soit à améliorer le modèle de connaissance du MSAP, soit à l'adapter en cours de fonctionnement afin de renforcer la performance de la commande par l'utilisation de correcteurs robustes, ont été abordées et étudiées. Ainsi, afin de linéariser et découpler complètement le comportement entrée-sortie d'un MSAP, les méthodes algorithmiques des lois de commande peuvent être utilisées.

La mise en œuvre de cette commande performante nécessite la mesure en temps réel de la vitesse, de la position, du couple, et de la résistance statorique via des capteurs physiques qui sont souvent coûteux ou difficiles à acquérir. Pour contourner ces problèmes, nous sommes amené à concevoir un autre type de capteurs (*capteurs logiciels*) appelés plus communément des *observateurs*. Ces derniers sont des algorithmes d'observation par mode glissant et filtre de Kalman, délivrant à chaque instant une estimation en ligne des variables d'état non mesurées.

Dans sa phase terminale la commande par rétroaction robuste et les estimateurs proposés sont validés puis confirmés par des tests de simulations effectués sur un MSAP en présence des bruits de mesure et variations paramétriques.

Mots clés

Ñ Moteur synchrone à aimant permanent Ñ Commande robuste Ñ Filtre de Kalman Etendu
Ñ Commande non linéaire par retour d'état Ñ Observateur par Mode Glissant Etendu

ABSTRACT

Control and State Variables Observation of a Non-salient Permanent Magnet Synchronous Motor without Mechanical Sensor

The numerical control of a Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) proves to be difficult and constitutes a problem very studied in the field of the embarked systems and automation. Indeed, the modeling of this type of machine is a nonlinear and complex multivariable system where some parameters (the statoric resistance, the inductance...) vary with the temperature.

To solve this problem, the solutions aiming to improve the PMSM knowledge model or to adapt it in the course of drive operation in order to reinforce the control performance by using of robust controllers, were approached and studied.

Thus, in order to linearize and uncouple completely the PMSM input-output behavior, the control laws algorithmic methods can be used.

The robust control implementation requires the measurement in real time of the speed, position, torque and stator resistance via physical sensors which are often expensive or difficult to acquire. To circumvent these problems, we are brought to conceive another type of *software sensors*, called more commonly *the Observers*. These later are some sliding mode observation algorithms and Kalman Filter technique, delivering at every moment, an on-line estimation of non-measured state variables.

Finally, the proposed combination robust nonlinear feedback control and estimators approach are validated and confirmed by simulations results carried out on PMSM drive system in the presence of measurement noises and parameter variations.

Keywords

Ñ Permanent magnet synchronous motor model Ñ Extended Kalman Filter Ñ Robust control
Ñ Nonlinear feedback control Ñ Extended Sliding mode observer

DEDICACE

A tous ceux qui ont contribué à la rédaction du présent manuscrit.

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans le présent mémoire a été effectué dans le cadre d'un partenariat entre trois structures de recherche :

- le **LPMCT** (Laboratoire de Physique de la Matière Condensée et Technologie), de l'**UFR SSMT** (Sciences des Structures de la Matière et de Technologie) de l'UFHB (Université Félix Houphouët-Boigny d'Abidjan) ;
- le **Centre de recherche de l'ESATIC** (Ecole Supérieure Africaine des Technologies de l'Information et de la Communication) ;
- et l'**INP-HB** (Institut National Polytechnique Houphouët-Boigny de Yamoussoukro).

Je souhaite remercier ici tous ceux qui ont contribué à l'aboutissement de ce travail. Qu'ils trouvent ici toute ma reconnaissance.

Je remercie particulièrement :

- Monsieur Pascal Olivier ASSEU, Maître de Conférences à l'INP-HB de Yamoussoukro, Directeur de Recherche et de l'Innovation Technologique à l'ESATIC, pour avoir accepté de diriger mes travaux de recherche ;
- Monsieur DIBY Kadjo Ambroise, Maître de Conférences à l'UFHB pour l'intérêt qu'il a manifesté à l'égard de ce travail ;
- Madame Xuefang Li SHI, Professeur des universités à l'INSA de Lyon pour sa contribution, ses conseils et son aide technique ;
- Monsieur KONATE Adama, Directeur général de l'ESATIC, pour ses qualités humaines ainsi que ses encouragements réguliers.

J'adresse également mes remerciements à tous les membres du jury pour l'honneur qu'ils me font en participant à l'évaluation de ce travail :

- ✓ Professeur TENON Abodou Jules, Président ;
- ✓ Professeur ASSEU Olivier, Directeur ;
- ✓ Professeur DIBY Kadjo Ambroise, Co-Directeur ;
- ✓ Professeur FAYE Roger Marcelin, Rapporteur ;
- ✓ Professeur Loum Georges, Rapporteur ;
- ✓ Monsieur KONATE Adama, Examineur.

SYMBOLES ET ABREVIATIONS

- **Matrices et Variables générales**

\hat{x}, x_{Obs}	: Grandeur estimée ou observée de x (estimateur ou observateur)
\tilde{x}	: Erreur entre x et \hat{x}
A, f	: Matrice et fonction d'état
B, g	: Matrice et fonction de commande
C, h	: Matrice et fonction de sortie
e	: Erreur entre la sortie et l'entrée
I	: Matrice identité
u, v	: Variables d'entrées ou de commande
x	: Variable d'état
y	: Variable de sortie
y_c	: Consigne associée à y
z	: Variable d'état transformée

- **Repères**

θ_r	: Angle électrique entre le stator et le rotor
θ_s	: Angle électrique entre le stator et l'axe d
a, b, c	: Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	: Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).

- **Variables et Paramètres du Moteur synchrone**

Φ_r	: Flux rotorique en Weber
ω_r	: Vitesse angulaire électrique rotorique en rad/s
C	: Couple moteur en Nm
C_{em}	: Couple électromagnétisme en Nm
C_r	: Couple de charge résistant en Nm
f	: Coefficient de frottement visqueux en Nm.s/rad
I_d	: Courant statorique sur l'axe d en Ampère

I_q	: Courant statorique sur l'axe q en Ampère
I_s	: Courant statorique en Ampère
J	: Moment d'inertie des parties tournantes en kg.m^2
L_d	: Inductance équivalente d'induit sur l'axe d en H
L_q	: Inductance équivalente d'induit sur l'axe q en H
p	: Nombre de paires de pôles
R_s	: Résistance statorique par phase en Ohm
T_e	: Période d'échantillonnage en seconde
V_d	: Tension statorique sur l'axe d en Volt
V_q	: Tension statorique sur l'axe q en Volt
ω_r	: Vitesse mécanique rotorique en rad/s ou tr/mn

- **Abréviations et Divers**

$\partial h / \partial x_i$: Vecteur gradient ; vecteur ligne, défini par : $[\partial h / \partial x_1, \dots, \partial h / \partial x_n]$
$[f(x)]$: Champ de vecteur ; vecteur colonne
$[f, g](x)$: Crochet de Lie de f et g désignant un troisième champ de vecteurs défini par: $[f, g](x) = \text{ad}_f g(x) = \frac{\partial}{\partial t} f(x) - \frac{\partial}{\partial t} g(x)$
BOZ	: Bloqueur d'Ordre Zéro
C	: Ensemble des nombres complexes
CAN	: Convertisseur Analogique Numérique
CNA	: Convertisseur Numérique Analogique
CNL	: Commande Non Linéaire
DSP	: Digital Signal Processor
DTC	: Direct Torque Control
DVD	: Dual Versatile Disc
f_s, T_s	: Fréquence d'échantillonnage, période d'échantillonnage
FEM	: Force Electromotrice
FK	: Filtre de Kalman
FKE	: Filtre de Kalman Etendu
FMM	: Force Magnétomotrice
IMC	: Internal Model Controller

- L_f : Dérivée de Lie dans la direction du champ de vecteur f désignant un opérateur différentiel du premier ordre défini par : $\sum_{i=1}^n f_i(x) \cdot \frac{\partial}{\partial x_i}$
- $L_f h$: Dérivée de lie de h dans la direction f , définie par :
- $$L_f h = \nabla h f = \left[\frac{\partial h}{\partial x_1} \frac{\partial h}{\partial x_2} \dots \frac{\partial h}{\partial x_n} \right] \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix}$$
- LPV : Linéaire à Paramètre Variant
- MAS : Moteur ASynchrone
- MBPC : Model Based Predictive Control
- MCC : Moteur à Courant Continu
- MLI : Modulation de Largeur d'Impulsions
- MPC : Model Predictive Control
- MRAS : Model Reference Adaptative System
- MS : Moteur Synchrone
- MSAP : Machine (moteur) Synchrone à Aimants Permanents
- n : Opérateur fréquentiel
- OMG : Observateur par Mode Glissant
- OMGED : Observateur par Mode Glissant Etendu et Discret
- PI : Proportionnel Intégral
- PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor
- R : Ensemble des nombres réels
- rpm : revolutions per minute
- s : Opérateur Laplacien
- S : Fonction de Sensibilité
- T : Fonction de Sensibilité complémentaire
- W_s : Fonction de pondération S
- W_t : Fonction de pondération de T
- z : Variable pour la transformation en Z

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	12
CHAPITRE I : ANALYSE BIBLIOGRAPHIQUE	17
I.1. INTRODUCTION	18
I.2. ANALYSE BIBLIOGRAPHIQUE	25
I.2.1. Commande et observation d'un MSAP à pôles lisses sans capteur.	25
I.2.2. Quelques travaux de recherche	35
I.3. CONCLUSION DU CHAPITRE 1	40
CHAPITRE II : MODELISATION DU MSAP	46
II.1. INTRODUCTION	47
II.2. DESCRIPTION DU MSAP	48
II.3. CLASSIFICATION DES MSAP	50
II.4. MODELISATION DU MSAP	51
II.4.1. Les différents types de modélisation	51
II.4.2. Modèle utilisé pour le MSAP	52
II.4.3. Modèle du MSAP dans le repère de Park	54
II.5. CONCLUSION DU CHAPITRE 2	59
CHAPITRE III : COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT NON LINEAIRE DU MSAP	60
III.1. INTRODUCTION	61
III.2. OUTILS MATHEMATIQUES	62
III.2.1. Gradient	62
III.2.2. Dérivée de Lie	62
III.2.3. Crochets de Lie	63
III.2.4. Difféomorphisme	63
III.3. TECHNIQUE DE LINEARISATION ENTREES-SORTIES	64
III.3.1. Mise sous forme canonique	66
III.3.2. Conception du nouveau vecteur de commande	67
III.4. APPLICATION AU MOTEUR SYNCHRONE	68
III.4.1. Commande linéarisante	70
III.4.2. Simulations, résultats et analyses	72
III.5. CONCLUSION DU CHAPITRE 3	82
CHAPITRE IV : TECHNIQUE DE LA PERFORMANCE ROBUSTE APPLIQUEE AU MSAP	83
IV.1. INTRODUCTION	84
IV.2. NOTION SUR LES ELEMENTS DE LA ROBUSTESSE	86
IV.3. LA PERFORMANCE ROBUSTE D'UN SYSTEME BOUCLE	86
IV.3.1. Stabilité nominale	87

IV.3.2. Performance nominale _____	88
IV.3.3. Robustesse _____	89
IV.3.4. Conclusion sur la performance robuste _____	93
IV.4. SYNTHÈSE De CORRECTEUR ROBUSTE des COURANTS _____	94
IV.4.1. Choix des fonctions de pondération W_t et W_s _____	94
IV.4.2. Méthodes définies par Doyle _____	96
IV.4.3. Application sur l'ensemble de notre système MSAP _____	98
IV.5. CONCLUSION DU CHAPITRE 4 _____	104
CHAPITRE V : TECHNIQUE D'OBSERVATION PAR MODE GLISSANT DU MSAP SANS CAPTEUR DE VITESSE _____	105
V.1. INTRODUCTION _____	106
V.2. PRINCIPES GÉNÉRAUX D'UN OBSERVATEUR _____	108
V.2.1. Objectif d'un observateur _____	108
V.2.2. Notions d'observabilité et représentation d'un observateur _____	109
V.2.3. Application de l'observabilité au modèle du MSAP _____	111
V.3. PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR PAR MODE GLISSANT _____	112
V.3.1. Estimation de la vitesse et position par l'OMG sans variation de R_s _____	114
V.3.2. Performance l'OMG face aux variations de R_s _____	118
V.3.3. Conception d'un OMG étendu à la résistance statorique _____	120
V.4. DISCRETISATION DE LA COMMANDE ET DE L'OMG _____	123
V.4.1. Structure générale d'un système numérique _____	123
V.4.2. Discrétisation de la commande par observation en mode glissant _____	125
V.4.3. Structure de l'OMG étendu et discret pour le MSAP _____	127
V.4.4. Simulation de l'OMG étendu et discret sur le MSAP _____	128
V.5. PRINCIPE DU FILTRE DE KALMAN POUR LE MSAP _____	133
V.5.1. Application du FKE discret pour l'estimation des grandeurs du MSAP _____	134
V.5.2. Résultats de simulation du FKE sur le MSAP _____	137
V.6. APPLICATIONS EXPÉRIMENTALES ET MESURES ÉLECTRIQUES _____	140
V.7. CONCLUSION DU CHAPITRE 5 _____	142
CONCLUSION GÉNÉRALE _____	143
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES _____	146
ANNEXES _____	159

LISTES DES FIGURES ET DES TABLEAUX

- Figure (2.1) : Structure d'une machine synchrone à aimants permanents
- Figure (2.2) : Structure du stator représentée par les trois axes (a, b, c) déphasés
- Figure (2.3) : Différentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor
- Figure (2.4) : Rotor à pôles lisses et rotor à pôles saillants
- Figure (2.5) : Transformation de Park
- Figure (2.6) : Circuit équivalent des équations dynamiques du MSAP
- Figure (2.7) : Vue globale des équations électriques du MSAP dans le référentiel d-q
- Figure (2.8) : Schéma bloc détaillé du MSAP dans le référentiel d-q
- Figure (3.1) : Schéma bloc du système linéarisé et découplé
- Figure (3.2) : Représentation d'intégrateurs en cascade du système linéarisé
- Figure (3.3) : Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée
- Figure (3.4) : Orientation du repère (d-q) selon la direction du courant I_d
- Figure (3.5) : Système obtenu après découplage et linéarisation entrée/sortie
- Figure (3.6) : Schéma bloc de simulation du système linéarisé en boucle fermée
- Figure (3.7) : Schéma bloc sur « Simulink » pour la simulation de la commande linéaire du MSAP
- Figure (3.8) : Visualisation des courants I_d et I_q
- Figure (3.9) : Visualisation de la vitesse et du couple en régime nominal
- Figure (3.10) : Découplage en courant du système en régime nominal
- Figure (3.11) : Système en présence des perturbations sur les sorties de courant
- Figure (3.12) : Visualisation des courants en présence des perturbations
- Figure (3.13) : Visualisation de la vitesse en présence des perturbations
- Figure (3.14) : Visualisation des courants pour $R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$
- Figure (3.15) : Visualisation de la vitesse et du couple pour $R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$
- Figure (3.16) : Comportement des courants pour $L_d = 0.9 \cdot L_{dn}$
- Figure (3.17) : Comportement de la vitesse pour $L_d = 0.9 \cdot L_{dn}$
- Figure (4.1) : Schéma classique de commande en boucle fermée et perturbée
- Figure (4.2) : Etude de la robustesse en stabilité d'un système bouclé affecté par des incertitudes de modèle
- Figure (4.3a) : Schéma de synthèse du système découplé
- Figure (4.3b) : Schéma bloc simplifié de la figure (4.3a)
- Figure (4.4) : Représentation classique des fonctions de pondération
- Figure (4.5) : Schéma global du système à étudier
- Figure (4.6) : Tracé de $|\mathcal{W}_s(1-J)|$ et condition de performance nominale $\|\mathcal{W}_s \cdot S\|_\infty < 1/2$
- Figure (4.7) : Simulation courant et vitesse (perturbations en régime nominal)
- Figure (4.8) : Simulation courant et couple (perturbations en régime nominal)

- Figure (4.9) : Courant I_q et vitesse pour $R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$ et $L_d = 0.9 \cdot L_{dn}$
- Figure (4.10) : Courant I_d et couple pour $R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$ et $L_d = 0.9 \cdot L_{dn}$
- Figure (4.11) : Contrainte sur T
- Figure (4.12) : Contrainte sur S
- Figure (4.13) : Condition de stabilité robuste $\|W_r.T\|_\infty < 1/2$
- Figure (5.1) : Structure d'un observateur
- Figure (5.2) : Estimation des courants et vitesse en régime nominal
- Figure (5.3) : Estimation de la position et du couple en régime nominal
- Figure (5.4) : Estimation des courants pour $R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$
- Figure (5.5) : Estimation du couple et de la vitesse pour $R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$
- Figure (5.6) : Structure d'une commande numérique d'un processus
- Figure (5.7) : Structure simplifiée d'un système numérique
- Figure (5.8) : Echantillonnage d'un signal continu et filtré par un BOZ
- Figure (5.9) : Schéma de simulation de l'observateur OMGE sur le MSAP
- Figure (5.10) : Grandeurs simulées et estimées par l'OMGED en régime nominale
- Figure (5.11) : Courants et résistance simulées et estimées par l'OMGED pour $R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$
- Figure (5.12) : Vitesse et Couple simulées et estimées par l'OMGED pour $R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$
- Figure (5.13) : Ajout de bruits (w_1 et w_2) sur les courants de sortie
- Figure (5.14) : Robustesse de l'OMGED en présence du couple de charge et bruits de mesure pour $R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$
- Figure (5.15) : Schéma de simulation du FKE pour le MSAP
- Figure (5.16) : Cas nominal ($R_r = R_m$): Visualisation des grandeurs simulées et estimées par le FKE en présence des bruits de mesure et d'un couple de charge ($C_r = 1.5 \text{ N.m}$)
- Figure (5.17) : Cas non nominal ($R_r = 1.5 \cdot R_m$): Visualisation des grandeurs simulées et estimées par le FKE en présence des bruits de mesure et d'un couple de charge ($C_r = 2.5 \text{ N.m}$)
- Figure (5.18) : Mesure du courant et de la vitesse
-
- Tableau (1.1) : Comparatif des machines électriques
- Tableau (1.2) : Techniques de commande et d'observation des MSAP
- Tableau (2.1) : Paramètres nominaux du MSAP utilisé

INTRODUCTION GENERALE

L'objectif du présent travail est de montrer l'intérêt de l'utilisation des techniques de l'automatique non linéaire appliquées au contrôle des moteurs électriques, en particulier le cas du moteur synchrone. Nous nous intéressons à la commande et la stabilité d'un système non linéaire et, plus précisément, au cas du Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Ce dernier est un système complexe multivariable non linéaire évoluant dans un environnement bruité, dont certains paramètres (particulièrement, la résistance du stator), peuvent varier en fonction de la température pendant le fonctionnement du moteur.

Le moteur à courant continu (Chatelain, 1983), dont les performances sont excellentes et qui bénéficie d'une grande expérience dans la traction électrique et dans d'autres applications embarquées, nécessite un entretien relativement lourd et possède une puissance massique inférieure (comparaison faite par rapport aux moteurs à courant alternatif). Des études ont été menées pour chercher à remplacer le moteur à courant continu par des machines à courant alternatif telles que les moteurs synchrones ou asynchrones.

Actuellement, les moteurs à courant alternatif, sont largement utilisés dans le monde industriel. Le MSAP est l'un des types de moteur électrique les plus utilisés surtout pendant ces dernières années. Pour preuve, selon une étude menée par Al Kassem (Kassem, 2013), plus de 50% de l'énergie électrique est consommée par ces moteurs électriques.

Le MSAP est caractérisé par une densité élevée de puissance et de couple, une faible consommation d'énergie et un très bon comportement dynamique. Les MSAP commencent à remplacer les moteurs asynchrones dans de nombreuses applications embarquées. En plus, le développement des composants de l'électronique de puissance et l'augmentation de la vitesse de traitement du signal ont boosté l'usage de ce type de moteurs.

Les MSAP sont utilisés dans plusieurs applications, à savoir les véhicules électriques, les machines à laver, les appareils de haute précision comme les imprimantes électriques, les équipements médicaux (pompes, ventilateurs et compresseurs), etc.

Par ailleurs, les avantages intrinsèques (Titaouine et al., 2006) du moteur synchrone ont, depuis quelques années, orienté plusieurs recherches scientifiques sur la problématique de la commande de cette machine, pour des applications où les autres moteurs électriques, à courant continu ou asynchrone sont soit moins performants, soit trop coûteux.

Cependant, pour obtenir de meilleures performances, le MSAP doit être doté d'un système de commande nettement plus complexe. En effet, malgré ses qualités, le MSAP a été handicapé, pendant longtemps par le fait qu'il est multivariable, fortement non linéaire possédant une

dynamique rapide et sujet à des perturbations non mesurables. En outre le manque d'informations directes concernant certains paramètres internes (vitesse, couple, etc.), conduit à l'estimation de certaines grandeurs. Cette estimation dépend aussi des paramètres électriques ou magnétiques difficilement identifiables (inductance ou résistance du rotor / stator, ...), et de plus, variables au cours du fonctionnement du moteur (Asseu et al., 2008).

Pour faire face à toutes ces difficultés, des algorithmes de commande optimale ou commande linéarisante et découplante ont été présentés dans certains travaux de recherche (Ori et al., 2011 ; Retif, 2008 ; Bakhouché, 2005). Ils permettent de linéariser partiellement le système MSAP, en appliquant le principe de l'orientation du courant statorique dans un repère diphasé (d, q) selon l'axe direct du courant (tel que le courant I_d soit maintenu égal à une valeur nulle : $I_d \cong 0$).

Par ailleurs, vu que la conception de cette commande découplante nécessite la mesure en temps réel de la vitesse et du couple via des capteurs mécaniques ou physiques (Yoboue et al., 2014b) qui sont souvent très coûteux et difficiles à trouver sur le marché, on est amené à concevoir un autre type de *capteurs logiciels*, appelés plus communément des *observateurs* (Ortega et al., 2011 ; Asseu et al., 2010). Ces derniers basés sur la modélisation du MSAP, délivrent, à chaque instant, une estimation en ligne des variables d'état non mesurées.

Malheureusement une difficulté supplémentaire concerne la stabilité de la commande et de l'observateur vis à vis des perturbations et des variations paramétriques telles que la résistance statorique. Ainsi, pour résoudre le problème d'instabilité, des solutions visant à renforcer la performance de la commande par l'utilisation de régulateurs robustes (Laroche, 2012 ; Asseu et al., 2008 ; Leite et al., 2004) ont été utilisées.

En somme, pour commander et contrôler avec performance le comportement entrée-sortie du moteur synchrone, des méthodes algorithmiques de synthèse des lois de commande robustes et une technique d'observation ont été proposées.

Ainsi, dans ce travail de recherche, nous nous sommes intéressés au domaine de la traction électrique basé sur le MSAP à pôles lisses permettant de garantir entre autre l'optimisation du couple par rapport au courant d'alimentation (Kaddouri, 2000). Ce travail, consistant donc à la mise en œuvre de ces méthodes, s'articule autour des cinq chapitres suivants :

le premier chapitre, présente une définition des machines synchrones et asynchrones, et indique une étude bibliographique des techniques de commande des MSAP, ainsi que de nombreux travaux réalisés dans le cadre des MSAP et leur intérêt pour le monde industriel ;

dans le deuxième chapitre, nous présentons le modèle mathématique détaillé du MSAP permettant l'étude de son comportement dynamique (Ezzat, 2011 ; Marino et al., 2006). Le modèle obtenu, basé sur la transformation de Park, servira alors à reproduire le comportement dynamique de la machine ainsi qu'à faire la synthèse d'une loi de commande ;

le troisième chapitre, est consacré au découplage et à la linéarisation entrées / sorties par retour d'état et changement de coordonnées (Asseu et al., 2009). Ainsi, la synthèse d'une loi de commande non linéaire sur le MSAP présente l'avantage de pouvoir commander séparément les courants et le couple. Avec cette technique de commande par « feedback », le modèle du moteur est décomposé ou découplé en deux sous-systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous-système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, courant etc.) ;

le quatrième chapitre, concentre l'attention sur la performance de la commande découplante face aux incertitudes paramétriques associées aux bruits ou perturbations de l'environnement (température, vent, poussières, etc...). Nous présentons, ici, les bases de la commande "robuste" via la norme H infinie (H_∞) en vue d'améliorer la stabilité de notre système. Cette méthode permet d'introduire des algorithmes de calculs présentés par certains auteurs (Zulkifli et al., 2011 ; Doyle et al., 1992), pour synthétiser des contrôleurs robustes afin de minimiser la sensibilité du comportement dynamique du système moteur en boucle fermée vis-à-vis des incertitudes de modélisation et perturbations affectant le comportement de l'ensemble convertisseur/machine (bruit de l'onduleur, des capteurs de courants / tensions, ...);

dans le **cinquième chapitre**, l'information de la vitesse, de la position ou du couple, souvent difficilement accessible ou mesurable en temps réel et continu lors du fonctionnement du moteur, ne pouvant être lue directement, nous proposons un capteur numérique. Ce capteur numérique (Zheng, 2008), va permettre de reconstruire ou d'estimer la vitesse, la position et le couple de charge à partir de la mesure des grandeurs électriques.

Par ailleurs, il est nécessaire d'implanter ces techniques d'estimation sur un dispositif en temps réel puis de rendre l'observation plus robuste face aux variations de la résistance statorique et des bruits de mesure. Ensuite, il faut élaborer des estimateurs (types mode glissant et filtre de Kalman) en temps discret et étendus permettant d'effectuer une estimation en ligne de la vitesse, de la position, du couple et de la résistance statorique.

Des résultats de simulation sur Matlab / Simulink sont présentés et discutés au sein de ces chapitres dans le but de montrer puis de confirmer l'efficacité et la robustesse des techniques d'algorithmes non linéaires proposées.

Enfin, nous terminons par des conclusions sur l'apport et l'intérêt de cette étude ainsi que les perspectives envisageables pour des travaux de recherches plus poussés.

CHAPITRE I :
ANALYSE BIBLIOGRAPHIQUE

I.1. INTRODUCTION

Ce chapitre introductif va nous permettre d'aborder les différents travaux réalisés sur les machines synchrones, en général, et sur les MSAP, en particulier.

Nous faisons, d'abord, une incursion dans le monde des machines asynchrones et synchrones pour voir leur importance puis, nous nous intéressons à l'évolution des MSAP.

Nous présentons enfin les techniques de commande des MSAP ainsi que des travaux récents qui ont été menés et leur intérêt dans le cadre de l'utilisation de la commande et l'estimation des paramètres d'un MSAP.

a) Définition de la machine asynchrone

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif qui ne possède pas de connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse du rotor est différente de la pulsation des courants du stator (Mouad et al., 2010).

La machine asynchrone est très utilisée dans les applications industrielles, car de par sa conception, son coût est relativement moindre à celui des autres machines, sa robustesse au niveau électromagnétique est grande, et une bonne standardisation existe entre les différents fabricants ; cependant, la simplicité de conception de cette machine cache une complexité fonctionnelle assez importante.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance (Vaseghi, 2009). On la retrouve, aujourd'hui, dans de nombreuses applications, notamment, dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Elle était, à l'origine, uniquement utilisée en moteur, mais toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice; c'est, par exemple, le cas des éoliennes.

Dans la pratique, la commande et la modélisation de ces machines électriques s'avère difficile, complexe et demande une étude approfondie ; plusieurs recherches et études ont été produites dans ce sens (Asseu et al., 2008 ; Bakhouche, 2005).

b) Définition de la machine synchrone

Toute machine électrique dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelée machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation (Mouad et al., 2010). Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Deux modes de fonctionnement sont à distinguer pour les machines synchrones. En mode génératrice, elle produit un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation du rotor. En mode moteur, elle consomme un courant électrique pour faire tourner le rotor à une vitesse déterminée par la fréquence du courant (Bidart, 2012).

Les puissances des machines varient de quelques Watts pour les petits moteurs à plusieurs centaines de mégawatts pour les alternateurs de grande puissance. Par ailleurs, la structure de ces machines reste très semblable. Deux parties sont à distinguer :

- le stator est constitué d'enroulements triphasés qui, par interaction avec le champ magnétique rotorique, crée un couple électromécanique ;
- le rotor, quant à lui, est responsable de générer le champ d'induction (Chatelain, 1983). Il existe trois sortes de rotor, les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants, et finalement les rotors à aimant.

Le tableau (1.1) ci-dessous permet de comprendre les différences notables au niveau des différents types de moteurs par rapport :

- à la constitution du stator ;
- à la constitution du rotor ;
- à la vitesse du rotor ;
- à la conséquence d'une augmentation du couple de charge ;
- au rendement ;
- aux inconvénients et les avantages ;
- aux utilisations possibles.

Tableau (1.1). Tableau comparatif des machines électriques

	Moteur à courant continu	Moteur synchrone	Moteur asynchrone
Dénomination condensée	MCC	MS	MAS
Constitution du stator	1. Enroulements inducteurs (machines de fortes puissances jusqu'à plusieurs MW). 2. Aimants (machines jusqu'à quelques kW).	Enroulement statorique triphasé pour la production du champ tournant.	Enroulement statorique triphasé pour la production du champ tournant.
Constitution du rotor	Enroulements rotoriques d'induit constitués de conducteurs de forte section car les courants d'induit sont importants (limitation en augmentant le nombre de voies d'enroulements)	1. Enroulements d'excitation (électroaimant) pour machines de forte puissance (moteurs ou alternateurs). 2. Aimants (machines jusqu'à quelques kW)	1. Enroulements rotoriques (machines à bagues) : forte puissance, circuit électrique accessible pour modifier le comportement de la machine (pilotage par rotor). 2. Rotor à cage pour des machines simples, robustes pilotables par le stator.
Vitesse du rotor	Variable suivant la tension d'induit, mais limitée en raison des commutations de courant au niveau du collecteur.	Variable à l'arrêt jusqu'à une vitesse maximale réglée par la fréquence des grandeurs statoriques (directement proportionnelle).	Variable à l'arrêt jusqu'à une vitesse maximale réglée par la fréquence des grandeurs statoriques (au glissement près).
Conséquence d'une augmentation du couple de charge	Diminution de la vitesse rotorique. Limitation du courant maximal d'induit.	Pas de diminution de la vitesse rotorique (synchronisme) en contrôlant l'angle interne. Perte de contrôle au-delà d'une limite.	Augmentation du glissement provoquant une diminution de la vitesse de rotation.
Rendement	Moyen	Bon (98,5% pour les gros alternateurs)	Moins bon que la MS (pertes rotoriques).
Inconvénients	Entretien du système balais-collecteur (forte dégradation).	1. Entretien des bagues pour les moyens/gros moteurs (électro-aimant). 2. Décrochage si trop de couple demandé. 3. Démarrage direct sur le réseau impossible.	1. Dépendance entre la vitesse et la charge. 2. Pointe de courant au démarrage.
Avantages	Commande simple du couple et de la vitesse de manière indépendante.	Vitesse fixée (invariante avec la charge).	Robuste, peu d'entretien.
Utilisations	1. Production d'énergie (génératrice). 2. Application nécessitant une vitesse stable en fonction de la charge. 3. Moteurs brushless, pas à pas.	1. Production d'énergie (alternateurs). 2. Application nécessitant une vitesse stable en fonction de la charge. 3. Moteurs simples : brushless, pas à pas.	1. Grand standard industriel. 2. Entraînements divers. 3. Alternateurs en site isolé (éolienne, micro-centrale hydraulique)

c) *Techniques de commandes des moteurs*

Différentes stratégies de commande existent :

- la commande vectorielle ;
- la commande scalaire ;
- la commande prédictive ;
- la commande robuste ;
- la commande par platitude.

c1- La commande vectorielle

Aussi appelée **commande à flux orienté** (*field-oriented control* en anglais), est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérées comme étant des vecteurs. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que le second règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu.

La commande vectorielle est utilisée pour les machines synchrones et asynchrones, ainsi que pour les onduleurs en général, par exemple, dans le cas des installations haute tension à courant continu. Elle a été conçue, au départ, pour des applications demandant de bonnes performances de la part du moteur : fonctionnement régulier sur toute la plage de vitesse, couple maximal à vitesse nulle, bonnes performances dynamiques combinés à des accélérations et décélérations rapides. La technique s'est toutefois démocratisée car elle permet également de réduire la taille du moteur, par conséquent, son coût, ainsi que sa consommation électrique.

Pour que la transformée de Park simplifie les équations et permette l'utilisation de la commande à flux orienté, il faut que les hypothèses suivantes soient satisfaites :

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, autrement dit, le flux varie de manière linéaire avec le courant ;
- les pertes par courants de Foucault sont négligées ;
- les courants, les tensions et les flux sont sinusoïdaux ;
- les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor. Elles sont homogènes ;

- la machine doit être alimentée, comme on le fait dans la pratique, par un système de tensions triphasées sans neutre. Dans ce cas, la somme des 3 courants est forcément nulle et la composante homopolaire est nulle.

Les méthodes de commande vectorielle, directe et indirecte, se différencient principalement par la méthode de détermination de l'angle de Park qui représente la phase du flux orientée dans le repère lié au stator.

- Dans la commande indirecte, le courant statorique et la vitesse du rotor ω_r sont mesurés. La première mesure permet d'obtenir la pulsation statorique ω_s , la seconde, l'angle de Park. Grâce à la connaissance de ω_r et ω_s , on peut calculer le glissement. Il est nécessaire de connaître, de façon précise, la position du rotor pour pouvoir déterminer de la même façon la position du flux rotorique. L'estimation du flux rotorique par rapport au rotor se fait en boucle ouverte. Elle sera donc d'autant plus précise que les paramètres utilisés pour son calcul correspondront aux paramètres réels de la machine.
- Dans la commande directe, l'amplitude des flux et l'angle de Park sont déterminés par le calcul directement à partir de la mesure des tensions et des courants.

La méthode indirecte est plus courante car elle permet de se passer d'un capteur ou capteur de flux. De plus, elle fonctionne correctement sur toute la plage de vitesse.

La commande sans capteur présente des avantages en termes de coûts et de fiabilité. Elle déduit la vitesse de rotation du rotor et l'amplitude du flux de la mesure des tensions et courants statoriques. Elle requiert, pour cela, un estimateur en boucle ouverte ou un observateur en boucle fermée.

Le défaut principal de la boucle ouverte est que le couple maximal ne peut être délivré pour une vitesse trop faible, typiquement 0,8 Hz, alors que pour la boucle fermée, celui-ci peut être délivré à l'arrêt.

La commande vectorielle a les avantages suivants :

- elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique) ;
- elle est précise et rapide ;
- il y a un contrôle du couple à l'arrêt ;
- le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

Elle présente également certains inconvénients :

- elle est coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse). Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes ;
- elle présente une faible robustesse aux variations paramétriques et, en particulier, à celles de la constante de temps rotorique ;
- il y a présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ estimé ;
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur ;
- de mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.

c2- La commande scalaire

Il existe deux types de commande pour le contrôle d'un moteur synchrone. Le premier, dit **contrôle scalaire**, il est fondé sur le modèle statique du moteur (régime permanent). Le second, dit contrôle vectoriel est fondé sur le modèle dynamique du moteur (régime instantané). Le principe de la commande scalaire en courant est assez proche de celui de l'alimentation par commutateur de courant. Au lieu d'utiliser une source de courant continu qui ne peut injecter dans les phases de la machine que des créneaux de courant, on utilise une source de tension alimentant un onduleur triphasé, le courant de sortie de chaque bras étant asservi à une consigne fournie par la commande.

La commande scalaire a les avantages suivants :

- elle permet de réaliser une commande en vitesse de la machine ;
- il y a un couple fort au démarrage.

Elle a la faiblesse suivante :

- l'asservissement se fait sur des courants sinusoïdaux ;
- les performances sont donc médiocres et difficiles à implanter en temps réel.

c3- La commande prédictive

La **commande prédictive** (ou **compensation** ou **correction anticipatrice**), est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du

processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de contrôle à modèle interne (*IMC : Internal Model Controller*). En anglais on utilise le terme MPC ou MBPC pour qualifier la commande prédictive : *Model (Based) Predictive Control* ou aussi PFC : "Predictive Functional Control". Cette méthode a été inventée par un Français, J. Richalet, en 1978 et généralisée par D.W. Clarke en 1987 en accord avec de grands groupes industriels aux États-Unis et en Europe (Shell et Adersa).

La commande prédictive peut être utilisée pour commander des systèmes complexes comportant plusieurs entrées et sorties. Cette technique est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants, des réponses inverses et de nombreuses perturbations. Les principaux utilisateurs de la commande prédictive sont les raffineries de pétroles, l'industrie chimique et agro-alimentaire, la métallurgie, l'aérospatiale...

Les principaux avantages de la commande prédictive sont les suivants :

- l'idée générale est intuitive et facile à comprendre ;
- permet de respecter les contraintes sur les variables contrôlées et manipulées ;
- évite des variations excessives sur les variables manipulées, la commande est plus douce. Cela permet une meilleure utilisation des actionneurs (vérins, vannes, moteurs) et leur temps de vie est ainsi augmenté ;
- en cas de perturbations mesurables, le système s'adapte automatiquement ;
- permet, en général, un réel gain financier.

La commande prédictive est un terme général qui englobe un ensemble de méthodes différentes. Néanmoins, toutes ces techniques utilisent la même philosophie de contrôle et le principe de fonctionnement est le même. Cette technique est utilisée en majorité par des industries employant des échanges thermiques dans leurs procédés (chimie, pétrochimie).

c4- La commande robuste

La **commande robuste** est un type de commande qui vise à garantir les performances et la stabilité d'un système face à des perturbations du milieu et les incertitudes du modèle. En effet, le modèle mathématique qui modélise un système réel est une représentation qui vise à approximer au mieux, avec des hypothèses simplificatrices, le système qu'on veut commander. Il existe donc un écart entre le comportement observé du système réel et son modèle interne. La commande robuste vise à déterminer une loi de commande qui soit

capable de garantir des critères de performance et stabilité pour un système dont le modèle varie autour du modèle théorique ou nominal. Par la même approche, on peut rendre le système robuste face aux perturbations extérieures qui, en somme, peuvent être considérées comme une modification du modèle interne.

c5- La commande par platitude

Jusqu'à présent, la platitude sert à calculer les commandes correspondant aux trajectoires boucle ouverte d'un système. Si le système est naturellement stable, il va bien se comporter et suivre la trajectoire de référence. Pour les systèmes instables, ou les systèmes stables dont on veut accélérer la convergence, il faut rajouter à cette commande boucle ouverte, un petit terme de correction de boucle fermée pour assurer le suivi de la trajectoire.

Lorsque le système est plat, on sait construire un bouclage linéarisant (qui peut être dynamique ou statique selon les cas). D'un point de vue pratique, c'est la platitude qui va servir à calculer les bouclages linéarisants.

I.2. ANALYSE BIBLIOGRAPHIQUE

I.2.1. Commande et observation d'un MSAP à pôles lisses sans capteur.

On peut classer les techniques de commande les plus récentes dans quatre grands groupes :

- les *observateurs* (Ezzat, 2011) : filtre de Kalman, observateur de Luenberger, systèmes adaptatifs avec modèle de référence (MRAS, Model Reference Adaptive System), observateur de Matsui, observateurs non linéaires tels que les observateurs par modes glissants ;
- l'estimation de la position du rotor par **injection d'un signal haute fréquence** (Zheng, 2008) ;
- la *commande directe du couple* (DTC, Direct Torque Control) (Zhong et al., 1997) : commande simple, commande synchrone, commande synchrone sans capteur mécanique ;
- *autres méthodes* (Lee et al., 2010) : appliquées pour MSAP à pôles lisses, appliquées pour MSAP à pôles saillants.

a) Filtre de Kalman

Il permet d'observer et de prédire la position, la vitesse, le couple de charge à partir de la mesure des courants et des tensions d'alimentation. Le système étant non linéaire,

l'algorithme du Filtre de Kalman Étendu (FKE) permet une estimation optimale récursive des états à partir de la mesure d'autres variables. Le Filtre de Kalman (FK) consiste à reconstituer l'état du système perturbé dans un environnement stochastique à partir des mesures disponibles. L'avantage de cette technique est le filtrage des variables estimées. L'inconvénient réside dans le temps de calcul.

Les principaux travaux réalisés à ce niveau pour les MSAP sont :

- étude de l'utilisation de l'équation mécanique dans le modèle du FKE (Peroutka, 2005). Ces travaux décrivent l'influence des variations des paramètres sur le comportement de l'observateur. Des signaux de commande de l'onduleur et la mesure de la tension du bus continu sont utilisés pour reconstruire les tensions de phase. L'utilisation d'un modèle simplifié possède l'avantage d'être léger en temps de calcul, mais il introduit des erreurs d'estimation et ne permet pas d'estimer le couple de charge ;
- une autre technique développée (Kim, 1999) consiste à réduire l'ordre du système à 3, ce qui a permis de minimiser les opérations matricielles afin de réduire le temps de calcul. Cette méthode est basée sur le choix des FEM et de la vitesse du rotor comme variable d'état dans le plan (d,q). Une proposition a été faite pour estimer la position du rotor à partir des FEM estimées. Des résultats de simulations et des résultats expérimentaux confirment la robustesse du FK d'ordre réduit vis-à-vis de la variation de la résistance statorique ;
- proposition d'une commande vectorielle sans capteur de position et de vitesse d'un MSAP à pôles saillants (Bouras et al., 2005). L'algorithme du FKE permettant l'estimation de la position et de la vitesse est réalisé à partir des courants et tensions mesurés dans un référentiel lié au stator. L'estimation de la position initiale est déterminée à partir des courants statoriques mesurés après l'application des signaux tests aux bornes du MSAP. Des résultats expérimentaux en régime transitoire et en régime permanent sont obtenus à partir d'une machine 1,4 kW. L'erreur maximale entre la position réelle du rotor avec celle observée est de 5,4° électriques (1,1° mécaniques). On note que l'estimation de la position initiale avec une précision de 30° électrique est suffisante pour démarrer le MSAP dans le bon sens sans perte de performance du couple électromagnétique. Les bonnes performances de la commande sans capteur mécanique sont mises en évidence. La proposition est faite d'utiliser un

filtrage de signaux mesurés (courants et tensions) dans le but d'améliorer les performances de l'algorithme.

b) 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 répondre à ce handicap, 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. Son observateur prend également en compte la nature non linéaire du modèle d'état de la machine synchrone. Cet observateur est caractérisé par sa simplicité et sa stabilité (Brandstetter et al., 2010). Cet observateur est surtout utilisé pour estimer la vitesse du rotor des MSAP.

On peut citer quelques travaux de recherche menés dans ce sens :

- deux observateurs ont été utilisés en cascade (Lim, 1994), le premier, pour estimer la position du rotor à partir des courants statoriques, le second, pour l'estimation de la vitesse de rotation caractérisée par une dynamique plus lente. Les auteurs ont négligé l'équation mécanique de la vitesse du moteur, en supposant que la constante de temps mécanique est très inférieure devant la constante de temps électrique, ce qui permet de minimiser les équations de l'observateur ;
- un observateur de Luenberger d'ordre réduit (Kim, 1995), a été proposé pour estimer les FEM du MSAP. La position et la vitesse du rotor peuvent être estimées à partir des tensions statoriques dans un référentiel lié au stator. La conclusion principale est que les pôles et les zéros de la fonction de transfert du système peuvent varier en raison de variations paramétriques, et, par conséquent, les incertitudes des modèles peuvent dégrader les performances de ces observateurs ;
- une étude a été faite pour un MSAP en fonctionnement sans capteur mécanique pour de très faibles ondulations de couple (Gasc, 2004), visant une application de type assistance de direction automobile. A travers cette commande vectorielle utilisant un FK associé à un observateur de couple de type Luenberger, cette structure permet d'assurer un contrôle sans capteur tout en réduisant fortement les ondulations de couple. C'est une approche qui permet de réduire le temps de réponse, de réduire les ondulations de couple et de réguler la vitesse lors d'un impact de charge. La robustesse vis-à-vis des variations paramétriques de l'observateur de Luenberger

d'ordre 1 et d'ordre 3 a été étudiée, ce qui a permis de conclure que l'observateur de Luenberger d'ordre réduit est plus performant qu'un observateur d'ordre complet. Des résultats expérimentaux ont montré que l'observateur de couple permet de reconstruire le couple résistant. Pour une régulation de position, cette approche permet de très bonnes dispositions pour remédier aux variations de position liées aux frottements statiques.

c) Observateur par mode glissant

L'observateur par mode glissant (OMG), 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, et 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 (Kim, 2011). La synthèse 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 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 pour assurer une erreur d'estimation nulle. L'OMG 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. Ce type d'observateur est par conséquent largement utilisé pour estimer la vitesse du moteur dans le but d'une commande sans capteur.

Des travaux de recherche sur l'OMG ont été menés, parmi lesquels, on a :

- S. Chi (Chi, 2007) qui 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 FEM du moteur. Ces FEM sont filtrées par un filtre du premier ordre afin d'extraire la commande fondamentale. Après la mise des FEM, une fonction trigonométrique arctangente a été utilisée pour calculer la position du rotor. Il propose d'utiliser une boucle à verrouillage de phase pour estimer la vitesse du rotor à partir de la position estimée. Des résultats expérimentaux sont présentés pour un fonctionnement à haute et à moyenne vitesse. Cette approche n'est pas valable pour les basses vitesses ;
- généralement, les méthodes d'estimation de la vitesse souffrent des variations paramétriques du moteur. Pour résoudre ce problème Jiayi (Jiayi et al., 2007) propose

une commande sans capteur basée sur l'estimation des courants statoriques dans le repère (α, β) . Le gain de correction est déterminé pour que l'erreur entre les courants mesurés et ceux estimés tend vers zéro. L'estimation des courants statoriques ainsi que la vitesse mécanique de la machine sont obtenus en étudiant la stabilité d'une fonction de Lyapunov. Dans le but d'améliorer la précision et de réduire le bruit du système, la position du rotor estimée est obtenue par un nouvel algorithme basé sur l'intégration pure de la vitesse estimée. Des résultats expérimentaux lui permettent de conclure sur la nécessité d'utiliser un filtre passe bas afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur mécanique.

d) Estimation de la vitesse par la technique MRAS

Pour minimiser l'erreur d'estimation, le mécanisme d'adaptation agit sur certains paramètres du système ajustable, selon une stratégie fixée par ce dernier. Les spécifications des MRAS résident dans le choix du modèle opéré par l'opérateur. Sa structure est composée de deux modèles : un modèle de référence et un modèle adaptatif où s'ajoutent les paramètres. Cette méthode autorise une grande rapidité d'implantation et conduit à des réalisations simples.

Voici quelques travaux sur ce sujet :

- cette méthode a été appliquée au MSAP (Liang et al., 2003) pour l'estimation de la vitesse rotorique et du courant statorique. L'observateur MRAS permettant l'estimation de la vitesse rotorique est réalisé à partir des courants et tensions mesurés dans un référentiel lié au rotor. Cette méthode est assez robuste vis-à-vis des variations paramétriques du moteur. Des résultats expérimentaux pour l'estimation de la vitesse avec une estimation de la position initiale ont été obtenus et montrent la divergence de l'observateur pour un certain point de fonctionnement ;
- une autre technique consiste à estimer la vitesse en utilisant la puissance réactive du stator (Maiti et al., 2009). L'avantage de cette méthode d'estimation est l'indépendance vis-à-vis de la variation de la résistance statorique de la machine. Par contre, il dépend seulement de l'inductance en quadrature qui subit une légère variation au cours du fonctionnement. En effet, l'estimation de la position donne de bonnes performances pour un fonctionnement à vitesse nulle ;
- des travaux (Liu et al., 2010) ont été menés pour estimer et identifier les paramètres électriques du MSAP (la résistance, le flux de l'aimant, et l'inductance de fuite). Ils présentent des résultats expérimentaux (en régime permanent) effectués sur un MSAP

commandé avec un capteur mécanique. La simplicité et la robustesse de cet observateur ont été confirmées ;

- une étude a été faite sur la commande sans capteur de vitesse ou de position d'une machine synchrone (Akin, 2004) dans le but de garder les performances obtenues avec le fonctionnement avec capteur, en utilisant une estimation de la vitesse du rotor à partir du FKE puis à travers un MRAS. Cette étude conclut que l'utilisation de la méthode MRAS est beaucoup plus simple avec un temps d'exécution plus rapide, par contre, les variables d'état estimées du système sont moins précises.

e) Estimation de la vitesse par injection d'un signal haute fréquence

En analysant toutes les techniques d'estimation de la position du rotor du MSAP, nous constatons que pour avoir une estimation robuste, trois conditions doivent être obtenues :

- une excitation permanente indépendante de l'excitation fondamentale est nécessaire pour avoir une estimation de la position du rotor à basse vitesse y compris la position à l'arrêt ;
- l'algorithme doit être basé sur des saillances modélisables et dépendantes de la position du rotor, afin d'avoir une estimation indépendante des paramètres de la machine synchrone à aimants ;
- un traitement de signal robuste est indispensable pour extraire la position du rotor avec le minimum de perturbations.

Pour cela, une technique qui valide ces trois conditions a été proposée (Raca, 2010). Cette technique est basée sur l'injection d'un signal de tension à haute fréquence superposée à la tension de référence d'alimentation de la machine. En effet, le signal résultant de l'injection contient des informations sur la position du rotor du MSAP (Carpaneto et al., 2009). L'injection d'une tension à haute fréquence dans la machine permet aux auteurs d'employer un modèle simplifié de la machine synchrone à aimants dit "modèle dans le domaine des hautes fréquences" (Arias et al., 2006). Ils négligent dans ce cas les résistances statoriques par rapport aux réactances. Il présente l'avantage d'être indépendant des variations paramétriques, mais il montre les inconvénients suivants : le choix de la fréquence du signal à injecter peut poser des problèmes et des ondulations autour de la valeur finale du couple électromagnétique (Degner et al., 2000).

Sur la question, on peut citer les travaux suivants :

- dans les travaux effectués par Z. Zeng (Zheng., 2008), deux tensions sont injectées dans les deux axes du repère (d,q) lié au rotor. Pour extraire la position du rotor, l'auteur a utilisé le FK pour extraire la composante désirée. Cette méthode permet d'estimer la position à basse vitesse et à vitesse quasi-nulle avec de bonnes performances. Par contre, la méthode est sensible aux variations paramétriques, de plus le calcul des matrices de covariance est difficile et demande également une parfaite connaissance des paramètres du moteur ;
- C. Choi présente une autre méthode qui estime la position du rotor par deux techniques pour minimiser l'influence du temps mort au niveau de la commande des onduleurs (Choi et al., 2008). La première méthode consiste à injecter une tension selon l'axe direct. En fonctionnement à vide, l'amplitude du courant mesurée sur l'axe d est modulée par une information liée à la position du rotor. La seconde méthode consiste à faire l'analyse spectrale des courants de la MAP suite à l'injection d'une tension haute fréquence selon l'axe en quadrature. Le basculement entre ces deux méthodes se fait à l'aide d'un système de contrôle en se basant sur la valeur du couple électromagnétique appliqué sur l'arbre du moteur. Des résultats expérimentaux sont présentés pour un fonctionnement à très basse vitesse avec le minimum d'ondulation au niveau de la vitesse.

f) La commande DTC classique

Un certain nombre de commandes se font par l'orientation du flux statorique, puis par l'application du vecteur tension à toute période de commutation pour obtenir l'amplitude du flux et du couple souhaités. La commande DTC d'un MSAP est basée principalement sur la détermination de la séquence de commande des interrupteurs de son convertisseur de puissance. Il est indispensable de bien connaître l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique, le choix de la séquence de commutation est généralement basé sur l'utilisation d'un régulateur à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du moteur. Contrairement aux lois classiques de commande qui sont basées sur un réglage de la valeur moyenne du vecteur tension par modulation de largeur d'impulsion (MLI), ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude. Les commandes DTC sont basées sur le sens physique et sur une approche relativement empirique de la variation des états et des flux entre deux instants de commutations. Les caractéristiques de la DTC se présentent ainsi :

- un découplage naturel entre les grandeurs de contrôle ;
- la fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser afin d'assurer d'excellentes caractéristiques dynamiques ;
- la stratégie de commande est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres de la machine ;
- ce type de commande utilise des éléments non linéaires de types hystérésis qui nécessitent une correction temporelle très rapide ;
- une fréquence de calcul de quelques dizaines de kHz qui nécessite des architectures numériques comme le processeur de traitement de signaux (DSP) ;
- la commande DTC classique conduit à des bruits acoustiques et des oscillations de couple indésirables pouvant engendrer une résonance mécanique.

Les avantages de cette méthode sont :

- une commande relativement simple ;
- de ne pas utiliser un capteur mécanique pour mesurer la position du rotor ou la vitesse du moteur, avec un contrôle rapide et précis du couple ;
- pas besoin ni d'un algorithme de génération de l'étage MLI pour la commande du convertisseur ni d'un régulateur PI ;
- les calculs dans le repère rotorique (d,q) et le découplage de courant par rapport aux tensions de commande ne sont plus nécessaires.

D'une façon générale, la commande DTC a trois inconvénients :

- elle requiert l'estimation du flux et du couple électromagnétique ;
- problèmes à basse vitesse et à l'arrêt ;
- à cause de l'utilisation des régulateurs à hystérésis, la fréquence de commande des interrupteurs de puissance n'est pas constante ce qui provoque un contenu spectral riche en harmonique qui augmente les pertes dans la machine.

A cause de ces inconvénients, cette méthode est améliorée en éliminant les régulateurs à hystérésis et la table de sélection de vecteurs. C'est une alternative à la méthode classique de la commande DTC et à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

g) La commande DTC synchrone

Elle permet d'avoir une modulation synchrone (Abassi et al., 2009). Cette technique présente une approche où le contrôle de grandeurs telles que le couple et le flux sont régulés au niveau

de la commande des interrupteurs de commutations. Pour certaines applications industrielles, l'asservissement de vitesse est nécessaire. Pour cela, la consigne de couple sera généralement produite par une boucle de vitesse. A partir des consignes externes de vitesse ou de position, les algorithmes de commande fournissent les références de flux et de couple. Afin d'obtenir la commutation la plus adéquate, les signaux de commande des cellules de l'onduleur doivent être générés à partir de l'évolution du couple et du flux. La commande DTC synchrone permet donc de contrôler le vecteur flux statorique dans un repère lié au stator (α, β). Ainsi, les vecteurs de flux considérés sont le vecteur de flux statorique estimé et celui de consigne.

Quelques travaux sur la question :

- A. Llor (Llor, 2003) propose une commande DTC synchrone d'un MSAP et une machine synchrone à rotor bobiné. Il propose de piloter le bloc DTC synchrone en utilisant quatre techniques différentes, afin d'obtenir les références du flux à partir de la consigne de vitesse. La première technique est basée sur les calculs des références de flux et du couple à partir des consignes de courant statorique dans un repère (d,q). Les autres techniques génèrent, de façon indépendante, les consignes de flux et de couple en utilisant l'angle du vecteur de flux statorique dans le repère (α, β). Elles se distinguent par trois algorithmes de traitements différents pour obtenir ce dernier. En étudiant la robustesse de chaque algorithme vis-à-vis des variations paramétriques de la machine synchrone, l'auteur a développé un algorithme qu'il considère comme le plus satisfaisant. Il étudie en simulation l'influence du temps mort de l'onduleur et des erreurs d'estimation sur l'erreur statique du vecteur flux obtenu.

h) La commande DTC synchrone sans capteur mécanique

Bien que cette méthode améliore la dynamique du système et diminue les oscillations du couple ainsi que les pertes dans la machine, elle requiert encore une fois la connaissance de la vitesse et de la position de la machine. En effet, pour améliorer cette technique, il est nécessaire de supprimer le capteur mécanique de position ou de vitesse, en effectuant une commande sans capteur mécanique (Aihara et al., 1999).

Parmi les travaux les plus intéressants sur ce sujet, nous pouvons citer :

- les auteurs (Gilbert et al., 2010) proposent une commande DTC synchrone d'un MSAP à pôles saillants sans capteurs mécaniques en utilisant un observateur du flux statorique. Des simulations ont été réalisées afin d'étudier l'effet de la variation de la

résistance statorique sur la performance de l'observateur. Pour améliorer les performances de la commande sans capteur mécanique, un estimateur en ligne de la résistance statorique a été rajouté à l'observateur de vitesse. La stabilité de l'observateur de flux statorique ainsi que l'estimateur de la résistance est prouvée par l'analyse de stabilité de Lyapunov. L'estimateur de la résistance du stator est très efficace à la fois en haute et basse vitesse car il est capable d'identifier la valeur réelle de la résistance dans un temps très faible ;

- S. Sayeef (Sayeef et al., 2010) présente une commande en couple sans capteur mécanique du MSAP à très basse vitesse, avec estimation de la position du rotor à l'arrêt. Cette position est estimée à l'aide de deux observateurs : le premier algorithme est destiné à observer la position à basse vitesse en utilisant la technique d'injection d'un signal à haute fréquence, le deuxième algorithme est basé sur l'OMG afin d'estimer la position du rotor à haute vitesse. Le basculement entre ces deux algorithmes se fait à l'aide d'une fonction de pondération en se basant sur la valeur de la position estimée. Il présente des résultats expérimentaux à haute et à basse vitesse pour des essais sur un moteur de 1 kW et montre une bonne estimation du flux et du couple électromagnétique avec une erreur d'estimation de la position qui ne dépasse pas 1,76 degrés électriques. A travers l'algorithme d'estimation utilisant l'injection d'une tension à haute fréquence suivant l'axe direct, cette structure lui permet d'assurer l'estimation de la position du rotor à l'arrêt. Ces résultats prouvent l'efficacité de l'utilisation de deux estimateurs pour garantir la commande sans capteur mécanique du moteur dans les différentes gammes de vitesse.

i) Autres méthodes appliquées pour une machine à pôles lisses

Un observateur non linéaire pour les MSAP à pôles lisses a été proposé récemment (Lee et al., 2010 ; Ortega et al., 2011). Dans ce cas, la valeur de l'inductance de chacun des enroulements statoriques ne varie pas en fonction de la position du rotor. La structure de l'observateur est basée sur le flux statorique comme variable d'état. Cet observateur est stable, facile à mettre en œuvre, et ne nécessite pas beaucoup de temps de calcul. Par comparaison avec l'observateur de Luenberger, cet observateur non linéaire a l'avantage d'estimer la position du rotor indépendamment de l'estimation de la vitesse de rotation, ce qui permet de minimiser l'erreur d'estimation. La vitesse du rotor est estimée à partir de la position en utilisant un

régulateur de type PI. Par contre, les auteurs de ce travail ont proposé cet observateur sans avoir estimé la position initiale du rotor.

Au cours de ces travaux sur ce même sujet, Khaief (Khaief, 2012) a développé et appliqué cet observateur non linéaire pour les MSAP à pôles saillants. Bien que les inductances statoriques varient en fonction de la position du rotor, il a amélioré de façon considérable les performances de l'estimateur. Il a, par ailleurs, ajouté à l'observateur un algorithme d'estimation de la position initiale au démarrage du moteur pour garantir un démarrage stable avec un couple maximum.

I.2.2. Quelques travaux de recherche

En ce qui concerne les MSAP, plusieurs travaux ont été menés. De 2005 à 2015, il y a eu 88 thèses concernant le MSAP.

Taper le lien :

<http://www.theses.fr/?q=%22Machine%20synchrone%20%C3%A0%20aimants%20permanents%22>:

Nous présentons ici les plus récents et les plus intéressants par rapport à la commande d'un MSAP.

a) Commande non linéaire sans capteur du MSAP

Le but de la thèse de Ezzat (Ezzat, 2011) a porté sur la commande vectorielle sans capteur du MSAP utilisant un modèle d'ordre 4 (avec comme variables d'états les deux courants, la vitesse et la position) dans un repère diphasé de Park. Ces travaux ont eu pour but de synthétiser un observateur mode glissant (OMG) qui estime les grandeurs mécaniques non mesurables (vitesse, position,...) en utilisant exclusivement des grandeurs électriques mesurées (courants statoriques, tensions statoriques) et de proposer une loi de commande vectorielle associée à cet estimateur OMG qui garantit de hautes performances statiques et dynamiques. L'ensemble composé de la commande et de l'observateur mode glissant d'ordre 4 élaboré a été validé sur un benchmark industriel pour la commande sans capteur mécanique. Les bons résultats expérimentaux obtenus ont montré la performance des algorithmes proposés.

Il a fait quelques publications suivantes :

- (Ezzat, 2010a) Marwa Ezzat, Alain Glumineau, Robert Boisliveau. *Comparaison de deux observateurs non linéaires pour la commande sans capteur du MSAP* :

validation expérimentale, 6^{ème} Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA, Nancy, France, 2-4 Juin, 2010 ;

- (Ezzat, 2010b) Marwa Ezzat, Jesus de Leon, Nicolas Gonzalez and Alain GLUMINEAU. *Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor by using Sliding Mode Observer*, 11th International Workshop on Variable Structure Systems, VSS'10, Mexico City, Mexico, 26-28 June, 2010;
- (Ezzat, 2010c) Marwa Ezzat, Alain Glumineau, Franck Plestan. *Sensorless speed control of a permanent magnet synchronous motor : high order sliding mode controller and sliding mode observer*, 8 th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems, NOLCOS, University of Bologna - Italy, 1-3 September, 2010;
- (Ezzat, 2011) Marwa Ezzat, Jesus de Leon and Alain Glumineau. *Adaptive Interconnected Observer-Based Backstepping Control Design For Sensorless PMSM*, World Congress IFAC WC 2011, Session invité, Milano, Italy, August 28-September 2.

b) Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de MSAP à pôles lisses : application à un actionneur électromécanique pour aileron.

Le travail présenté par Zgorski Aloïs (Zgorski, 2013) s'intéresse au problème particulier de la commande sans capteur à basse vitesse des MSAP à pôles lisses. Son objectif est de proposer une méthode permettant de contrôler en position un actionneur électromécanique utilisé dans un contexte aéronautique (ici, pour des ailerons). Une étude théorique des deux familles de machines, saillantes et non saillantes, lui a permis de montrer une différence d'observabilité des modèles des MSAP selon la vitesse de la machine, avec en particulier une perte d'observabilité à basse vitesse pour les machines à pôles lisses. Pour pallier cette perte, il a développé de nouveaux modèles qui prennent en compte des vibrations de la machine, sollicitée par une injection de signaux. Une nouvelle analyse, appliquée à ces modèles, permet de garantir l'observabilité de la machine sur toute la gamme de vitesse, y compris à l'arrêt. Il a donc proposé une approche d'observation de la position et de la vitesse basée sur ces nouveaux modèles avec une injection bien choisie. Contrairement aux méthodes classiques basées sur la saillance, cette approche est applicable à tous les types de machine. Il s'est également intéressé à l'asservissement en vitesse sans capteur mécanique de la machine, pour lequel il a proposé deux méthodes de synthèse d'observateurs. La première est basée sur la synthèse d'un observateur LPV (Linéaire à Paramètre Variant) robuste et la seconde utilise un observateur à modes de glissement d'ordre deux à gains adaptatifs. La faisabilité expérimentale de ces deux observateurs a été démontrée sur un benchmark dédié aux applications industrielles. Ses résultats expérimentaux ont montré les performances, la robustesse et les limites des observateurs qu'il a proposés.

Il a fait les principales publications suivantes :

- Frederic Abry, Xuefang Lin Shi, and Aloïs Zgorski. *Procédé de détection d'une position angulaire d'un rotor de machine synchrone*. Patent N° FR2974465, October 2012 ;
- Frederic Abry, Aloïs Zgorski, Xuefang Lin Shi, and Jean-Marie Retif. *Sensorless control for pmsm at zero speed and acceleration*. In *14 th European Conference on Power electronics and Applications (EPE 2011)*, 2011;
- Alaa Hidjazi, Lilia Sidhom, Aloïs Zgorski, and Xuefang Lin Shi. *Speed and position estimation of permanent magnet synchronous motor using adaptative robust observer and differentiator*. In *11th IFAC International Workshop on Adaptation and Learning in Control and Signal Processing (ALCOSP'2013)* ;
- Alaa Hidjazi, Lilia Sidhom, Aloïs Zgorski, Xuefang Lin Shi, and Lilia Sidhom. *Adaptative sliding mode observer-differentiator for position and speed estimation of permanent-magnet synchronous motor*. In *3rd IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electric Drives (SLED 2012)*, 2012;
- Aloïs Zgorski, Xuefang Lin Shi, Frederic Abry, and Jean-Marie Retif. *Commande en position sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents à pôles lisses*. In *7^{ème} Conférence Internationale Francophone en Automatique (CIFA) 2012*, pages 1-9, 2012.

c) Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents.

La thèse de Zheng Zedong (Zheng, 2008) porte sur la commande à hautes performances du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). La première partie traite de la commande avec capteur mécanique en cherchant des performances dynamiques élevées. La deuxième partie s'intéresse à la commande sans capteur mécanique.

A partir de l'analyse comportementale des observateurs de couple de type Luenberger d'ordre complet et d'ordre réduit, une loi de commande par retour d'état associé à un filtre de Kalman est utilisée pour observer d'abord la vitesse et le couple de charge à partir de la mesure de la position par un capteur physique avec résolution limitée. Ensuite, le couple observé est utilisé dans une boucle de compensation directe dans le but de minimiser des ondulations de la vitesse pendant l'impact de la charge.

Cette loi de commande peut aussi s'appliquer aux moteurs à pôles saillants ainsi qu'aux moteurs à pôles lisses. Les courants filtrés par le filtre de Kalman sont également utilisés à la place des courants mesurés pour éliminer les effets du bruit.

Pour estimer la position et la vitesse en basse vitesse, une méthode d'injection d'un signal haute fréquence associée avec le filtre de Kalman est proposée. Le filtre de Kalman traite les signaux haute fréquence par les courants mesurés et remplace ainsi tous les filtres traditionnels (passe haut, passe bas, passe bande). Cette méthode, simple et efficace, améliore les résultats traditionnels. De nombreuses expérimentations sur le moteur à aimants collés en surface sont conduites afin de valider les performances obtenues en simulation.

Il a fait les principales publications suivantes :

- Zedong ZHENG, Yongdong LI, Maurice FADEL. *Sensorless Control of PMSM Based on Extended Kalman Filter*, EPE 2007 (European Conference on Power Electronics and Applications);
- Zedong ZHENG, Maurice FADEL, Yongdong LI. *A High-Performance Control System of PMSM Based on Load Torque Observer*. PESC 2007 (IEEE Power Electronics Specialists Conference) :587-592;
- Maurice FADEL, Zedong ZHENG, Yongdong LI. *Globally Converging Observers for SPMSM Sensorless Control*. IECON 2007 (The 33rd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society): 968-973;
- Zedong ZHENG, Yongdong LI, Maurice Fadel, et al. *A Rotor Speed and Load Torque Observer for PMSM Based on Extended Kalman Filter*. ICIT 2006 (IEEE International Conference on Industrial Technology):233 – 238;
- Zheng Zedong, Li Yongdong, Liu Yongheng, et al. *Speed Sensor-less Vector Control for an Open-end Winding Induction Motor Drive System with Separate DC Supplies*. ICEMS 2004 (The International Conference on Electrical Machines and Systems).

d) Commande sans capteur des moteurs synchrones par injections de signaux

La thèse de Al Kassem Jebai (Kassem, 2013) étudie la problématique du fonctionnement sans capteur et à basse vitesse des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) par l'injection de signaux (en se focalisant sur les effets de la saturation magnétique car leur compensation est primordiale pour résoudre cette problématique). KASSEM propose une méthode originale pour modéliser la saturation magnétique en utilisant une approche énergétique (les formulations Lagrangienne et Hamiltonienne), ou les symétries physiques sont exploitées pour simplifier l'expression de l'énergie magnétique. Les données expérimentales montrent qu'un polynôme de degré 4 est suffisant pour décrire avec précision les effets de la saturation. Ensuite, il propose une analyse claire et originale basée sur la moyennisation de second ordre et qui explique comment obtenir l'information de position à

partir de l'injection des signaux (en utilisant le modèle proposé). Il donne une relation explicite entre les oscillations des courants statoriques et la position du rotor ; cette relation est utilisée en temps réel. Ce modèle de saturation magnétique ainsi que la procédure d'estimation de position ont été testés et validés sur deux types de moteurs à aimants permanents : à l'intérieur ou en surface du rotor. Les résultats expérimentaux obtenus sur un banc de test montrent que l'erreur d'estimation de la position du rotor n'excède pas quelques degrés électriques dans la zone d'opération à basse vitesse.

Il a fait les publications suivantes :

- A. Jebai, F. Malrait, P. Martin, and P. Rouchon, “*Signal injection and averaging for position estimation of permanent-magnet synchronous motors,*” in Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control 2012, pp. 7608–7613;
- A. K. Jebai, F. Malrait, P. Martin, and P. Rouchon, “*Sensorless position estimation and control of permanent-magnet synchronous motors using a saturation model,*” International Journal of Control , to appear in Dec. 2015.

e) Développement de capteurs logiciels de position pour la commande de MSAP

Le travail de recherche qu'Omrane Ines (Omrane, 2014) a présenté concerne le développement de capteurs logiciels de position pour la commande du MSAP. La commande vectorielle du MSAP nécessite une connaissance précise de la position rotorique. Traditionnellement, cette position est obtenue à partir de l'utilisation d'un capteur mécanique. Ses publications ont porté sur :

- I. Omrane, E. Etien, and O. Bachelier. *Reduced-order luenberger observer for surfacemount permanent-magnets synchronous motors.* In International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering, 2011;
- I. Omrane, E. Etien, O. Bachelier, and W. Dib. *A simplified least square identification of permanent magnet synchronous motor parameters at standstill.* In 39th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2013.

f) Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des MSAP

Le travail de recherche de Khlaief Amor (Khlaief, 2012) s'intéresse à la commande sans capteur mécanique du MSAP à pôles saillants, particulièrement en basse vitesse, avec détection de la position initiale du rotor. Il a publié les principaux articles suivants :

- Khlaief A., Boussak M., Gossa M. *Open phase faults detection in PMSM drives based on current signature analysis,* XIXth International Conference on Electrical Machines ICEM' 2010;

- Khlaief A., Jemli K., Boussak M., Gossa M. *Study on inverters IGBT fault behavior with permanent magnet synchronous motors drive*, International Review of Electrical Engineering (IREE), vol. 6, Issue 3, June 2011;
- Khlaief A., Bendjedia M., Boussak M., Gossa M. *A nonlinear observer for high performance sensorless speed control of IPMSM drive*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 6, pp. 3028-3040, June 2012;
- Khlaief A., Boussak M., Gossa M. *A sensorless initial rotor position estimation scheme for a vector controlled IPMSM drive*, 11th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA'2011;
- Khlaief A., Boussak M., Gossa M. *MRAS based adaptive speed estimation for sensorless vector control with online estimation of stator resistance of IPMSM drive*, Soumis en février 2012 à la revue ISA Transactions;
- Khlaief A., Boussak M., Gossa M. *Dspace-based experimental results of initial rotor angle detection of a permanent magnet synchronous machine*, Soumis en décembre 2010 à la revue Energy Conversion and Management;
- Khlaief A., Bendjedia M., Boussak M., Chaari A. *Nonlinear observer for sensorless speed control of IPMSM drive with stator resistance adaptation*, soumis en février 2012 à la XXth International Conference on Electrical Machines ICEM' 2012.

I.3. CONCLUSION DU CHAPITRE 1

Dans ce chapitre, nous avons décrit l'état de l'art des techniques de commande et d'observation de MSAP.

Nous résumons dans le tableau (1.2) les éléments importants à prendre en compte.

Par rapport aux différents travaux menés dans ce sens, on constate l'importance du MSAP dans plusieurs domaines :

- l'étude de Marwa Ezzat a porté sur la commande vectorielle sans capteur du MSAP utilisant un modèle d'ordre 4 (avec comme variables d'états les deux courants, la vitesse et la position) dans un repère diphasé de Park ;
- le travail présenté par Zgorski Aloïs s'intéresse au problème particulier de la commande sans capteur à basse vitesse des MSAP à pôles lisses. Son objectif est de proposer une méthode permettant de contrôler en position un actionneur électromécanique utilisé dans un contexte aéronautique (ici pour des ailerons) ;

- Al Kassem Jebai étudie la problématique du fonctionnement sans capteur et à basse vitesse des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) par l'injection de signaux (en se focalisant sur les effets de la saturation magnétique car leur compensation est primordiale pour résoudre cette problématique) ;
- le travail de recherche qu'Omrane Ines a présenté concerne le développement de capteurs logiciels de position pour la commande du MSAP ;
- le travail de recherche de Khlaief Amor s'intéresse à la commande sans capteur mécanique du MSAP à pôles saillants, particulièrement en basse vitesse, avec détection de la position initiale du rotor.

Nous nous sommes, pour notre part, appuyé sur l'analyse bibliographique pour proposer un modèle mathématique détaillé du MSAP permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle obtenu, basé sur la transformation de Park, a servi alors à reproduire le comportement dynamique de la machine ainsi qu'à faire la synthèse d'une loi de commande. Nous nous sommes ensuite intéressé au découplage et à la linéarisation entrées / sorties par retour d'état et changement de coordonnées, ce qui a permis de commander séparément les courants et le couple. Avec cette technique de commande par « feedback », le modèle du moteur est décomposé ou découplé en deux sous-systèmes linéaires mono variables indépendants. Chaque sous-système représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, courant etc.). Nous avons enfin concentré nos efforts sur la performance de la commande découplante face aux incertitudes paramétriques associées aux bruits ou perturbations de l'environnement (température, vent, poussières, etc...). Nous avons présenté alors les bases de la commande "robuste" via la norme H infinie (H_{∞}) en vue d'améliorer la stabilité de notre système. Cette méthode a permis d'introduire des algorithmes de calculs pour synthétiser des contrôleurs robustes afin de minimiser la sensibilité du comportement dynamique du système moteur en boucle fermée vis-à-vis des incertitudes de modélisation et perturbations affectant le comportement de l'ensemble convertisseur/machine (bruit de l'onduleur, des capteurs de courants / tensions, ...). L'information de la vitesse (la position ou le couple), souvent difficilement accessible ou mesurable en temps réel et continu lors du fonctionnement du moteur, ne pouvant être lue directement, nous avons mis au point un capteur numérique afin de reconstruire ou d'estimer la vitesse, la position et le couple de charge à partir de la mesure des grandeurs électriques.

Tableau (1.2). Techniques de commande et d'observation des MSAP

COMMANDE	PRINCIPE	AVANTAGES	INCONVENIENTS
SCALAIRE	<ul style="list-style-type: none"> - Fondée sur le modèle statique du moteur (régime permanent) ; - Utilisation d'une source de tension pour l'alimentation. 	<ul style="list-style-type: none"> - Réalise une commande en vitesse de la machine ; - Un couple fort au démarrage. 	<ul style="list-style-type: none"> - Asservissement sur des courants sinusoïdaux ; - Performances médiocres et difficile à implanter en temps réel
PAR PLATITUDE	Calcul des commandes correspondant aux trajectoires en boucle ouverte d'un système.	Bon pour les systèmes stables	Nécessite une correction en boucle fermée.
VECTORIELLE	<ul style="list-style-type: none"> - Commande indirecte : mesure du courant statorique, de la vitesse du rotor ; - Commande directe : détermination de l'amplitude du flux et de l'angle de Park. 	<ul style="list-style-type: none"> - Basée sur le modèle transitoire ; - Précise et rapide ; - Contrôle du couple à l'arrêt ; - Contrôle des grandeurs en amplitude et en phase. 	<ul style="list-style-type: none"> - Coûteuse ; - Faible robustesse aux variations paramétriques ; - Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ estimé ; - La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande ; - De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.
ROBUSTE	Garantir les performances et la stabilité du système face aux perturbations du milieu et incertitudes du moteur.	Robuste face aux perturbations extérieures	Nécessite une loi de commande capable de garantir les critères de performance et de stabilité
PREDICTIVE	Commande de systèmes complexes comportant plusieurs entrées et sorties.	<ul style="list-style-type: none"> - L'idée générale intuitive et facile à comprendre ; - Respect des contraintes sur les variables contrôlées et manipulées ; - Evite des variations excessives sur les variables manipulées ; - En cas de perturbations mesurables, le système s'adapte automatiquement ; - Permet en général un réel gain financier. 	Systèmes complexes

Tableau (1.2). Techniques de commande et d'observation des MSAP

ESTIMATEUR	PRINCIPE	AVANTAGES	INCONVENIENTS
FK ET FKE	Observer et prédire la position, la vitesse, le couple de charge à partir de la mesure des courants et tensions d'alimentation. Estimation optimale récurrente des états à partir de la mesure d'autres variables grâce à FKE.	Filtrage des variables estimées.	Temps de calcul.
OBSERVATEUR LUENBERGER	Adapté aux systèmes où mesures non bruitées.	Simple, stable	Estimation seulement de la vitesse du rotor
OMG	Estimation des variables d'état du système à partir de la mesure des tensions et courants de phase.	- Robuste face aux variations paramétriques ; - Largement utilisé pour estimer la vitesse.	- Phénomène de chattering ; - Choix du gain de correction.
MRAS	Minimiser l'erreur d'estimation. Estimation vitesse rotorique et courant statorique.	- Grande rapidité d'implantation ; - Réalisations simples ; - Robuste face aux variations paramétriques.	Variables d'état estimées moins précises.
INJECTION SIGNAL HF	Avoir des informations sur la position du rotor.	- Modèle simplifié du MSAP ; - Indépendant des variations paramétriques.	- Choix de la fréquence du signal HF ; - Fonctionnement à basse vitesse ou nulle ; - Parfaite connaissance des paramètres du moteur.
DTC CLASSIQUE	Mesurer la position ou la vitesse du moteur avec un contrôle rapide et précis du couple.	- Simple ; - Pas de capteur mécanique.	- Requiert l'estimation du flux et du couple électromagnétique ; - Problèmes à basse vitesse et à l'arrêt ; - Utilisation d'un régulateur à hystérésis.
DTC SYNCHRONE	Contrôler le vecteur flux statorique dans un repère lié au stator (α, β).	- Robuste vis-à-vis des variations paramétriques ; - Modulation synchrone.	- Asservissement de vitesse nécessaire ; - Signaux de commande générés à partir de l'évolution du couple et du flux.
DTC SYNCHRONE SANS CAPTEUR MECANIQUE	Estimer la position du rotor à l'arrêt. Observer le flux Statorique.	- Sans capteur mécanique ; - Améliore la dynamique et diminue les oscillations du couple et les pertes.	- Requiert la connaissance de la vitesse et la position de la machine ; - Ajout d'un estimateur en ligne de la résistance statorique
OBSERVATEUR NON LINEAIRE MSAP A PÔLES LISSES	Basée sur le flux statorique comme variable d'état. Estimer la position du rotor indépendamment de l'estimation de la vitesse de rotation.	- Stable, facile à mettre en œuvre ; - Temps de calcul faible ; - Minimise l'erreur d'estimation.	Nécessite un algorithme d'estimation de la position initiale au démarrage du moteur.

Enfin, afin d'implanter ces techniques d'estimation sur un dispositif en temps réel puis de rendre l'observation plus robustes face aux variations de la résistance statorique et bruits de mesure, nous avons élaboré des estimateurs (types mode glissant et filtre de kalman) en temps discret et étendus permettant d'effectuer une estimation en ligne de la vitesse, la position, le couple et la résistance statorique. Nous avons réalisé des simulations sur Matlab / Simulink et obtenu des résultats dans le but de montrer puis confirmer l'efficacité et la robustesse des techniques d'algorithmes non linéaires proposées.

Enfin, nous terminons par des conclusions sur l'apport et intérêt de cette étude ainsi que les perspectives envisageables pour des travaux de recherches de hauts niveaux.

Ce travail a fait l'objet de cinq (5) publications internationales.

Les publications N°1 et 2 sont mes premières contributions à cette étude. Nous avons mis l'accent sur la performance de la commande découplante face aux incertitudes paramétriques associées aux bruits ou perturbations de l'environnement. Nous avons synthétisé des contrôleurs robustes afin de minimiser la sensibilité du comportement dynamique du système moteur en boucle fermée vis-à-vis des incertitudes de modélisation et perturbations affectant le comportement de l'ensemble convertisseur/machine (bruit de l'onduleur, des capteurs de courants / tensions, ...). La synthèse de ces correcteurs robustes a permis à la fois de réduire efficacement et rapidement l'effet des perturbations de type échelon ou créneau puis d'assurer nettement la poursuite de trajectoire (voir les résultats des simulations dans la section **IV.4** du présent mémoire).

Afin de reconstruire ou d'estimer la vitesse, la position et le couple de charge à partir de la mesure des grandeurs électriques, nous avons ainsi élaboré des algorithmes de capteurs numériques, des estimateurs d'ordre six (types observateur par mode glissant et filtre de kalman) en temps discret et étendus permettant d'effectuer une estimation en ligne de la vitesse, la position, le couple et la résistance statorique. Les bons résultats obtenus par simulation dans ces publications sont indiqués aux **sections V.4 et V.5** du présent mémoire.

Les publications 3 et 4 m'ont surtout aidé à connaître et à programmer les capteurs numériques ou estimateurs via Matlab, Simulink et C/C++. Ainsi, *avec M. ASSEU Olivier (Maître de conférences à l'INPHB) et Prof. Xuefang Lin SHI (Professeur Titulaire, sis à l'INSA de Lyon,)* nous avons participé à l'implémentation d'un observateur mode glissant sur la machine asynchrone pour l'estimation des flux (**publication 3**). Ces travaux nous ont

surtout aidé à comprendre la modélisation des machines et certains paramètres importants utiles également pour la commande des machines synchrones réalisés dans la **publication 4** où nous avons mis au point un estimateur (OMG) de vitesse.

La **publication 5** m'a permis de comprendre l'utilité des capteurs pour les applications industrielles.

CHAPITRE II :
MODELISATION DU MSAP

II.1. INTRODUCTION

Les Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP : figure 2.1) deviennent de plus en plus attractifs et concurrents des moteurs asynchrones. Les raisons de l'évolution sont, entre autres, le développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul.

De plus, la technologie évolue avec les aimants permanents, qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares. Ce sont surtout les terres rares (Samarium-Cobalt et Néodyme-Fer-Bore) qui sont performants (Ezzat, 2011). Ce qui a permis de les utiliser comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi l'avantage, entre autres, d'obtenir une faible inertie et un couple massique élevé. Par ailleurs, les avantages des MSAP sont leur rendement élevé, la haute vitesse, un environnement propre, un fonctionnement de longue durée. Le fait de ne pas utiliser les collecteurs mécaniques ou les contacts glissants leur permet de travailler dans les conditions plus difficiles et d'avoir un faible coût d'entretien (Amor et al., 2014 ; Habib et al., 2010).

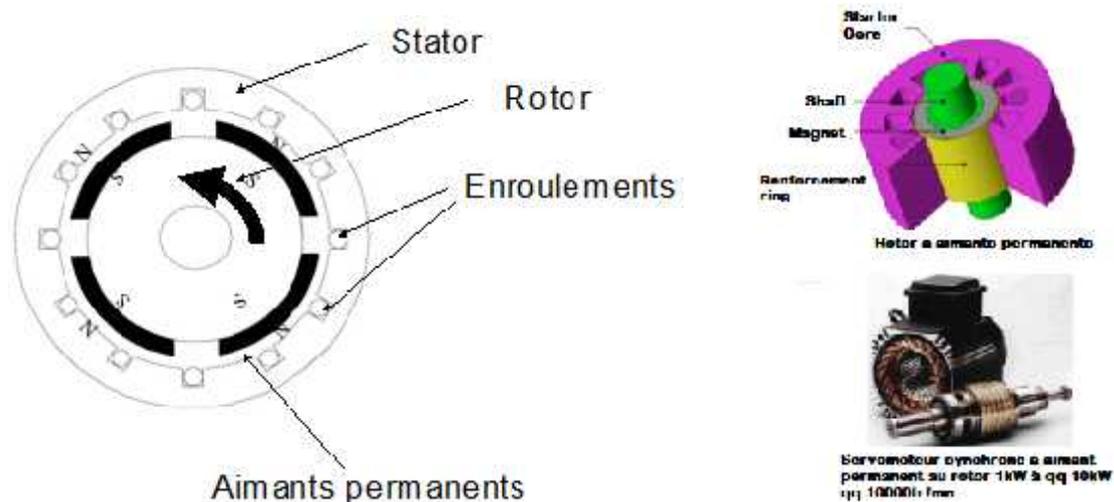


Figure 2.1 : Structure d'une machine synchrone à aimants permanents

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme (Ezzat, 2011) :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge) ;
- les automobiles ;
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives) ;
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements ;

- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste) ;
- les servomoteurs ;
- les applications robotiques ;
- la production d'électricité ;
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins ;
- les machines-outils ;
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser à la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents. Nous décrivons le modèle triphasé ainsi que le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (appelée aussi la transformation de Park).

II.2. DESCRIPTION DU MSAP

Le terme de 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 généré 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 rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

Le stator se compose d'un bobinage distribué triphasé, telles que les forces électromotrices (FEM) générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales soient trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques (Figure 2.2).

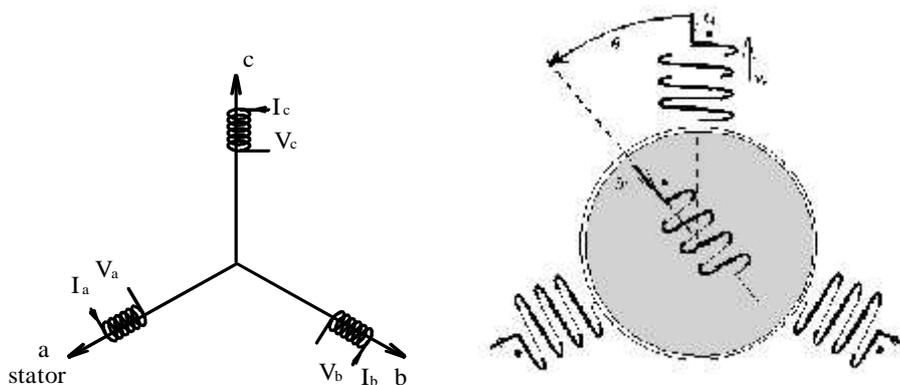


Figure 2.2 : Structure du stator représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés

Le rotor se compose d'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 (Figure 2.3).

a) Aimants en surface (Surface Mounted)

Les aimants sont montés à 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 (Figure 2.3a).

L'inductance de l'axe-d étant égale à celle de l'axe-q, ce type de rotor est simple à réaliser et est par conséquent le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisant et également soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

b) Aimants insérés (Inset magnet type)

Les aimants du type insérés aussi sont montés sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplies du fer (Figure 2.3b). L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. L'inductance de l'axe-d est légèrement différente de celle de l'axe-q. Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdales, parce que l'arc polaire magnétique peut être réglé afin d'aider à former les forces électromagnétiques.

c) Aimants enterrés (Interior magnet type)

Les aimants sont intégrés dans la masse rotorique (Figure 2.3c) : le moteur sera à pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées. Il est, par conséquent, plus cher en termes de fabrication et plus complexe à contrôler.

d) Aimants à concentration de flux (Flux concentrating type)

Comme le montre la (Figure 2.3d), les aimants sont profondément placés dans la masse rotorique. Les aimants et leurs axes se trouvent dans le sens circonférentiel. Le flux sur un arc polaire du rotor est généré par deux aimants séparés. L'avantage de cette configuration est la

possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer.

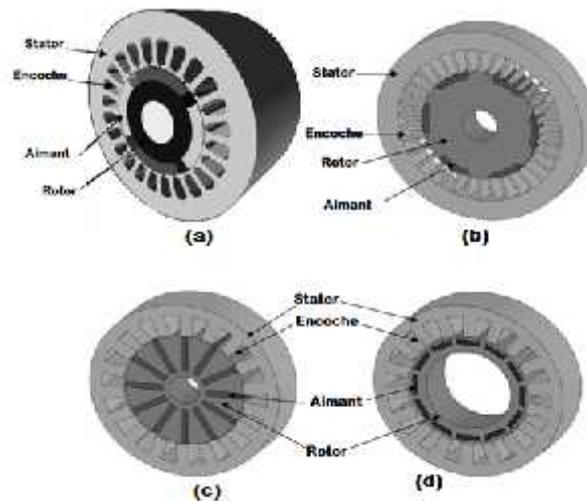


Figure 2.3 : Différentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor
(a) Aimants en surface ; (b) Aimants insérés ;
(c) Aimants enterrés ; (d) Aimants à concentration de flux

II.3. CLASSIFICATION DES MSAP

Ces machines peuvent être classées selon la forme de la force électromotrice :

- ✓ **sinusoïdale** : celles-ci sont constituées d'un bobinage dont les spires sont réparties de manière à ce que la densité de courant, aux discontinuités des encoches près, suive une évolution sinusoïdale. La forme de courant la plus appropriée est alors la forme sinusoïdale ;
- ✓ **trapézoïdale** : la forme de courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur le couple) est de type créneaux à 120°.

Nous allons nous intéresser particulièrement aux machines synchrones à FEM sinusoïdales qui sont classées en deux sous catégories selon la position des aimants (Figure 2.4) :

- ✓ à pôles lisses, où les aimants sont montés à la surface du rotor ;
- ✓ à pôles saillants, où les aimants sont enterrés dans la masse rotorique.

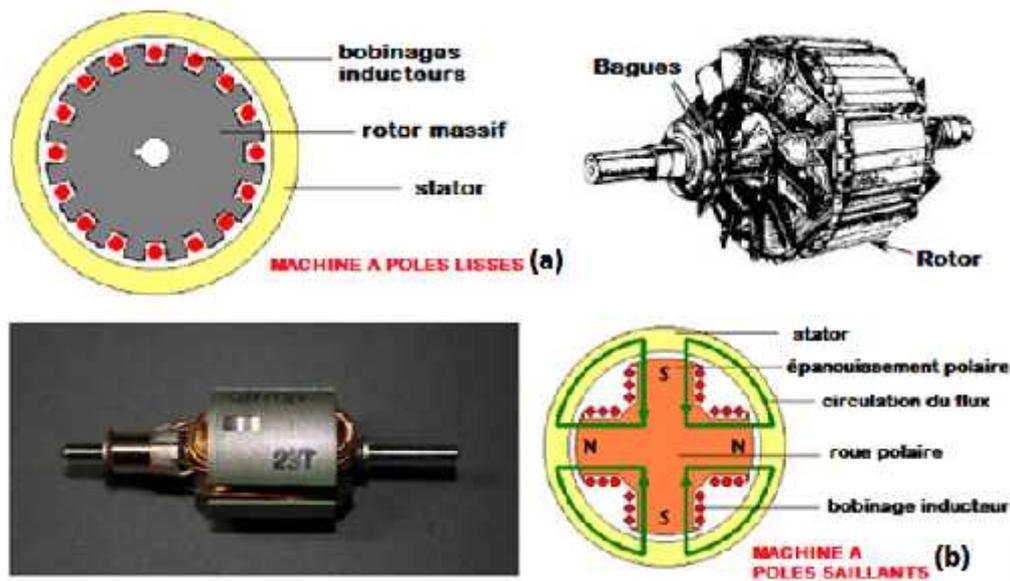


Figure 2.4 : Rotor à pôles lisses (a) ; rotor à pôles saillants (b)

II.4. MODELISATION DU MSAP

II.4.1. Les différents types de modélisation

Dans la littérature, nous discernons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques.

En choisissant de les représenter par leur degré de complexité croissant, nous avons :

- la modélisation de Park ;
- la modélisation par réseaux de perméances ;
- la modélisation par éléments finis.

a) La modélisation de Park

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine (Kaddouri, 2000).

Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices :

- l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- la saturation du circuit magnétique, les pertes fer, les harmoniques d'encoches et d'espace ne sont pas pris en compte dans la modélisation.

En raison de la simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.

b) La modélisation par réseaux de perméances

Cela consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent (Chatelain, 1983). La modélisation par réseaux de perméances permet d'obtenir une meilleure précision avec un coût de calcul inférieur aux modèles basés sur la méthode par éléments finis. La principale difficulté de la modélisation par réseaux de perméances se situe au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine. L'erreur de modélisation est très sensible au modèle utilisé pour la perméance de l'entrefer. Cette méthode constitue un intermédiaire entre la modélisation de Park et la modélisation par éléments finis.

La modélisation par réseaux de perméances, inadéquate pour la formulation d'une loi de commande, est plutôt intéressante pour tester la robustesse des algorithmes. En outre, elle peut contribuer à l'estimation des paramètres de la machine.

c) La modélisation par éléments finis

Ce type de modélisation est le plus précis. Hélas, les temps de calcul offerts par cette approche sont rédhibitoires dans un contexte de commande de machines électriques. Néanmoins, lors d'un dimensionnement ou lors d'une estimation de paramètres de la machine, sa précision justifie son utilisation. Des logiciels tels que Flux2D permettent la modélisation par éléments finis des dispositifs électromagnétiques (Chatelain, 1983). Ce type d'approche est également utilisé lors d'un dimensionnement de machine électrique, ou bien pour l'ajustement des paramètres d'un modèle par réseaux de perméances.

II.4.2. Modèle utilisé pour le MSAP

L'étude du comportement d'un moteur électrique 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 modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique (Chiasson, 2005). L'excitation du rotor est produite par le flux d'un aimant.

Dans cette étude, la machine comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec p paires de pôles. Les enroulements statoriques sont le plus souvent connectés en étoile à neutre isolé. L'excitation rotorique est créée par des aimants permanents au rotor.

Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses usuelles adoptées dans la majorité des références (Arroyo et al., 2006 ; Nahid, 2001) sont :

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

a) Les équations électriques

Partant de la figure (2.2), la modélisation électrique du MSAP est donnée par :

$$\mathbf{v}_{\bar{a}} = [R][\mathbf{i}_{\bar{a}}] + \frac{d}{dt}[\lambda_{\bar{a}}] \quad \text{où} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{v}_{\bar{a}} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{\bar{a}} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \lambda_{\bar{a}} = \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix}, \quad [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Avec $\mathbf{v}_{\bar{a}}$, $\mathbf{i}_{\bar{a}}$, $\lambda_{\bar{a}}$ représentant, dans la base (a, b, c), respectivement les tensions de phases statoriques, les courants de phases statoriques, et les flux totaux produits par les courants statoriques. R indique la résistance d'une phase statorique.

Les flux totaux $\lambda_{\bar{a}}$ sont exprimés par la formule (2.3) :

$$\lambda_{\bar{a}} = [L][\mathbf{i}_{\bar{a}}] + [W_{\bar{a}}] \quad (2.3)$$

$$\text{avec } [L] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

L_S et M_S représentant l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques.

La self-inductance est la somme de deux inductances (l'inductance de fuite L_L et l'inductance de magnétisation L_m) : $L_S = L_L + \frac{3}{2}L_m$

Les flux W_j ($j = a, b, c$) sont les flux rotoriques vus par les enroulements du stator. Ils représentent les amplitudes des tensions induites dans les phases statoriques à vide. La substitution de (2.3) dans (1.1) donne l'expression (2.5) :

$$v_a = [R][i_a] + [L] \frac{d}{dt} [i_a] + \frac{d}{dt} [W_a] \quad (2.5)$$

b) Le couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est exprimé par la formule (2.6) :

$$C_e = \frac{1}{S_r} ([e_a]^T [i_a]) \quad (2.6)$$

$e_a = \frac{d}{dt} [W_a]$ représentent les fem produites dans les phases statoriques.

ω_r définit la vitesse de rotation du rotor en (rad/sec).

II.4.3. Modèle du MSAP dans le repère de Park

On remarque que la formule (2.5) engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour résoudre ce problème, la majorité des travaux dans la littérature préfèrent utiliser la transformation dite de Park (Faiza, 2011 ; Hamidi et al., 2009). Par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), on obtient des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a,b,c) par des enroulements (d,q) tournant avec le rotor (figure 2.5). Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

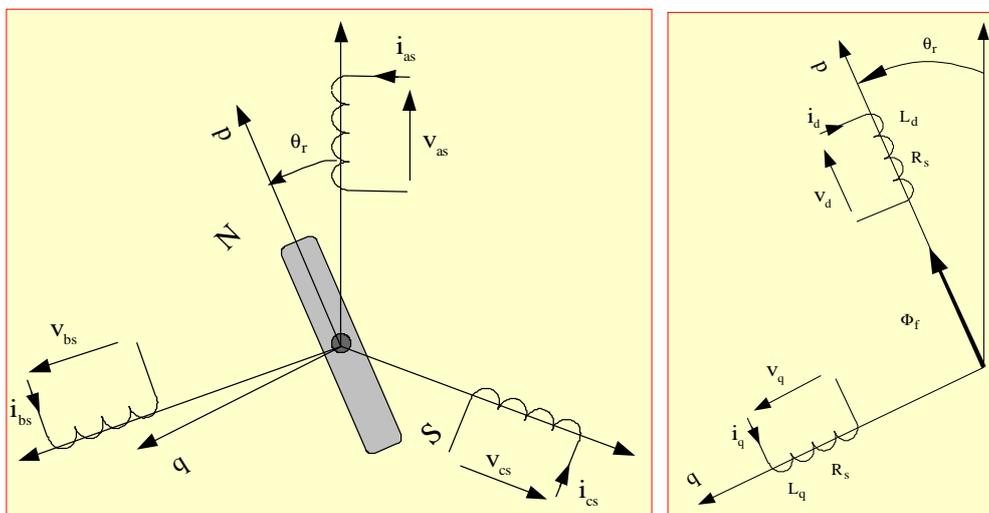


Figure 2.5 : Transformation de Park

La transformation de Park est définie par l'expression (2.7) :

$$[X_d] = [K_r][X_a] \quad (2.7)$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux, et θ la position du rotor.

Les termes X_d , X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux, et inductances).

La matrice de transformation K_θ est donnée par l'expression (2.8) :

$$[K_r] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

et la matrice inverse a pour forme la relation (2.9) :

$$[K_r]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

On a $i_a + i_b + i_c = 0$ car le système est équilibré.

Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (2.8) est nulle. En appliquant la transformation (2.7) à l'équation (2.1), on aura l'expression (2.10) :

$$[u_d] = [K_r][v_a] = [K_r][R][i_a] + [K_r] \frac{d}{dt} [\lambda_a] \quad (2.10)$$

Ensuite, en se basant sur (2.9) et (2.5), on obtient la formule (2.11) :

$$[u_d] = [K_r][R][K_r]^{-1}[i_a] + [K_r][K_r]^{-1} \frac{d}{dt} [\Phi_a] + \dots \quad (2.11)$$

$$\dots + [K_r] \left(\frac{d}{dt} [K_r]^{-1} \right) [\Phi_a]$$

Comme [R] est diagonale, alors on a : $[K_r][R][K_r]^{-1} = [R]$

En utilisant la formule (2.12) et à l'aide de l'équation (2.11), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle indiquée par l'expression (2.13).

$$[K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$[u_d] = [R][i_d] + \frac{d}{dt} [\lambda_d] + p \tilde{S}_r \{ \}'_d \quad (2.13)$$

p indiquant le nombre de paires de pôles,

$$\text{avec : } [u_d] = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, [i_d] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, [j_d] = \begin{bmatrix} j_d \\ j_q \end{bmatrix}, [j'_d] = \begin{bmatrix} j_d \\ -j_q \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

La transformation (2.8) appliquée à (2.3) donne l'expression (2.15) :

$$\begin{bmatrix} j_d \\ j_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

où Φ_r désigne le flux créé par les aimants au rotor.

Des équations ci-dessus, nous pouvons déduire les équations d'état électrique (2.16) et mécanique (2.17) pour lesquelles les entrées et les sorties seront constituées respectivement des tensions et des courants au stator puis de la pulsation rotorique.

$$\begin{cases} U_d = R_s \cdot I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - S_q \\ U_q = R_s \cdot I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + S_d \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} S_q = \omega_r \cdot L_q \cdot I_q \\ S_d = \omega_r \cdot L_d \cdot I_d + \omega_r \cdot \Phi_r \end{cases} \quad (2.16)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \omega \quad \text{où} \quad C_{em} = p [\omega_r \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q] \quad \text{et} \quad \omega_r = p \cdot \omega \quad (2.17)$$

Avec f , J et C_r définissant le *coefficient d'amortissement*, le *moment d'inertie* du rotor et le *couple de charge*.

Le couple électromagnétique C_e est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer générées par les courants statoriques. Il est exprimé par l'équation (2.18) :

$$C_e = p [\omega_r I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \quad (2.18)$$

Les équations électriques (2.16) du MSAP peuvent être modélisées (Merzoug et al., 2009) par les blocs de la figure 2.6.

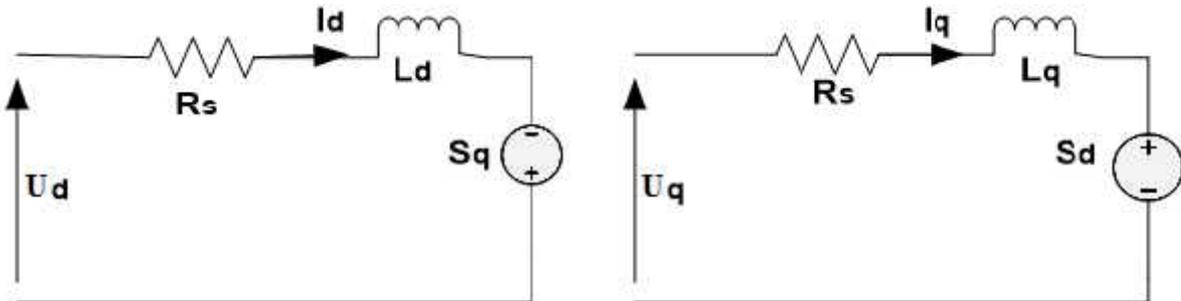


Figure 2.6: Circuit équivalent des équations dynamiques du MSAP

En développant les systèmes d'équations (2.16) et (2.17), on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel (d-q) les expressions (2.19), $u = [u_d, u_q]^T$.

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p I_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{L_d}{L_q} p I_d - \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{1}{L_q} u_q - \frac{\Phi_r}{L_q} p \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{p}{J} (\Phi_r I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \end{cases} \quad (2.19)$$

Ce système d'équations est plus simple que celui donné en (2.1) sauf qu'il est toujours non-linéaire.

À noter que dans cette étude, le moteur utilisé pour les tests de simulation et validation est à entrefer constant (sans pièces polaires, $L_d = L_q = L$).

Dans ce cas, le terme $[p(L_d - L_q)I_d I_q]$ dans l'équation (2.18) formant le couple de réluctance est nul. Le modèle (2.19) devient encore plus simple comme l'indique le système d'équations (2.20) :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L} I_d + p \cdot \Omega \cdot I_q + \frac{1}{L} u_d \\ \frac{dI_q}{dt} = -p \cdot \Omega \cdot I_d - \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{W_r}{L} p \cdot \Omega + \frac{1}{L} u_q \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{p}{J} W_r \cdot I_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega \end{cases} \quad (2.20)$$

Ces équations électriques peuvent être représentées par le schéma bloc global illustré en figure 2.7. Cette figure montre que le modèle du MSAP dans le repère de Park est composé d'un module électrique délivrant les courants I_d et I_q , suivi d'une chaîne de vitesse.

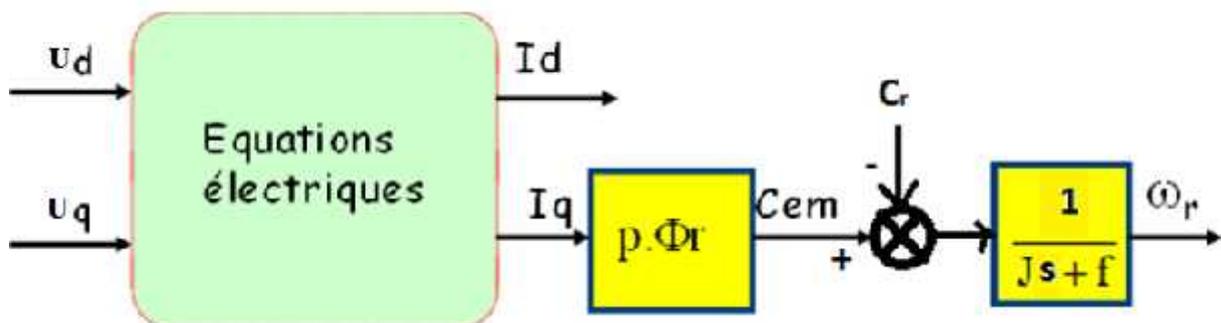


Figure 2.7 : Vue globale des équations électriques du MSAP dans le référentiel d-q

À partir du système d'équations (2.20), on peut représenter en détail le MSAP par un diagramme bloc de simulation illustré par la figure 2.8.

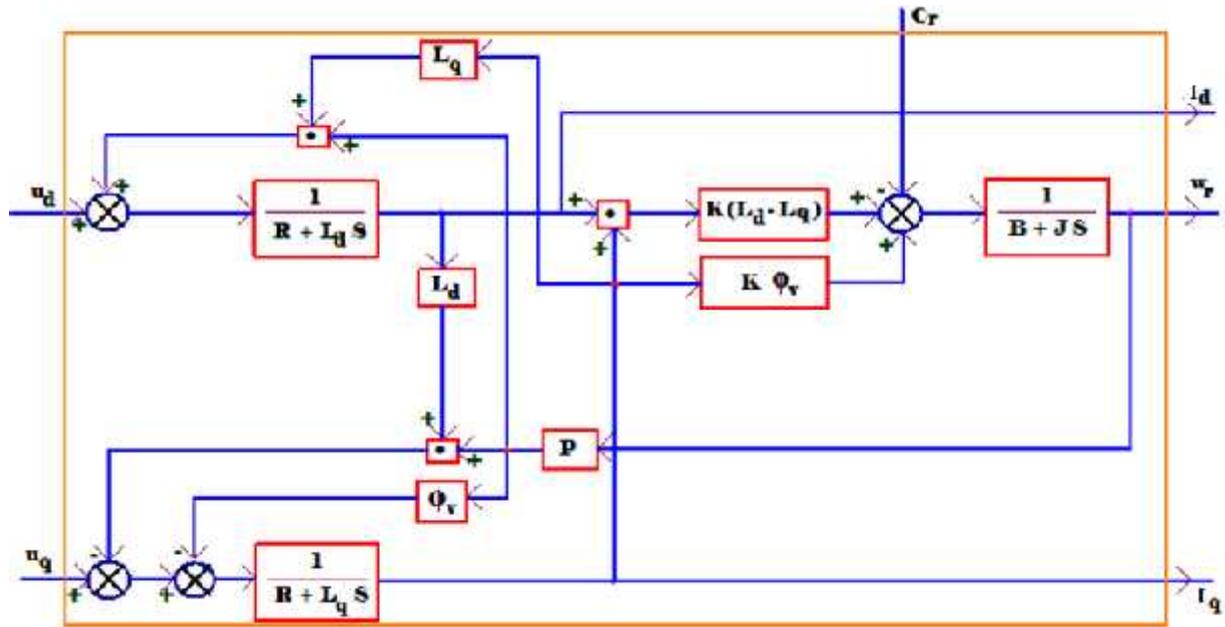


Figure 2.8 : Schéma bloc détaillé du MSAP dans le référentiel d-q

On remarque que le diagramme bloc est composé de plusieurs blocs linéaires illustrant la relation qui existe entre les entrées (commande u), les états et les sorties.

Les trois types de non-linéarités ($\omega_r i_d$, $\omega_r i_q$ et $i_d i_q$) sont représentées par les trois blocs de multiplication.

De plus, les dynamiques globales du système sont représentées par trois fonctions de transfert : deux fonctions de transfert donnant la dynamique rapide (courants), et une fonction de transfert qui définit la dynamique lente (vitesse).

Le tableau 2.1 ci-dessous donne les paramètres nominaux du moteur disponible au laboratoire pour la simulation.

Ces paramètres ont été déterminés par une procédure d'identification (Tao et al., 2010).

Tableau 2.1: Paramètres nominaux du MSAP utilisé.

$P_{mn} = 1.6 \text{ kW}$	$U_n = 220/380 \text{ V}$	$f_n = 0.0249 \text{ N.m.sec.rad}^{-1}$
$p = 3$	$n_n = 3000 \text{ rpm}$	$J_n = 0.00747 \text{ kg.m}^2$
$R = R_{sn} = 2.06 \text{ h}$	$W_{rn} = 0.29 \text{ Wb}$	$L_{qn} = L_{dn} = 9.15 \text{ mH}$

II.5. CONCLUSION DU CHAPITRE 2

Dans ce chapitre, on a défini le modèle dynamique du moteur synchrone à aimants permanents.

On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois.

Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques à ceux liés à la machine à courant continu, ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles.

Dans la suite de ce travail, les équations d'état données par (2.20) seront utilisées comme représentation du modèle d'étude du MSAP.

CHAPITRE III :
COMMANDE PAR RETOUR
D'ETAT NON LINEAIRE
DU MSAP

III.1. INTRODUCTION

La conception d'un contrôleur donné dépend de la nature du système lui-même et de la qualité de son modèle dynamique. L'intérêt constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. Les modèles résultants sont souvent non-linéaires et les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande dans le domaine linéaire deviennent insuffisants ce qui oblige d'avoir recours à de nouvelles méthodes. Plusieurs techniques d'analyse de ce type de systèmes sont présentement disponibles et chacune d'elles dépend du degré des non-linéarités et de l'ordre du système considéré. Les systèmes appelés quasi-linéaires où les non-linéarités ne sont pas prononcées, permettent d'utiliser la technique de linéarisation de premier ordre, maintenant maîtrisée. Dans ce cas, le système non-linéaire peut être approximativement représenté dans une région linéaire en linéarisant ses équations. Cette solution reste, cependant, valable uniquement autour de ce point d'opération car il est difficile d'élargir la solution afin de l'appliquer à d'autres régions. De plus, les techniques de linéarisation de premier ordre sont généralement appliquées aux problèmes où on n'autorise que de faibles perturbations, situation qui concerne en particulier, les machines électriques. En effet, plusieurs techniques de commande ont été développées (commande à flux orienté, commande prédictive etc.). Les contrôleurs conçus restent, cependant, très dépendants du point de fonctionnement considéré et surtout du taux de variation des non-linéarités du modèle du moteur. Si ces non-linéarités deviennent très prononcées, la linéarisation de premier ordre n'est plus valable et les contrôleurs perdent automatiquement leurs performances et peuvent rendre le système instable.

Cette situation a poussé les chercheurs à s'orienter de plus en plus vers les techniques de commande non-linéaire basée sur la théorie de la géométrie différentielle. Cette commande a été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Actuellement, plusieurs méthodes sont disponibles (Kaddouri, 2000). Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties introduite par Asseu (Asseu et al., 2009) et par la suite par Prior (Prior et al., 2013). Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire.

Dans ce chapitre, on présente le principe de la technique de linéarisation basé sur la dérivée de Lie au sens des entrées-sorties afin de déterminer une loi de commande par retour d'état permettant de découpler puis, d'asservir les deux composantes du courant au stator (I_d et I_q)

du MSAP sans grande interaction entre les deux. Notons qu'une action sur le courant I_q (fonction de la variable ω_r selon l'équation 2.20) permet d'agir aussi sur la trajectoire de la vitesse (figure 2.7). Ainsi cette technique de commande non linéaire, permettant de séparer les courants (I_d et I_q), a aussi le pouvoir de contrôler indépendamment le courant I_d et la vitesse ou ω_r .

Les performances et la robustesse de cette loi de commande linéarisante et découplante sont aussi étudiées et analysées sur le MSAP face aux variations paramétriques (en particulier celle de la résistance du stator) en présence d'incertitudes, bruits ou perturbations environnementales.

III.2. OUTILS MATHÉMATIQUES

Dans cette section, nous présentons quelques outils mathématiques nécessaires pour assimiler la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.

III.2.1. Gradient

On définit le gradient d'une fonction scalaire lisse $h(x)$ par rapport au vecteur x par le vecteur ligne $\nabla h(x)$, défini par : $(\nabla h)_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$.

D'une façon similaire, le gradient d'un champ de vecteur $f(x)$ est défini par le Jacobien de f (matrice carrée de $n \times n$ éléments) comme suit : $(J_f)_i = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}$.

III.2.2. Dérivée de Lie

Soient $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ un champ de vecteurs et $h: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction scalaire. On introduit la dérivée de Lie comme étant une nouvelle fonction scalaire, notée $L_f h$, donnant la dérivée

de $h(x)$ dans la direction de $f(x)$, tel que : $L_f h = \nabla h \cdot f = \begin{bmatrix} \frac{\partial h}{\partial x_1} & \frac{\partial h}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial h}{\partial x_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \dots \\ f_n \end{bmatrix}$

Pour un ordre quelconque, on a : $L_f^i h = L_f(L_f^{i-1}h) = \nabla(L_f^{i-1}h) \cdot f$, $i = 1, 2, \dots$ et $L_f^0 h = h$

De même, si g est un autre champ de vecteurs alors la fonction scalaire $L_g L_f h(x)$ est donnée par : $L_g L_f h(x) = \nabla(L_f h) \cdot g$.

III.2.3. Crochets de Lie

Soient f et g deux champs de vecteurs dans \mathbb{R}^n . Le crochet de Lie de f et g est un troisième champ de vecteurs défini par : $[f, g](x) = \text{ad}_f g(x) = \frac{\partial}{\partial t} f(x) - \frac{\partial}{\partial t} g(x)$ où $\frac{\partial}{\partial t}, \frac{\partial}{\partial t}$ sont des matrices Jacobiennes.

L'application des crochets de Lie successifs donne :

$$\begin{aligned} \text{ad}_f^0 g(x) &= g(x) \\ \text{ad}_f^1 g(x) &= [f, g](x) \\ &\dots\dots\dots \\ \text{ad}_f^k g(x) &= [f, \text{ad}_f^{k-1} g](x) \end{aligned}$$

III.2.4. Difféomorphisme

La fonction $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ définie dans une région \mathbb{R}^n est appelée difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes :

- est inversible, c'est-à-dire qu'il existe une fonction $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ tel que : $\mathbb{R}^n(\mathbb{R}^n) = x$ pour tout $x \in \mathbb{R}^n$;
- \mathbb{R}^n et \mathbb{R}^n sont des fonctions lisses.

Le **difféomorphisme** $\mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ est un changement de coordonnées, de la forme : $z = \mathbb{R}^n(x)$ où $\mathbb{R}^n(x)$ représente n variables.

$$\mathbb{R}^n(x) = \begin{bmatrix} \mathbb{R}^n_1(x) \\ \mathbb{R}^n_2(x) \\ \dots \\ \mathbb{R}^n_n(x) \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \dots \\ x_n \end{bmatrix}$$

Le difféomorphisme est utilisé pour transformer un système non-linéaire d'ordre n (ou le plus souvent un système en boucle fermé) sous forme canonique en le décomposant en deux parties :

- une partie linéaire de dimension (r) généralement inférieur ou égale à n ;
- une seconde partie de dimension ($n - r$) restant souvent non linéaire.

À noter que si $\mathbb{R}^n(z)$ existe pour tout $z \in \mathbb{R}^n$, le difféomorphisme est dit global.

Dans le cas contraire, le difféomorphisme est appelé local et on doit le considérer seulement autour de la région \mathbb{R}^n .

III.3. TECHNIQUE DE LINEARISATION ENTREES-SORTIES

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu. Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles (Tomei et al., 2011).

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi linéarisante.

Le modèle équivalent étant linéaire, on peut alors lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes linéaires classiques.

Avant tout, on considère que le système non-linéaire de k entrées et k sorties a pour forme le système d'équations (3.1) :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) \cdot u_i, & i = (1, 2, \dots, m) \\ y_j = h_j(x), & j = (1, 2, \dots, k = m) \end{cases} \quad (3.1)$$

où $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur des états, $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_m]^T \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur des commandes et $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_k]^T \in \mathbb{R}^k$ représente le vecteur des sorties, f et g_i sont des champs de vecteurs lisses, et h_j est une fonction lisse.

Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression (3.2) :

$$y_j^{(\tau_j)} = L_f^{(\tau_j)} h_j(x) + \sum_{i=1}^k L_{g_i} (L_f^{(\tau_j-1)} h_j(x)) \cdot u_i, \quad j = (1, 2, \dots, k) \quad (3.2)$$

avec $L_f^i h_j$ et $L_{g_i}^i h_j$, $i \in \mathbb{N}$ dérivées de Lie de h_j respectivement dans la direction de f et g_i . τ_j est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (3.2). Il est connu sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie y_j .

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (3.2) et doit être inférieur ou égal à l'ordre du système : $r = \sum_{j=1}^k \tau_j \leq n$.

On dit que le système (3.1) a pour degré relatif (r), s'il vérifie les expressions ci-dessous :

$$L_{g_i} (L_f^a h_j) = 0 \quad 0 < a < \tau_j - 1, \quad 1 \leq j \leq k, \quad 1 \leq i \leq k \quad \text{et}$$

$$L_{g_i} (L_f^a h_j) \neq 0 \quad a = \tau_j - 1$$

Dans le cas où le degré relatif total est égal à l'ordre du système, on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées-états.

Si, par contre, le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation est dite linéarisation au sens des entrées-sorties.

Pour trouver l'expression de la loi de commande linéarisante u qui permet de rendre linéaire la relation entre l'entrée et la sortie, on réécrit l'expression (3.2) sous forme matricielle :

$$[y_1^{(r_1)} \dots \dots y_k^{(r_k)}]^T = \alpha(x) + \Delta(x) \cdot u \quad (3.3)$$

$$\text{où } \alpha(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_k} h_k(x) \end{bmatrix} \text{ et } \Delta(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{(r_1-1)} h_1(x) & \dots & L_{g_k} L_f^{(r_1-1)} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{(r_1-1)} h_2(x) & \dots & L_{g_k} L_f^{(r_1-1)} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{(r_1-1)} h_k(x) & \dots & L_{g_k} L_f^{(r_1-1)} h_k(x) \end{bmatrix}$$

$\Delta(x)$ est appelée matrice de découplage du système.

Si on suppose que $\Delta(x)$ n'est pas singulière, le **retour d'état** ou la loi de **commande linéarisante** a pour forme l'expression (3.4) :

$$u = \Delta(x)^{-1}(v - \alpha(x)) \quad (3.4)$$

Notons que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $\Delta(x)$ est inversible.

Le schéma bloc du système linéarisé est donné à la figure 3.1.

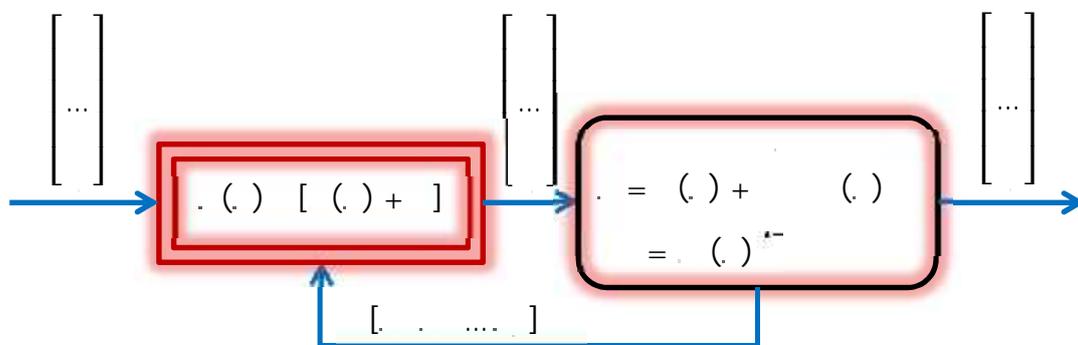


Figure 3.1 : Le schéma bloc du système linéarisé et découplé

En remplaçant (3.4) dans (3.1), le système de variable d'état équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme de l'équation (3.5) :

$$y_i^{(r_i)} = v_i \quad (3.5)$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique stable par une bonne conception du nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \dots v_k]^T$.

Remarquons que l'expression (3.5) représente k intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours pas souhaitable (figure 3.2).

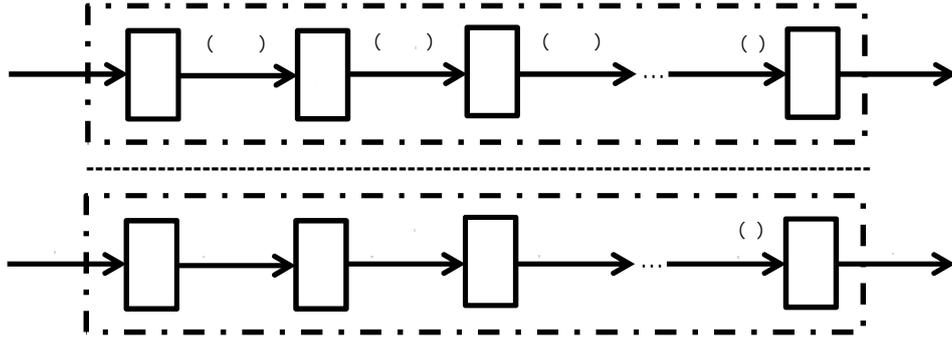


Figure 3.2 : Représentation d'intégrateurs en cascade du système linéarisé

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique. Cela est réalisé en effectuant un changement de variable basé sur la propriété donnée par les sections (3.2.3) et (3.2.4) permettant de déterminer un difféomorphisme.

III.3.1. Mise sous forme canonique

Supposons que le système (3.1) possède des degrés relatifs $\{r_1, r_2 \dots r_k\}$ et que

$$r = \sum_{i=1}^k r_i = n \quad \text{où } n \text{ est l'ordre du système.}$$

On définit r fonctions (z_1, z_2, \dots, z_r) qui permettent d'écrire la relation (3.6) :

$$\begin{aligned} z &= (z_1, z_2, \dots, z_{r_1}, z_{r_1+1}, \dots, z_r) \\ &= [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{(r_1-1)} h_1, h_2, \dots, L_f^{(r_2-1)} h_2, \dots, h_k, L_f h_k, \dots, L_f^{(r_k-1)} h_k] \end{aligned} \quad (3.6)$$

Selon la valeur de $\{r_1, r_2 \dots r_k\}$, on peut obtenir deux cas possibles :

- 1^{er} cas : $(r = r_1 + r_2 + \dots + r_k = n)$

Dans ce cas, l'ensemble des fonctions $L_f^{(a-1)} h_i$ définissent un difféomorphisme, avec $1 \leq a \leq r_i \leq 1 \leq i \leq k$, tel qu'indiqué l'expression (3.7) :

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ \dots \\ \dots \\ z_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1, L_f h_1, \dots, L_f^{(r_1-1)} h_1]^T \\ \dots \\ \dots \\ [h_k, L_f h_k, \dots, L_f^{(r_k-1)} h_k]^T \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

- 2^{ème} cas : $(r = r_1 + r_2 + \dots + r_k < n)$.

Dans ce cas, il est possible de trouver $(n - r)$ autres fonctions $z^a, (r + 1 \leq a \leq n)$ pour que $z^a, (1 \leq a \leq n)$ soit de rang n .

On introduit un vecteur de variables complémentaires η de sorte que :

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \dots \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r+1 \\ r+2 \\ \dots \\ n \end{bmatrix}$$

Ainsi en appliquant la loi de commande linéarisante (3.4), le système de variable d'états (3.1) dans les nouvelles coordonnées s'écrit selon l'expression (3.8) :

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & \dots & A_{r_z} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & \dots & B_{r_z} \end{bmatrix} u \quad (3.8)$$

avec

$$A_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} R^{r_i \times r_i}, \quad B_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} R^{r_i}$$

En ce qui concerne la sortie, le vecteur $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_k]^T$ peut-être écrit dans les nouvelles coordonnées par la formule (3.9) :

$$y = \begin{bmatrix} C_{r_1} & \dots & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & \dots & C_{r_z} \end{bmatrix} z \quad (3.9)$$

$$\text{avec } C_{r_i} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$$

III.3.2. Conception du nouveau vecteur de commande

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire l'équation (3.10) :

$$v_j = y d_j^{(r_j)} + k_{r_j-1} (y d_j^{(r_j-1)} - y_j^{(r_j-1)}) + \dots + a_1 (y d_j - y_j), \quad 1 \leq j \leq k \quad (3.10)$$

où les vecteurs $\{y d_j, y d_j^{(1)}, \dots, y d_j^{(r_j-1)}, y d_j^{(r_j)}\}$ définissent les trajectoires de référence imposées pour les différentes sorties.

Si les a_i sont choisis de façon à ce que le polynôme défini par :

$$s^{r_j} + a_{r_j-1} s^{r_j-1} + a_2 s + k_1 = 0 \text{ soit un polynôme d'Hurwitz (possède des racines avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l'erreur :}$$

$e_j(t) = y d_i(t) - y_j(t)$ satisfait $\lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0$

Le système linéarisé en boucle fermée est donné par la figure 3.3.

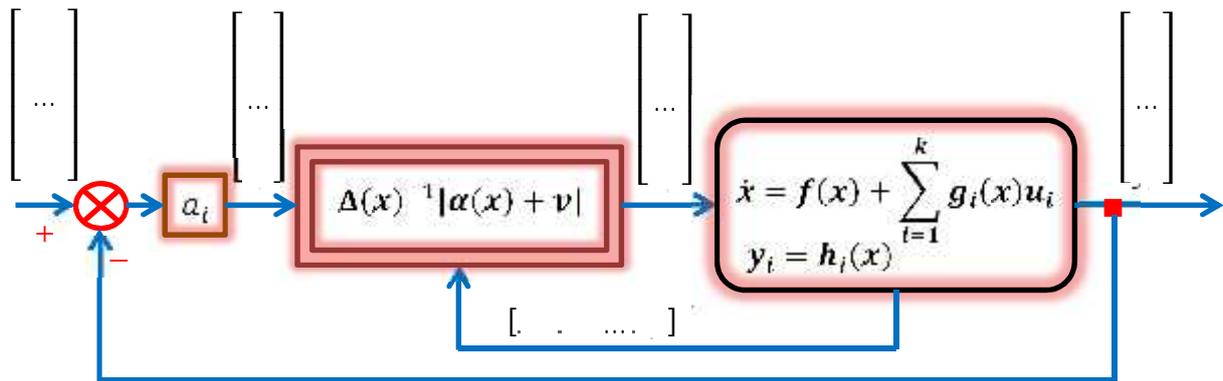


Figure 3.3 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermée.

III.4. APPLICATION AU MOTEUR SYNCHRONE

Nous considérons les équations (2.20) où le modèle dynamique du MSAP est non linéaire vu le couplage entre les courants électriques et la vitesse.

Partant des hypothèses d'un modèle simplifié à savoir (Loria, 2009) :

- dans le cas d'une machine à pôles lisses où les inductances du stator sont égales ($L_d = L_q$) ;
- l'application du principe de l'orientation du courant statorique dans un repère diphasé (d, q) selon l'axe direct du courant (figure 3.4) tel que le courant I_d soit maintenu égal à une valeur nulle ($I_d \cong 0$) ;
- l'obtention d'un couple électromagnétique maximal engendré par les hypothèses (a) et (b) et ayant une expression proche de celle de la machine à courant continu (où $C_{em} = p \cdot \Phi_r \cdot I_q$)

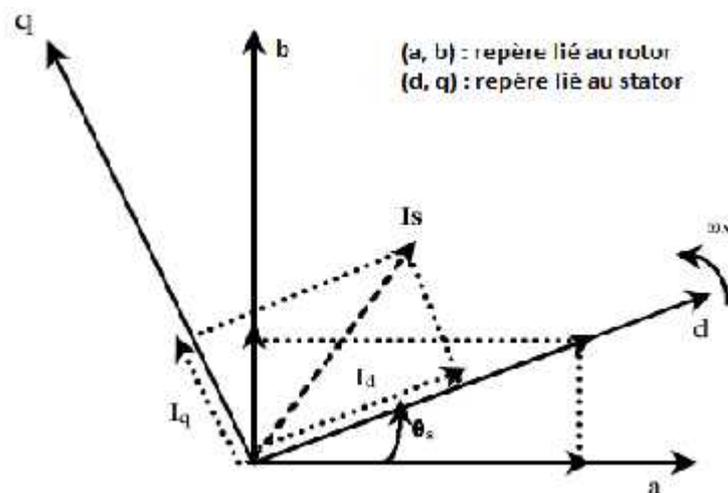


Figure 3.4 : Orientation du repère (d, q) selon la direction du courant I_d

La représentation d'état du MSAP peut être mise sous la forme (Titaouine et al., 2006) :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{F}(\mathbf{X}) + \mathbf{G}\mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{H}(\mathbf{X}) = [\mathbf{h}_1(\mathbf{X}) \ \mathbf{h}_2(\mathbf{X})]^T = [\mathbf{I}_d \ \mathbf{I}_q]^T \end{cases} \quad (3.11a)$$

avec $\mathbf{X} = [\mathbf{I}_d \ \mathbf{I}_q]^T$, $\mathbf{U} = [\mathbf{V}_d \ \mathbf{V}_q]^T$ et $\omega_r = p$.

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1(\mathbf{X}) \\ \mathbf{g}_2(\mathbf{X}) \\ \mathbf{g}_3(\mathbf{X}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\mathbf{R}_s}{\mathbf{L}_d} \mathbf{I}_d + \frac{\mathbf{L}_q}{\mathbf{L}_d} p \cdot \mathbf{I}_q \\ -\frac{\mathbf{R}_s}{\mathbf{L}_q} \mathbf{I}_q - \frac{\mathbf{L}_d}{\mathbf{L}_q} p \cdot \mathbf{I}_d - \frac{p \cdot \mathbf{I}_r}{\mathbf{L}_q} \\ -\frac{\mathbf{f}}{\mathbf{J}} + \frac{p \cdot \mathbf{I}_r}{\mathbf{J}} \mathbf{I}_q - \frac{\mathbf{C}_r}{\mathbf{J}} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\mathbf{L}_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\mathbf{L}_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{g}_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Hypothèses simplificatrices

Généralement les constantes de temps électriques et mécaniques sont très différentes.

On peut alors faire les hypothèses 3.1 et 3.2 :

hypothèse 3.1 (hypothèse de séparation des modes)

La dynamique électrique d'un MSAP est souvent beaucoup plus rapide que sa dynamique mécanique. De ce fait on peut étudier séparément le système électrique et le système mécanique (Carrière, 2010). Pour l'étude du système électrique, la vitesse du moteur peut être considérée comme un paramètre variant. Par ailleurs, pour le système mécanique, on considère que les grandeurs électriques ont atteint leur régime établi ;

hypothèse 3.2 (hypothèse de variation lente de vitesse)

Dans un certain nombre d'applications, il est possible de prendre en considération les dynamiques électriques et mécaniques en même temps, mais en supposant que la vitesse varie lentement. Dans ce cas, l'équation dynamique de la vitesse s'écrit : $\frac{d\omega_r}{dt} = 0$.

L'avantage est ici de ne pas prendre en compte les paramètres mécaniques, souvent mal connus, de même que les couples internes et externes appliqués.

En appliquant ces deux hypothèses dans la représentation d'état (3.11a), la variation de la pulsation rotorique (ω_r), évoluant beaucoup plus lentement que les courants, peut être négligée. Ainsi, en supposant que ω_r est constante dans cette étude, on déduit les équations (3.11b) non linéaires des tensions et on peut constater qu'il y a un fort couplage des courants (\mathbf{I}_d et \mathbf{I}_q) :

$$\begin{bmatrix} L_d \cdot \frac{dI_d}{dt} \\ L_q \cdot \frac{dI_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s \cdot i_d + V_d + L_{q \cdot q} \cdot r \\ -R_s \cdot i_q + V_q - L_{d \cdot d} \cdot r - r \cdot r \end{bmatrix} \quad (3.11b)$$

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - r L_q i_q \leftarrow q \omega_r$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + r L_d i_d + r \omega_r \leftarrow d \omega_r$$

Couplage

Ainsi, via ce système d'ordre $n = 2$, il s'agit donc de déterminer une loi de commande par retour d'état permettant de linéariser le système et découpler complètement les courants afin que le contrôle de I_q n'agisse pas sur le comportement de I_d .

Généralement, on cherche à agir sur ce courant I_q pour commander le couple et à faire en sorte que le courant I_d soit à zéro pour minimiser les pertes par effet Joule et éliminer le couple dû à la saillance.

III.4.1. Commande linéarisante

La condition de linéarisation permettant de vérifier si un système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie est celle définie par l'ordre du degré relatif (r) du système (3.11) :

- Le degré relatif (r_1) par rapport à la sortie $y_1(x)$ est défini par la relation (3.12) :

$$y_1(x) = h_1(x) = L_f h_1(x) + L_g h_1(x) \cdot U = f_1 + g_1 V_d \quad (3.12)$$

- Le degré relatif (r_2) par rapport à la sortie $y_2(x)$ est défini par la relation (3.13) :

$$y_2(x) = h_2(x) = L_f h_2(x) + L_g h_2(x) \cdot U = f_2 + g_2 V_q \quad (3.13)$$

Nous voyons que les dérivées des deux sorties font intervenir l'entrée U .

Ainsi le degré relatif du système est : $r = r_1 + r_2 = n = 2$

où n est l'ordre du système (3.11b).

Ainsi, en appliquant le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties décrit à la section 3.3, la représentation d'état (3.11) peut être transformée en système linéaire, commandé et découplé par le choix approprié :

- d'un changement de coordonnées décrit par la relation (3.14) :

$$z_1 = h_1(x) \text{ et } z_2 = h_2(x) \quad (3.14)$$

- de la commande linéarisante $u = [v_d, v_q]^T = [u_d, u_q]^T$ par retour d'état dénommée **“Feedback”** ayant la forme suivante de l'expression (3.15) :

$$u = \begin{bmatrix} L_g h_1(x) & 0 \\ 0 & L_g h_2(x) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 - L_f h_1(x) \\ v_2 - L_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_1 - f_1 \\ v_2 - f_2 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Ces expressions des grandeurs de commande, fonction des variables de courant et de vitesse, font intervenir une commande interne v dont les composantes v_1 et v_2 (désignant respectivement les dérivées des courants statoriques I_d et I_q) sont les nouvelles entrées du système linéarisé et découplé.

On obtient ainsi, après linéarisation et bouclage statique, un système bouclé qui se comporte suivant les équations (3.16) de deux intégrateurs monovariabiles :

$$\begin{aligned} y_1 &= v_1 \\ y_2 &= v_2 \end{aligned} \quad (3.16)$$

La structure du diagramme bloc des deux chaînes d'intégrateurs est présentée figure 3.5.

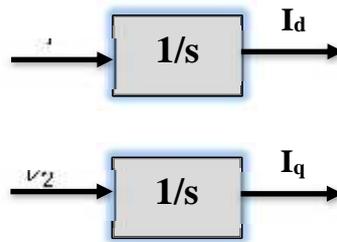


Figure 3.5 : Système obtenu après découplage et linéarisation entrée/sortie

Afin d'assurer une stabilité après bouclage, les deux intégrateurs indépendants que constitue la partie linéaire, sont commandés par placement de pôles avec un comportement entrée-sortie du premier ordre et une constante de temps T .

De ce fait, pour imposer un régime statique et une dynamique sur l'erreur, les nouvelles entrées internes (v_1, v_2) doivent être conçues pour s'assurer que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_1 = 0 \quad \text{et} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} e_2 = 0 \quad \text{avec} \quad e_1 = (y_{1ref} - y_1) \quad \text{et} \quad e_2 = (y_{2ref} - y_2)$$

où $y_{ref} = [y_{1ref}, y_{2ref}]^T = [I_{dref}, I_{qref}]^T$ désigne le vecteur consigne des courants.

Dans le cas général, et pour un problème de poursuite de trajectoires imposées par des échelons, les nouvelles entrées internes (v_1, v_2) peuvent être choisies de la forme (KAD., 2000) indiquée par les relations (3.17) :

$$\begin{aligned} v_1 &= k.(y_{1ref} - y_1) = k.e_1 \\ v_2 &= k.(y_{2ref} - y_2) = k.e_2 \end{aligned} \quad \text{avec} \quad k = 1/T \quad (3.17)$$

le gain k est déterminé par la constante de temps T du premier ordre imposé ici à :

$$T = 10 \text{ ms d'où } k = 1/T = 100 \text{ s}^{-1}$$

Le schéma bloc complet du système linéarisé en boucle fermée est représenté par la figure 3.6. ci-dessous.

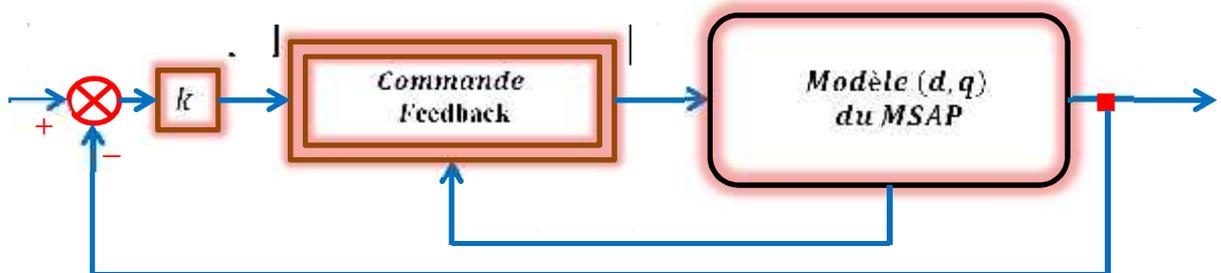


Figure 3.6 : schéma bloc de simulation du système linéarisé en boucle fermée

III.4.2. Simulations, résultats et analyses

a) Simulations avec les paramètres nominaux de la machine

La simulation va se faire sur le logiciel Matlab/Simulink.

Nous simulons le schéma bloc complet présenté par la figure 3.6 en utilisant les paramètres nominaux du MSAP (avec une puissance de 1.6 kW) donnés par le tableau (2.1) du chapitre 2 pour une vitesse nominale fixée à 1000 tr/mn avec comme inductance du stator $L_d = L_q$.

La figure (3.7) représente le schéma bloc sur le logiciel « Simulink » pour la simulation de la commande non linéaire du MSAP.

Ce schéma comprend :

- le modèle du MSAP dans le repère (d, q) de PARK ;
- le bloc de la commande non linéaire défini par les relations (3.18) ;

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_1 - f_1 \\ v_2 - f_2 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \cdot i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \cdot i_d - \frac{p \cdot r}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

- les consignes de courant (I_{dc} , I_{qc}) définis par les valeurs (3.19). On applique des échelons « variables » dans le but de tester le bon asservissement et le découplage du système.

$$I_{dc} (A) = 10^{-6} \cong 0 \text{ et } I_{qc} (A) = \begin{cases} 0 & p & t & 0.5 \\ 4 & p & 0.5 < t & 2.5 \\ 3 & p & t > 2.5 & \end{cases} \quad (3.19)$$

- les consignes de couple (C_{emc}) et vitesse ($\omega_c = W_{rc}$) précisés par les relations (3.20) :

$$C_{emc} = p \cdot I_{qc} \cdot \Phi_r \text{ et } \omega_c = \frac{C_e - C_r}{J \cdot s + f} \quad (3.20)$$

- les grandeurs des sorties (I_d , I_q et ω) qu'on observe ;
- les nouvelles entrées internes (v_1 , v_2) après découplage et linéarisation

$$v_1 = k \cdot (I_{dc} - I_d) \text{ et } v_2 = k \cdot (I_{qc} - I_q)$$

La figure (3.8) montre la simulation des réponses temporelles des courants (I_d et I_q).

On remarque qu'en régime nominal où les valeurs de la résistance statorique et de l'inductance sont prises égales à : $R_s = R_{sn}$ et $L_d = L_{dn}$ (tableau 2.1) :

- le principe d'orientation du courant est bien maintenu ($I_d = I_{dc} \cong 0$) ;
- un bon asservissement des sorties de courants simulés (I_d et I_q) qui rejoignent rapidement leur valeur de consigne (I_{dc} et I_{qc}) ;
- un parfait découplage des courants où les phases de montée et descente du courant I_{qc} n'influencent pas la réponse de sortie du courant I_d . Cette dernière, toujours respectant le principe d'orientation, ne présente aucun « pic » de perturbation ni décalage et reste toujours maintenu à zéro.

La figure (3.9) indique le comportement de la vitesse rotorique ($W_r = \omega$) et du couple électromagnétique (C_{em}) en présence d'un fonctionnement à charge constante ($C_r = 1.5 \text{ N.m}$) du moteur.

Le constat est le suivant : la bonne régulation des vitesses (ω_c et ω) et couples (C_{emc} et C_{em}) où on vérifie bien que le comportement de leur courbe respective est guidé par le contrôle du courant I_q à travers l'équation (3.20).

En d'autres termes, des figures 3.8 et 3.9, nous pouvons conclure qu'en régime nominal, l'application d'une commande non linéaire nous permet d'obtenir un parfait découplage et asservissement en courant du système comme l'indique la figure (3.10) en l'absence de variations paramétriques et de perturbation.

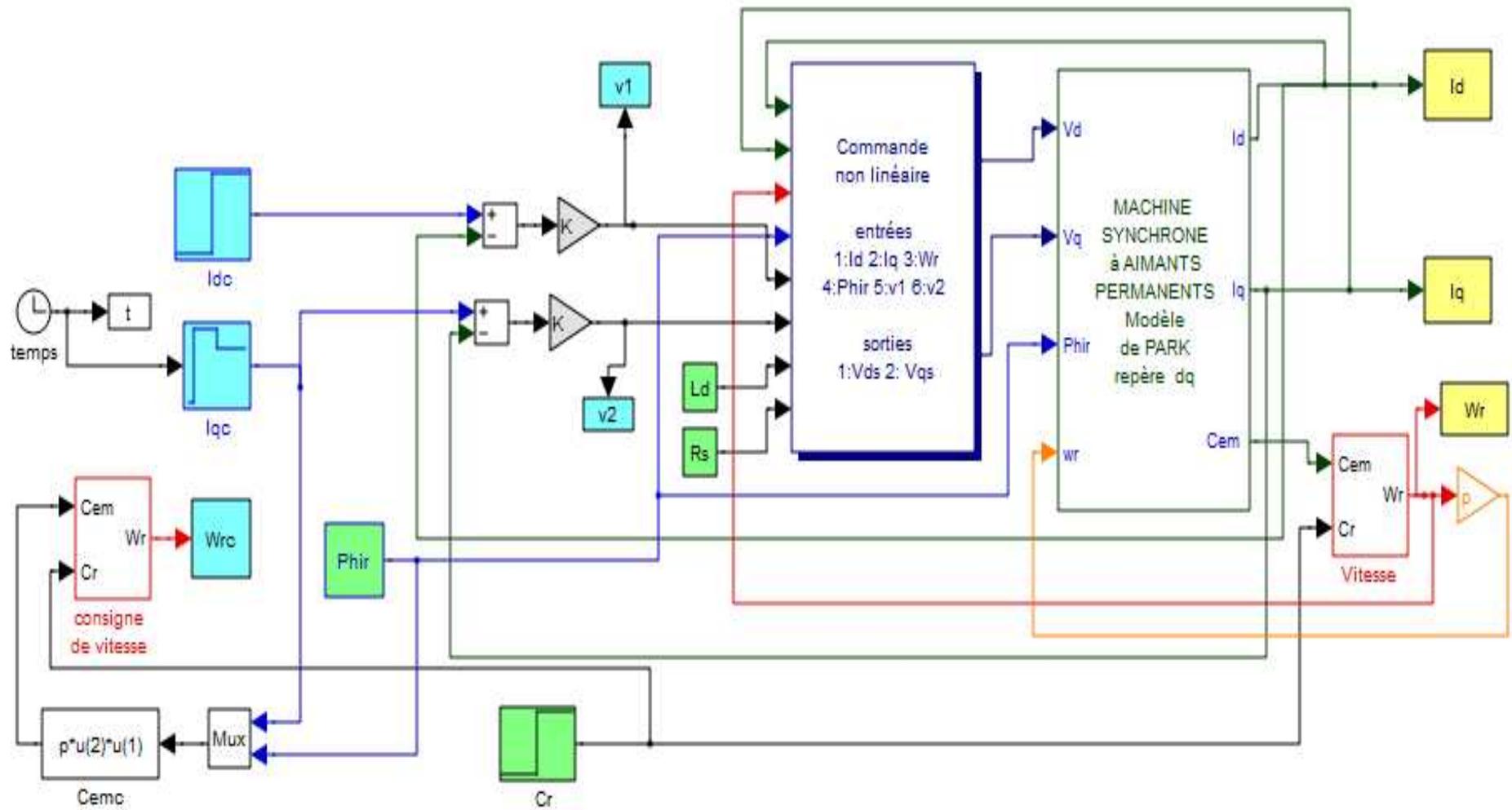


Figure (3.7) : Schéma bloc sur « Simulink » pour la simulation de la commande non linéaire du MSAP

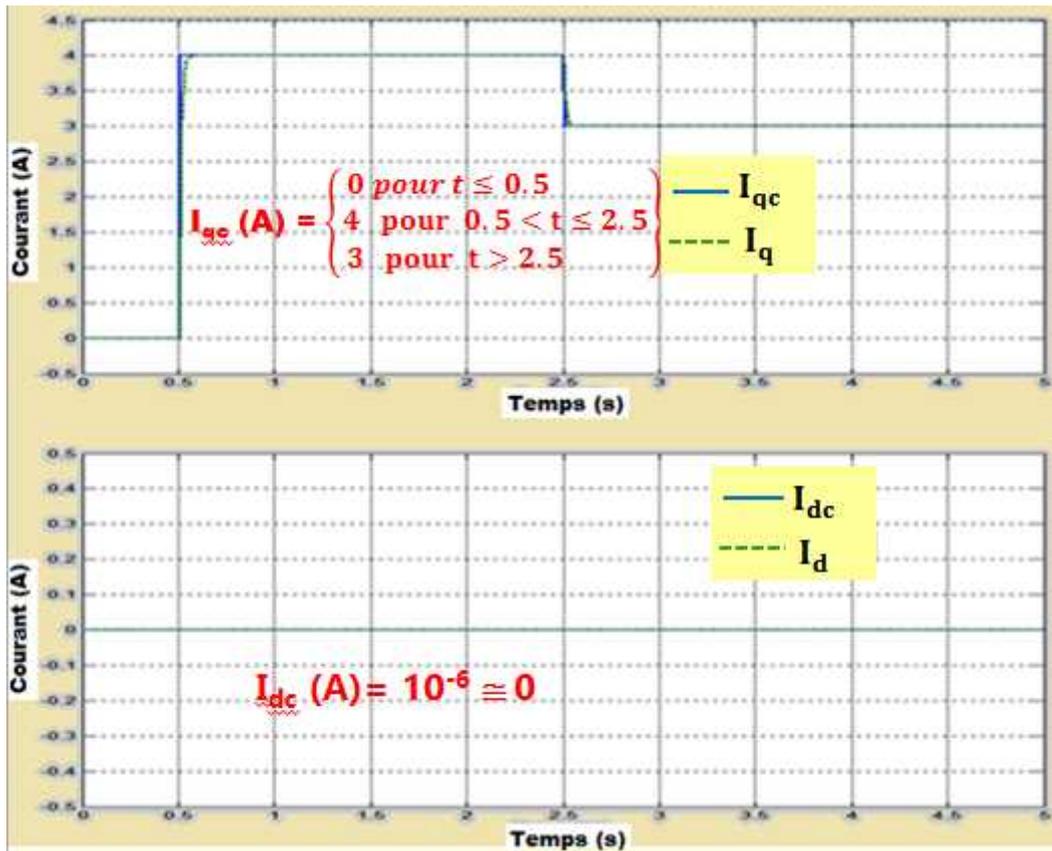


Figure (3.8) : Visualisation des courants I_d et I_q

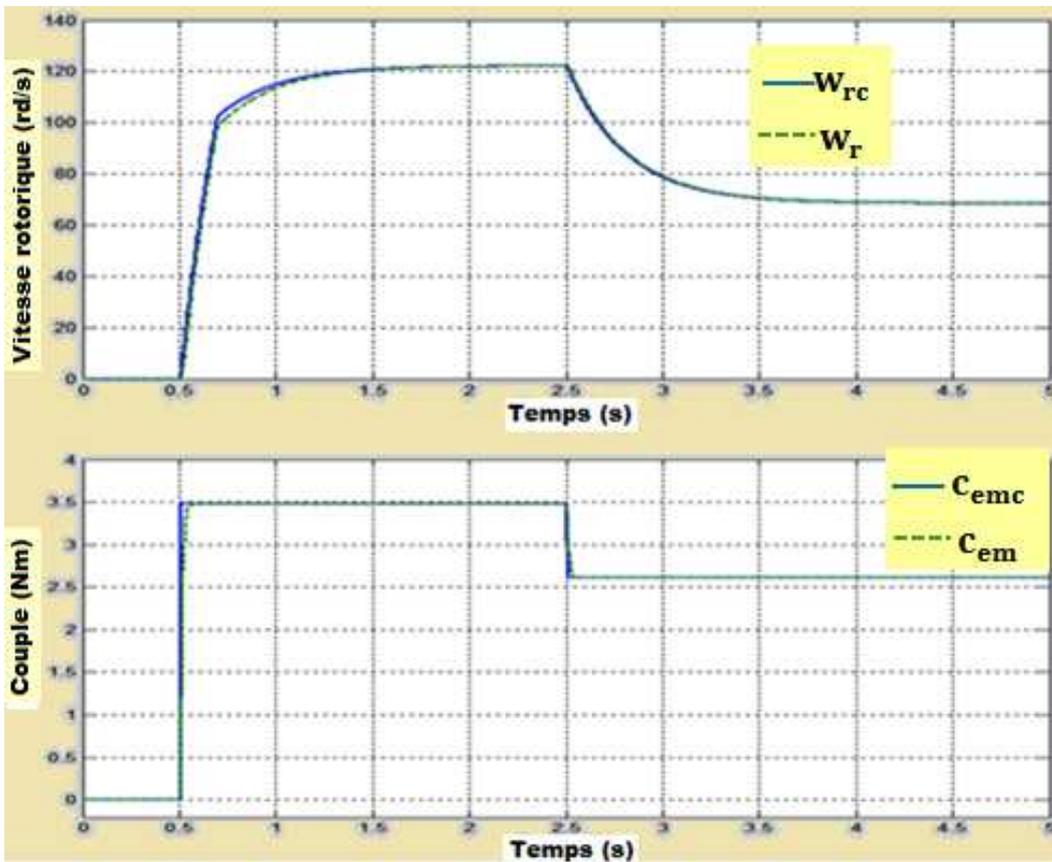


Figure (3.9) : Visualisation de la vitesse et du couple en régime nominal

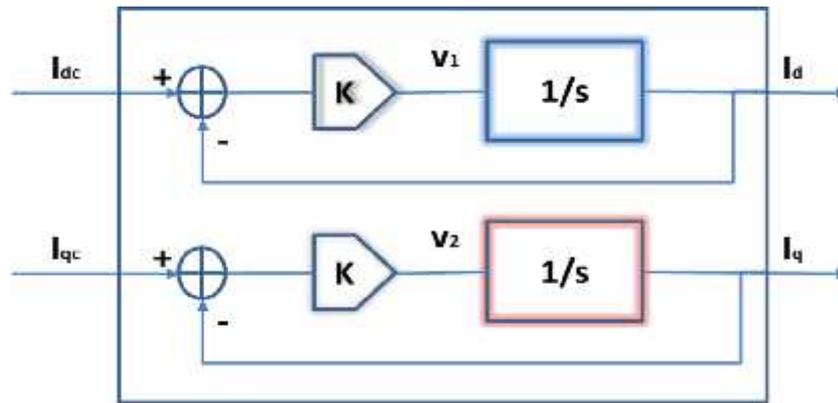


Figure (3.10) : Découplage en courant du système en régime nominal

Dans la section suivante, nous allons nous intéresser aux performances de l’algorithme de commande découplante vis-à-vis des contraintes physiques et environnementales.

Autrement dit, nous allons soumettre notre système d’entraînement global à divers tests de simulation dans le cas d’un régime non nominal où on prend en compte les perturbations de sortie et la variation de certains paramètres en particulier celle de la résistance statorique (due à l’échauffement du moteur).

b) Simulation en présence des perturbations sur les sorties de courants

Considérons le schéma bloc de la figure (3.11) où nous ajoutons des perturbations (ΔI) périodiques de type « créneau » (ayant une période d’environ $T_p = 1s$) sur les sorties de courant.

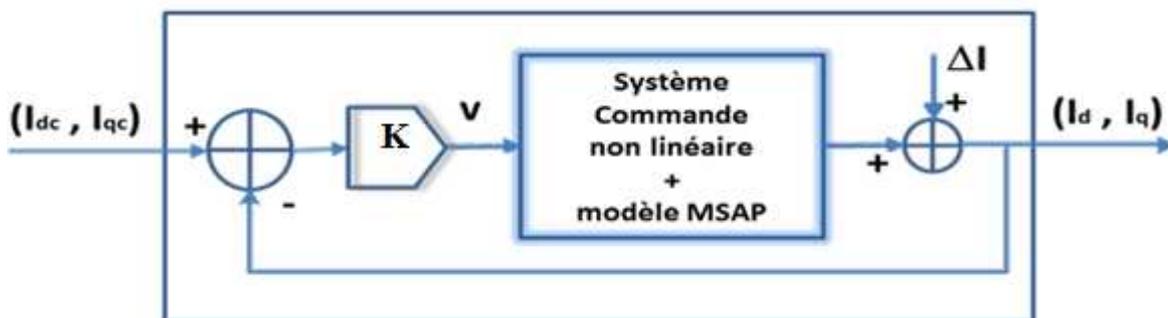


Figure (3.11) : Système en présence des perturbations sur les sorties de courant.

Ces perturbations peuvent être engendrées par les incertitudes de modélisation sur le MSAP ou divers phénomènes affectant le comportement de l’ensemble convertisseur/machine comme par exemple : le bruit de l’onduleur, les capteurs de mesure, etc.

Le but ici, est d’analyser les effets de ces perturbations sur le système lors de l’application de la commande non linéaire sur le MSAP fonctionnant avec ses paramètres nominaux.

La simulation de ce modèle permet d'obtenir les courbes de la figure (3.12) se rapportant aux courants, et de la figure (3.13) qui représente la vitesse.

En ce qui concerne les courants, le constat est le suivant :

- l'application de la commande découplante et linéarisante ne permet pas de rejeter ni de réduire considérablement les perturbations qui sont bien présentes sur les grandeurs de sortie (I_d , I_q) ;
- ces perturbations entraînent une perte de découplage entre les courants de sortie (I_d et I_q) et une « désorientation » du courant ($I_d \neq 0$).

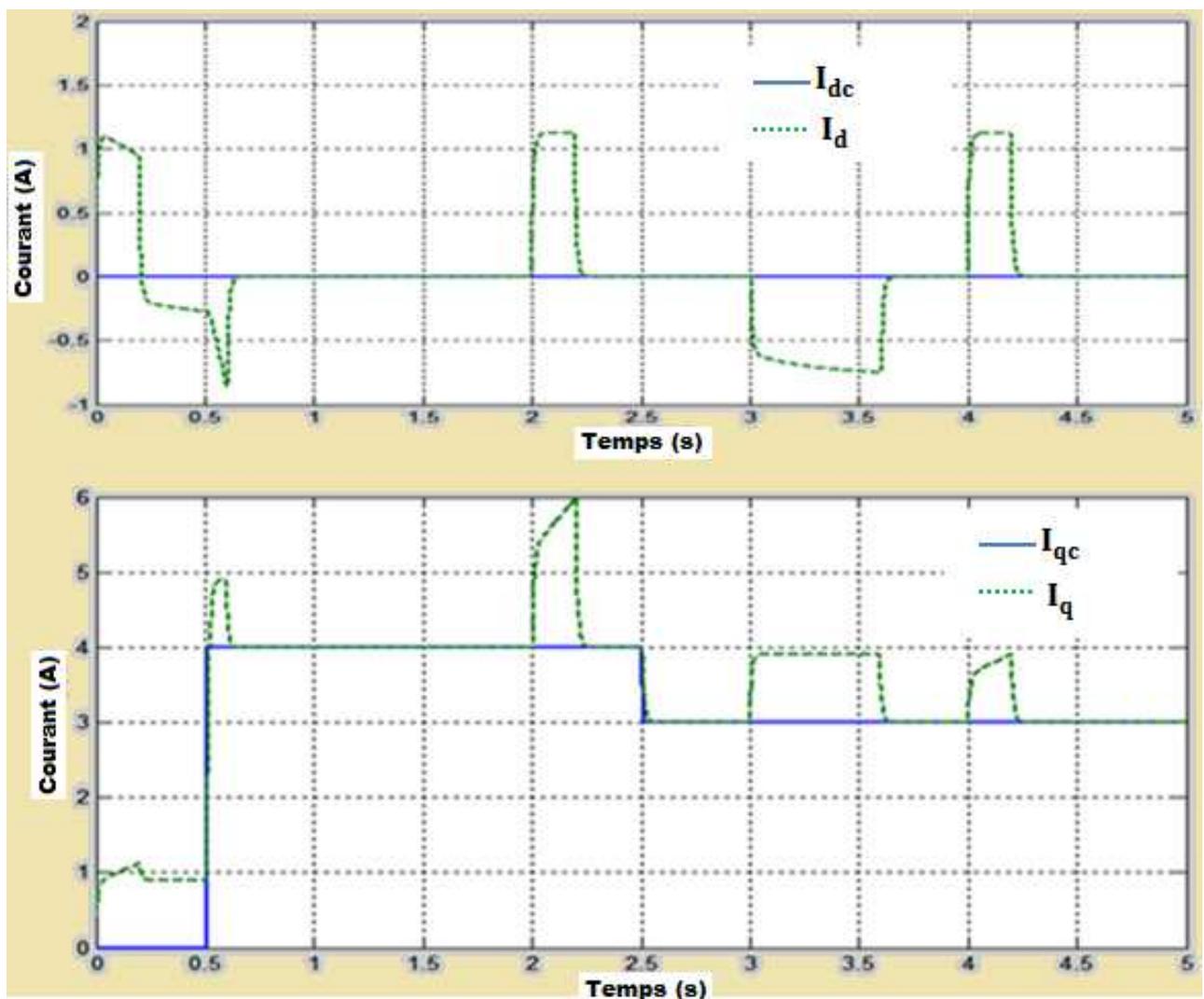


Figure (3.12) : Visualisation des courants en présence des perturbations.

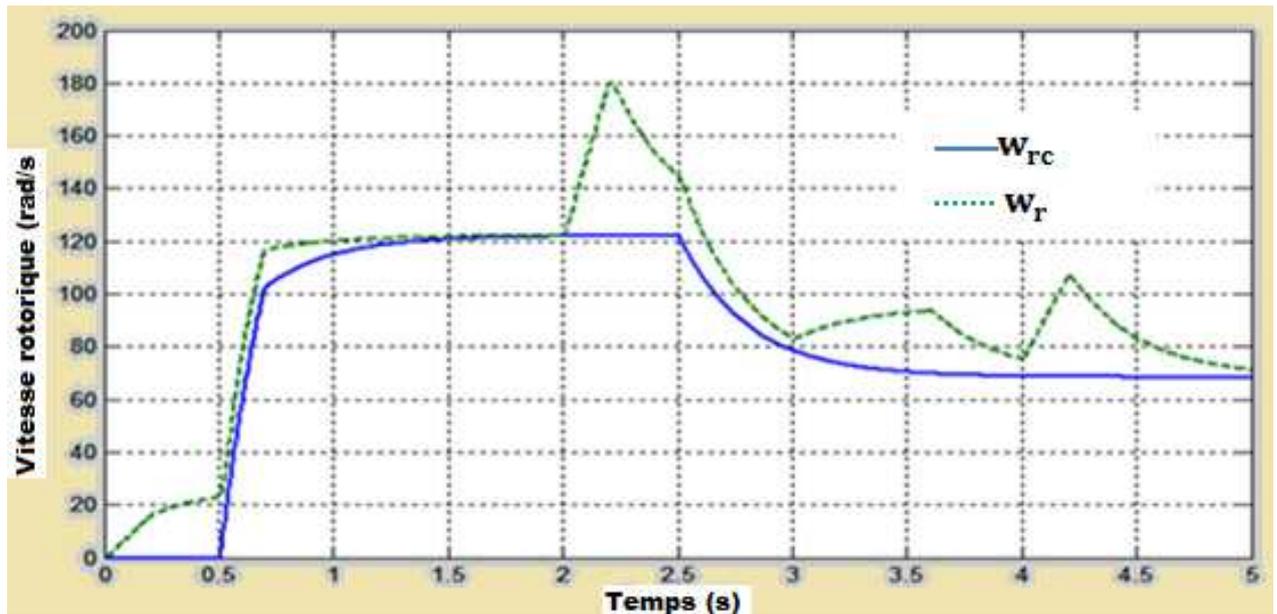


Figure (3.13) : Visualisation de la vitesse en présence des perturbations

En ce qui concerne la vitesse, le résultat n'est pas fameux : les perturbations génèrent des « pics » ou erreurs plus ou moins importantes qui peuvent entraîner un déséquilibre au niveau du couple électromagnétique et des bruits ou « grincements » lors de la rotation du moteur synchrone.

En conclusion, ces résultats montrent l'instabilité du système bouclé en présence de perturbations.

La commande d'un tel système bouclé perturbé en sortie et ayant comme entrée un échelon nécessite la présence d'un régulateur comportant au moins un intégrateur.

Ainsi, il va falloir synthétiser dans la suite de ce travail, un correcteur robuste comportant au moins un intégrateur pouvant rejeter ces perturbations et maintenir le bon fonctionnement et contrôle du MSAP comparé au régime nominal.

c) Simulation en présence de certaines variations paramétriques du MSAP

Supposons que lors du fonctionnement à charge du MSAP (où on applique un échelon de couple de charge de 1.5 N.m), il y a une variation au niveau des valeurs nominales de la résistance (R_{sn}) ou de l'inductance (L_{dn}), comme indiquées par les relations (3.21) :

$$R_s = R_{sn} + \Delta R_s \quad \text{ou} \quad L_d = L_{dn} + \Delta L_d \quad (3.21)$$

Notons que ces variations paramétriques n'interviennent qu'au niveau du modèle d'état (équation 3.11) du moteur et ne sont pas prises en compte dans la détermination des algorithmes de la loi de commande découplante.

Ces algorithmes numériques, synthétisés en utilisant les paramètres nominaux (R_{sn} et L_{dn}) du MSAP, sont programmés via un calculateur numérique ou un ordinateur.

• **Premier cas de figure** : on prend comme hypothèse la variation uniquement de la résistance du moteur $R_s = 1.5 * R_{sn}$ (la valeur de l'inductance étant supposée nominale $L_d = L_{dn}$). La simulation du schéma bloc représenté par la figure (3.6), conduit aux résultats illustrés par la figure (3.14) pour les courants I_d et I_q , et par la figure (3.15) se rapportant à la vitesse et au couple.

Le constat en ce qui concerne les courants est le suivant : l'augmentation de 50% au niveau de la résistance n'affecte pas le courant ($I_d \cong 0$) mais elle provoque d'importantes erreurs au niveau du courant I_q .

Il y a une forte variation de la vitesse et du couple si on se réfère à la figure (3.15).

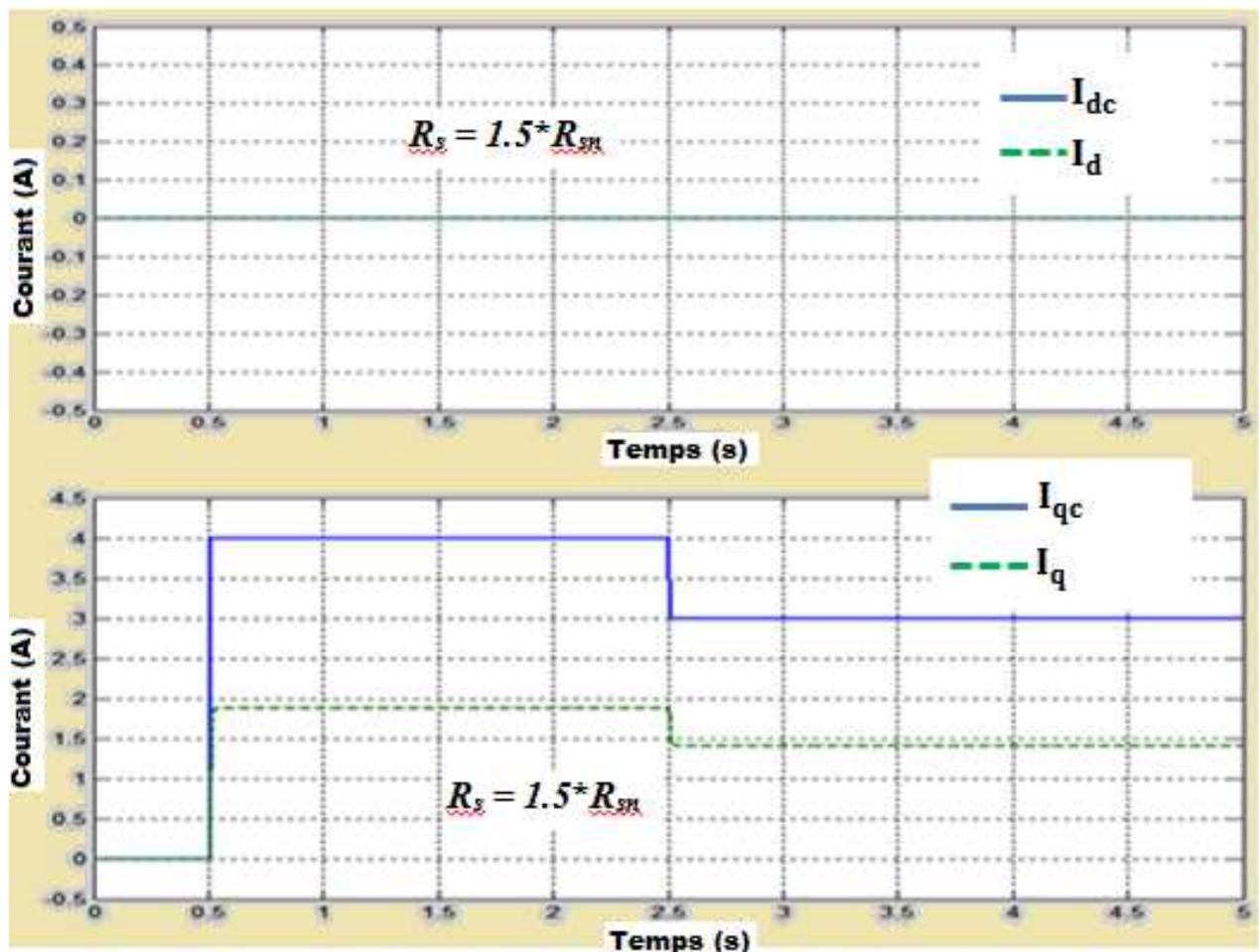


Figure (3.14) : Visualisation des courants pour $R_s = 1.5 * R_{sn}$

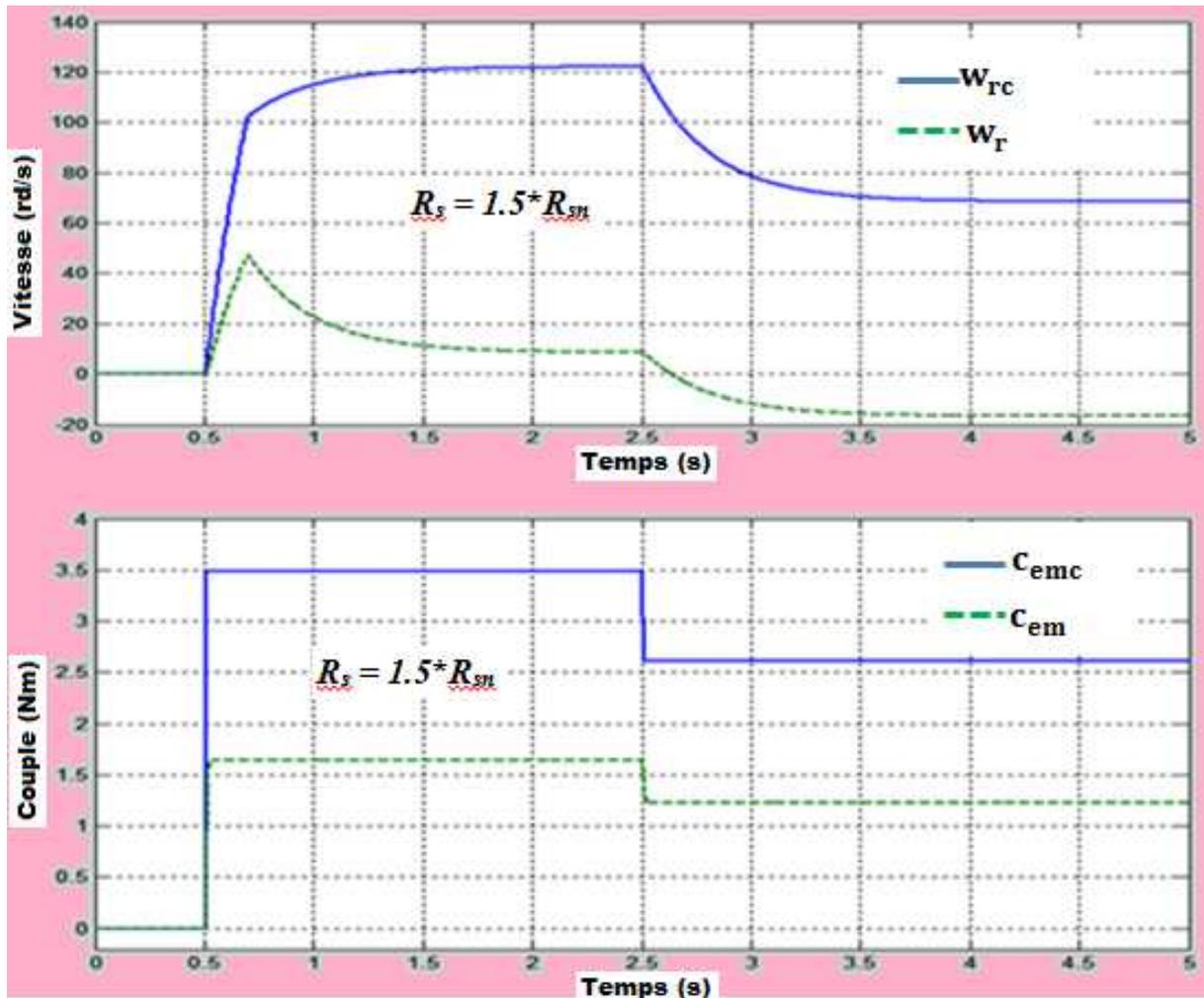


Figure (3.15) : Visualisation de la vitesse et du couple pour $R_s = 1.5 * R_{sn}$

En conclusion, lorsque $R_s = 1.5 * R_{sn}$, la commande linéarisante ne régule pas du tout le courant I_q , la vitesse, ainsi que le couple.

• **Second cas de figure** : on prend comme hypothèse la variation uniquement de l'inductance $L_d = 0.9 * L_{dn}$ (pour une valeur nominale de la résistance $R_s = R_{sn}$). La simulation du schéma bloc représenté par la figure (3.6), conduit aux résultats illustrés par la figure (3.16) pour les courants I_d et I_q , et par la figure (3.17) se rapportant à la vitesse et au couple.

Le constat est le suivant, en ce qui concerne les courants :

- une perte d'orientation du courant en sortie I_d ($I_d \neq 0$) ;
- les phases de variation (en montée ou descente) du courant I_q influence la réponse du courant I_d entraînant donc une perte de découplage entre les courants I_q et I_d ;
- on assiste ainsi à un fort recouplage du courant I_q sur le courant I_d ;
- une présence d'erreur statique non nulle entre les sorties de courants et leur consigne.

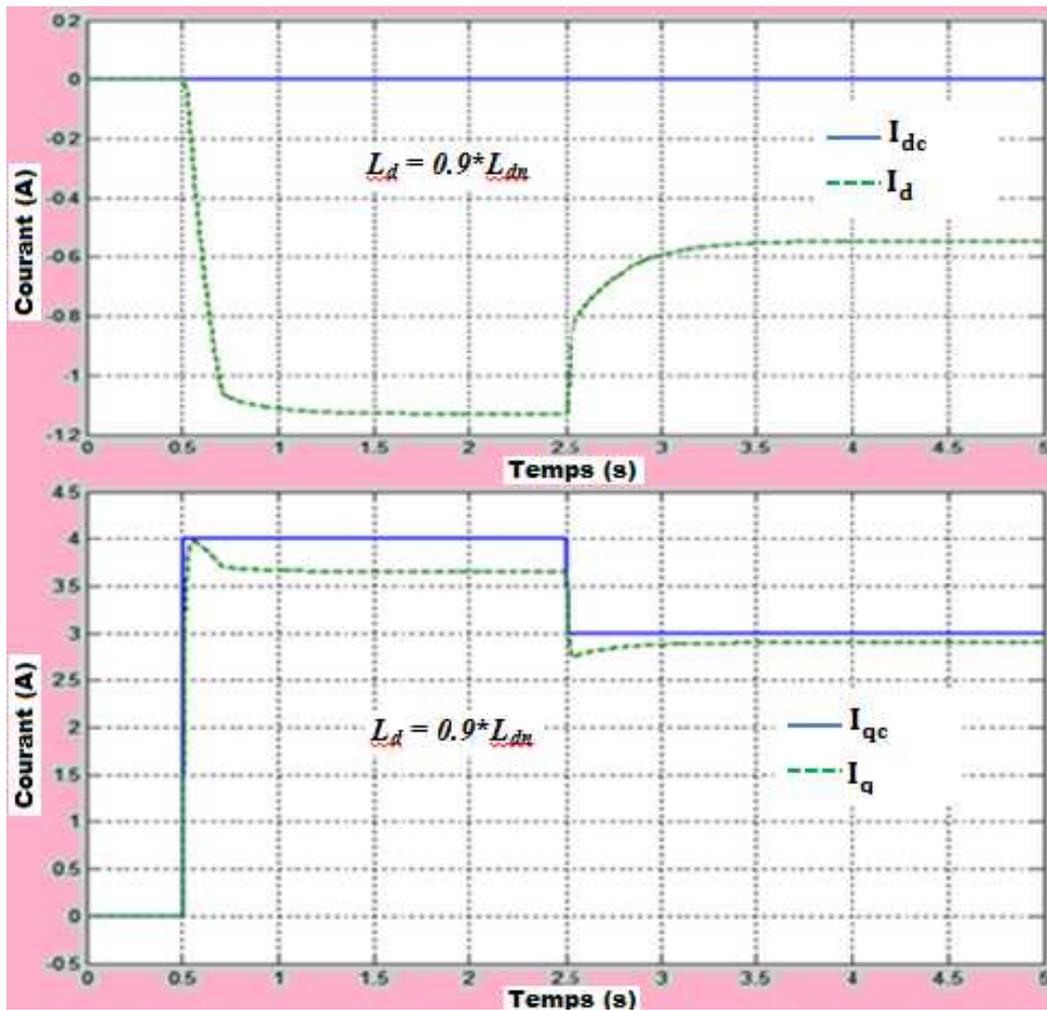


Figure (3.16) : Comportement des courants pour $L_d = 0.9 * L_{dn}$

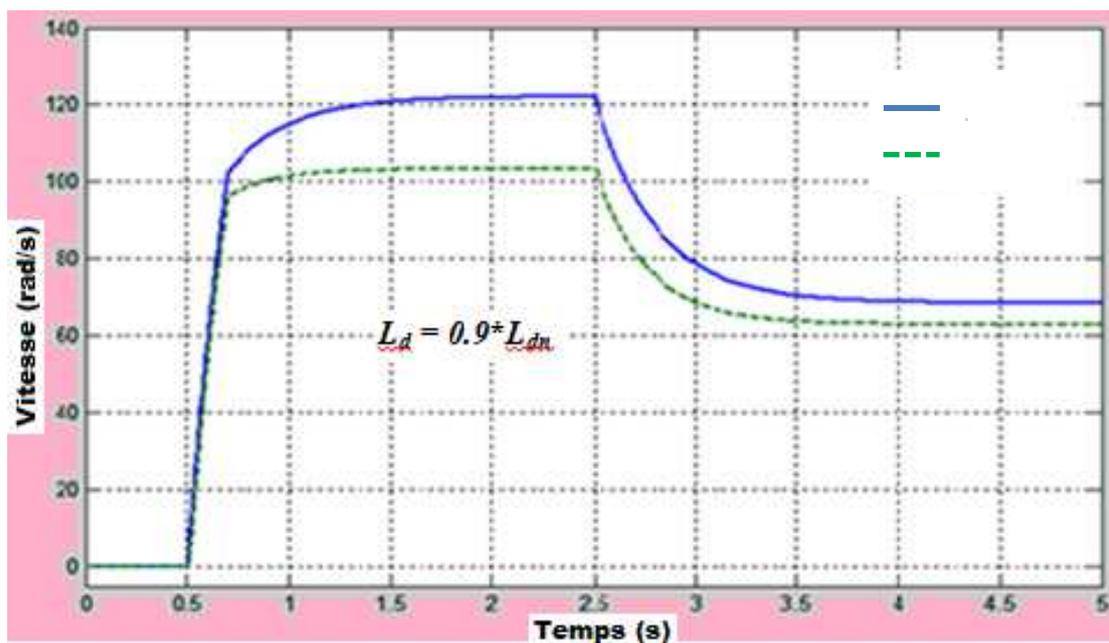


Figure (3.17) : Comportement de la vitesse pour $L_d = 0.9 * L_{dn}$

En se référant aux courbes de la figure (3.17), le comportement de la vitesse du MSAP n'est plus analogue à celui du moteur fonctionnant en régime nominal : $W_r \neq W_{rc}$.

En conclusion, les comportements des réponses des courants et de la vitesse ne sont plus tolérables, d'où, une perte d'asservissement du système.

III.5. CONCLUSION DU CHAPITRE 3

Dans ce chapitre, via des outils mathématiques basés sur les dérivées de Lie, nous avons déterminé une loi de commande découplante et linéarisante au sens entrées-sorties permettant de transformer la représentation d'état non-linéaire du MSAP en un système linéaire puis lui appliquer le retour d'état. Avec cette technique de commande, le modèle du moteur est décomposé en deux sous-systèmes bouclés en courant (I_q et I_d) linéaires monovariables et indépendants dans le but de pouvoir contrôler séparément le courant I_d et la vitesse (ou le couple).

La commande linéaire, par retour d'état, est bien adaptée aux problèmes de suivi de trajectoires et aux problèmes de stabilisation en courant lors du fonctionnement en régime nominal du MSAP (à vide ou en charge), où nous avons obtenu des résultats de simulation plus qu'encourageants.

Cependant, on peut facilement voir la faiblesse de cette commande non-linéaire quand le moteur s'écarte du régime nominal en lui appliquant des perturbations de sortie ou certaines variations paramétriques. Ces dernières rendent le système bouclé complètement instable avec des erreurs statiques considérables entre les consignes de courants et leur réponse de sortie.

Ainsi, la présence d'incertitudes au niveau des paramètres entraîne les principales limitations suivantes : la perte d'orientation du courant, la perte de découplage entre les courants, et surtout le manque de performance robuste.

Le problème de la sensibilité de la commande découplante face aux changements des paramètres sera discuté dans le prochain chapitre où on fera appel aux méthodes de la commande robuste permettant de déterminer des correcteurs performants stabilisant le système complet malgré les perturbations.

CHAPITRE IV :
TECHNIQUE DE LA
PERFORMANCE ROBUSTE
APPLIQUEE AU MSAP

IV.1. INTRODUCTION

La commande robuste a suscité un engouement à la fin des années 70, du fait des imperfections observées dans les méthodes de commande linéaire. En effet, on s'est rendu compte que la commande linéaire quadratique optimale (commande optimale H2) (Nedia, 2012), le retour d'état à travers des observateurs, et d'autres méthodes populaires pour la synthèse de contrôleurs, comme la commande prédictive (Raca et al., 2010), manquaient de garanties de stabilité et de performances lorsque le système est soumis à des incertitudes.

La détermination de la commande d'un processus physique passe nécessairement par l'utilisation d'un modèle qui ne sera jamais qu'une approximation de la réalité. En fait, quelle que soit la nature du système physique, nous ne pouvons caractériser de façon parfaite son comportement. Certaines dynamiques rapides sont négligées et une linéarisation est effectuée ce qui conduit à un modèle mathématique approximatif. Ce modèle est entaché d'incertitudes dans son concept.

Il est nécessaire alors d'effectuer des calculs de compensateurs dans l'objectif de garantir la stabilité, la précision, la rapidité et d'assurer certaines performances sur l'ensemble des modèles. On parle alors de la commande robuste en stabilité et en performance. En résultent des méthodes de synthèse de contrôleurs robustes, qui tiennent compte de la stabilité d'un certain niveau de performances.

Calculée pour le modèle, la commande doit convenir au processus qui diffère de celui-ci : c'est ainsi que s'introduit naturellement l'idée de robustesse.

Un système asservi est dit robuste vis-à-vis d'incertitudes paramétriques ou de perturbations si, même en présence de celles-ci, le processus conserve son comportement statique et dynamique. Plus précisément, on appelle robustesse, la propriété qui traduit l'invariance d'un comportement en présence de phénomènes perturbateurs (Duc, 1993). Ceux-ci peuvent être de nature externe comme les bruits de mesures ou l'influence de l'environnement.

Toutefois le terme de robustesse est plutôt réservé à l'invariance en présence d'incertitudes de modélisation telles que celles qui caractérisent l'écart entre le comportement du processus et du modèle qu'on utilise.

Selon certaines études menées sur la question (Laroche, 2012), l'origine des incertitudes dans un système serait liée aux trois points cités ci-après :

- ✓ les approximations et les erreurs faites lors de la modélisation du procédé : l'utilisation de modèles simplifiés (avec notamment les dynamiques mal connues ou négligées) pour les capteurs et les actionneurs ;
- ✓ la présence de certains phénomènes dans le comportement du système physique qui ne sont pas pris en compte directement par le modèle ;
- ✓ une connaissance imparfaite des valeurs numériques des paramètres du modèle obtenu. Notons que ces valeurs varient en fonction de la température lors du fonctionnement du procédé ;

En plus du terrain d'ingénierie, les incertitudes interviennent aussi bien dans les processus écologiques que dans les processus économiques.

Pour analyser la performance robuste, il est nécessaire de disposer d'un outil permettant de quantifier la robustesse de la propriété étudiée face aux incertitudes considérées. Pour cela, la synthèse des correcteurs faisant intervenir les concepts de la robustesse se fait sur un ensemble de modèles construits autour d'un modèle nominal.

Nous avons vu dans le chapitre précédent, qu'une variation de l'un des paramètres de la machine synchrone, en particulier, la résistance statorique, entraîne une erreur statique, au niveau du système global. Pour s'affranchir au mieux des variations paramétriques, nous avons donc décidé d'adopter la solution basée sur la synthèse des correcteurs robustes. La synthèse de ces correcteurs aura pour rôle de stabiliser le processus par la convergence des courants statoriques mesurés vers leur valeur réelle en dépit des perturbations et variations de certains paramètres, particulièrement la résistance statorique du moteur synchrone.

Ainsi, ce chapitre présente une approche de commande robuste basée sur des méthodes mathématiques de synthèse des régulateurs numériques robustes à partir de la connaissance d'un ou plusieurs modèles du procédé à commander.

Après un rappel sur les problèmes fondamentaux de performance/stabilité robuste d'un processus, nous déterminons des correcteurs robustes pour le MSAP via une méthode de synthèse introduite par J.C. Doyle (Doyle et al., 1992). Cette méthode a l'intérêt de regrouper les deux problèmes classiques de l'automatique sous une forme unique : le suivi de consigne et le rejet de perturbation.

Des résultats de simulation seront présentés pour illustrer l'efficacité de cette approche robuste.

IV.2. NOTION SUR LES ELEMENTS DE LA ROBUSTESSE

Nous proposons, dans cette section, d'exposer des éléments de la robustesse d'un système bouclé, de formaliser le problème des performances, et à partir de là, de déterminer un correcteur qui établisse un compromis entre la performance nominale et la robustesse en stabilité vis-à-vis des perturbations, variations paramétriques,....

Ainsi, pour une meilleure clarté de l'exposé, nous considérons le système bouclé de la figure 4.1, dans lequel $P(s)$, de dimension $(p \times m)$, représente la matrice de transfert nominal d'un système multivariable et $C(s)$ celle d'un correcteur de dimension $(m \times p)$.

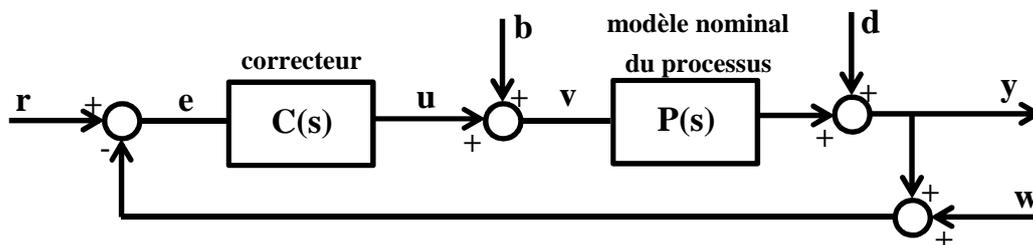


Figure (4.1) : Schéma classique de commande en boucle fermée et perturbée

Dans la suite de ce chapitre on appellera :

- $r \in \mathbb{R}^p$: le signal de référence que doit suivre la sortie ;
- $y \in \mathbb{R}^p$: la sortie du système ;
- $u \in \mathbb{R}^m$: la commande (sortie du correcteur) ;
- $b \in \mathbb{R}^m$: une perturbation sur la commande ;
- $d \in \mathbb{R}^p$: l'effet sur la sortie des perturbations affectant le système ;
- $w \in \mathbb{R}^p$: Les bruits de mesure.

IV.3. LA PERFORMANCE ROBUSTE D'UN SYSTEME BOUCLE

Le bouclage du système $P(s)$ par le correcteur $C(s)$ doit assurer la stabilité et la performance du système nominal, mais aussi la robustesse tant en stabilité qu'en performance du système perturbé.

Un système bouclé multivariable, pour être stable et robuste, doit remplir les conditions suivantes :

- La stabilité nominale, la première des qualités à assurer : la commande, appliquée au modèle du système utilisé pour la calculer, doit bien évidemment stabiliser celui-ci ;

- La performance nominale est une propriété plus exigeante, mais dont la définition est moins nette : elle consiste à assurer, pour le système en boucle fermée correspondant au modèle utilisé pour le calcul de la commande, des propriétés de précision et de rapidité convenables ;
- La robustesse en stabilité sera obtenue si le système bouclé reste stable lorsque le modèle auquel est appliquée la commande diffère de celui utilisé pour la calculer (DUC., 1993). Pour étudier cette propriété, il convient au préalable de définir une classe d'erreur de modélisation, celle vis-à-vis de laquelle on doit garantir la stabilité ;
- La robustesse en performance consiste à garantir, dans des conditions analogues, un certain niveau de performance pour toute la gamme de modèle ainsi considérée.

Ces quatre conditions seront étudiées vis-à-vis des perturbations et/ou variations paramétriques ou encore d'incertitudes de modèle sous forme non structurées.

IV.3.1. Stabilité nominale

Différents résultats peuvent être établis pouvant garantir la stabilité du système bouclé (figure 3.1), à savoir le critère de nyquist développé dans l'ouvrage de Doyle (Doyle et al., 1992), et la notion de stabilité interne dont la définition est la suivante :

Définition de la stabilité interne

Soient deux fonctions de transfert $P(s)$ et $C(s)$ définies par les relations (4.1) :

$$P(s) = \frac{N_P(s)}{M_P(s)} \quad e \quad C(s) = \frac{N_C(s)}{M_C(s)} \quad (4.1)$$

Il y a **stabilité interne** si et seulement si toutes les racines du polynôme caractéristique $\Delta(s)$ du système en boucle fermée de la figure 3.1 défini par :

$$\Delta(s) = N_P(s)M_C(s) + M_P(s)N_C(s),$$

sont à parties réelles strictement négatives, avec $P(s)$ et $C(s)$ des fonctions stables et propres (c'est à dire le degré du numérateur est inférieur ou égal au degré du dénominateur).

Garantir la stabilité nominale revient à assurer la stabilité interne du système en boucle fermée. Le théorème de Petit Gain (Laroche, 2007) nous donne également des précisions sur la stabilité interne d'un système bouclé et soumis à des erreurs de modélisation. Ce théorème

défini dans la section suivante [IV.3.3] présente un résultat très important pour l'étude de la stabilité en boucle fermée à partir de la notion de norme de système.

IV.3.2. Performance nominale

On considère toujours le système donné par la figure 3.1. Quatre matrices de sensibilité, caractérisant le fonctionnement de la boucle fermée, peuvent être définies :

- les matrices de sensibilité en entrée S_e et en sortie S_s :

$$\begin{aligned} S_e &= (I + L_e)^{-1} \\ S_s &= (I + L_s)^{-1} \end{aligned} \quad (4.2)$$

- les matrices de sensibilité complémentaires en entrée T_e et en sortie T_s :

$$\begin{aligned} T_e &= (I + L_e)^{-1} \cdot L_e \\ T_s &= (I + L_s)^{-1} \cdot L_s \end{aligned} \quad (4.3)$$

Cette dernière dénomination est due au fait que :

$$\begin{aligned} S_e + T_e &= I \\ S_s + T_s &= I \end{aligned} \quad (4.4)$$

où I désigne la matrice identité de dimension convenable.

$L_e = C.P$ et $L_s = P.C$ représentent les matrices de transfert de la boucle fermée respectivement en entrée et en sortie.

IV.3.2a) Présentation des fonctions de sensibilité

Avec les notations ci-dessus, les équations de sortie (y), de l'erreur d'asservissement (e), de l'entrée du processus (v) et de la commande (u) de la figure 4.1 s'écrivent :

$$\begin{aligned} y &= d + P \times (u + b) & e &= r - y \\ v &= b + u & u &= C \times (r - y - w) \end{aligned}$$

ou encore, en faisant intervenir 4.2 à 4.4, on obtient (Bingyou, 2009) :

$$\begin{aligned} y &= T_s \times r - T_s \times w + S_s \times d + P \times S_s \times b \\ e &= S_s \times r + T_s \times w - S_s \times d - P \times S_s \times b \\ v &= C \times S_e \times (r - w - d) + S_e \times b \\ u &= C \times S_e \times (r - w - d) - T_e \times b \end{aligned} \quad (4.5)$$

- S_s représente l'influence des perturbations (d) sur la sortie et l'erreur ou encore la matrice de transfert entre la consigne (r) et l'erreur ;
- T_s représente l'effet du bruit de mesure (w) sur la sortie et l'erreur ou encore la matrice de transfert entre la référence et la sortie ;
- S_e représente le transfert entre les perturbations (b) et l'entrée du processus ;
- T_e représente le transfert entre les perturbations (b) et la commande.

Ainsi, afin de garantir la performance d'un système (Oustaloup, 1994) lorsqu'on effectue la synthèse d'un correcteur $C(s)$, on doit chercher à la fois :

- à atténuer convenablement l'effet des perturbations b sur la commande u ;
- rendre S_s le plus "faible" possible afin de réduire l'influence des perturbations et d'assurer un bon suivi de la référence ;
- rendre aussi T_s le plus "faible" possible afin de réduire l'influence des bruits de mesure ;
- rendre $C \times S_e$ le plus "faible" possible afin de réduire l'effort de la commande.

IV.3.2b) Cas des systèmes monovariables

Pour des systèmes monovariables représentés par des matrices de transfert P et C dont le produit est commutatif, la notion de fonctions de sensibilité devient :

$$\begin{aligned} S &= S_s = S_e = e/r = (1 + L)^{-1} \\ T &= T_s = T_e = \frac{y}{w} = (1 + L)^{-1} \cdot L \end{aligned} \quad (4.6)$$

avec

$$S + T = 1$$

$$L = L_e = L_s = PC$$

IV.3.3. Robustesse

Nous proposons, dans cette section, d'exposer des éléments d'analyse de la robustesse d'un système bouclé en face des différentes incertitudes de modélisation, en utilisant le théorème de petit gain (Laroche, 2012). Ce théorème va nous servir par la suite pour étudier le compromis performance / robustesse.

IV.3.3a) Notion de la NORME H infini (H[∞])

La synthèse H[∞] des correcteurs recherche le meilleur compromis entre la robustesse et la performance. Si on note l'espace H[∞], les fonctions (ou matrices de fonctions) de la variable complexe analytique et bornées dans le demi-plan droit ouvert Re(s) > 0 (à partie réelle positive), cet espace est muni d'une norme notée ||(.)||_∞, qui est définie par Chiang (Chiang et al., 1992) :

$$\|P\|_{\infty} = \sup \left\{ \dagger_M [P(s)] \right\} \quad (4.7)$$

$$\text{avec } \dagger_M(A) = \sqrt{\max(\lambda_i)} \text{ et } \dagger_m(A) = \sqrt{\min(\lambda_i)}$$

λ_i : valeur propre de la matrice (A.A*), A* désigne la transposée conjuguée de A.

Dans le lieu de Bode, cette norme correspond à la valeur maximale du diagramme des amplitudes. En monovarié, ||P||_∞ représente le maximum du gain atteint par P(jω).

IV.3.3b) Théorème de Petit Gain

Considérons à nouveau le système de la figure 4.1 avec L(s) = P×C(s). Le théorème suivant présente un résultat très important pour l'étude de la stabilité en boucle fermée à partir de la notion de norme de système (Oustaloup, 1994) :

Théorème 1

Supposons que tous les pôles de P(s) et C(s) soient à partie réelle négative. Alors le système bouclé de transmittance en boucle ouverte L(s) = P(s)×C(s) est stable (de manière interne) si:

$$\|L\|_{\infty} < 1 \quad \Rightarrow \quad \forall \omega \in \mathbb{R}, \dagger_M [L(j\omega)] < 1$$

Ce théorème fournit une condition nécessaire et suffisante de stabilité d'un système nominal (système bouclé en absence d'incertitude de modélisation).

IV.3.3c) Stabilité robuste

Généralement toute mise en équation d'un processus physique nécessite des approximations, ce qui entraîne par conséquent des incertitudes de modèle affectant la performance d'un système de commande.

Ainsi, considérons un ensemble de modèles construit autour d'une matrice nominale P(s) perturbée par des incertitudes E (figure 4.2) pouvant être de différentes natures : variation d'un ou plusieurs paramètres, dynamiques mal connues ou négligées, etc...

Nous pouvons choisir de représenter toutes les incertitudes de modélisation sous une forme globale, par exemple en considérant que la matrice de transfert s'écarte d'une matrice de transfert "nominale" d'au plus d'une certaine quantité (appelée aussi perturbations), ce qui s'écrit :

$$P_w = P + E \times P = (I + E) \times P \quad \text{où } E = \delta \times W = \text{incertitudes de modèle avec :}$$

- W = fonction de transfert stable, appelée aussi fonction de pondération ou de majoration, convenablement choisie et vérifiant $\|W\|_\infty < +\infty$;
- δ = fonction de transfert stable et variable, satisfaisant la condition : $\|\delta\|_\infty \leq 1$;
- P_w = fonction de transfert du système avec perturbation : système perturbé.

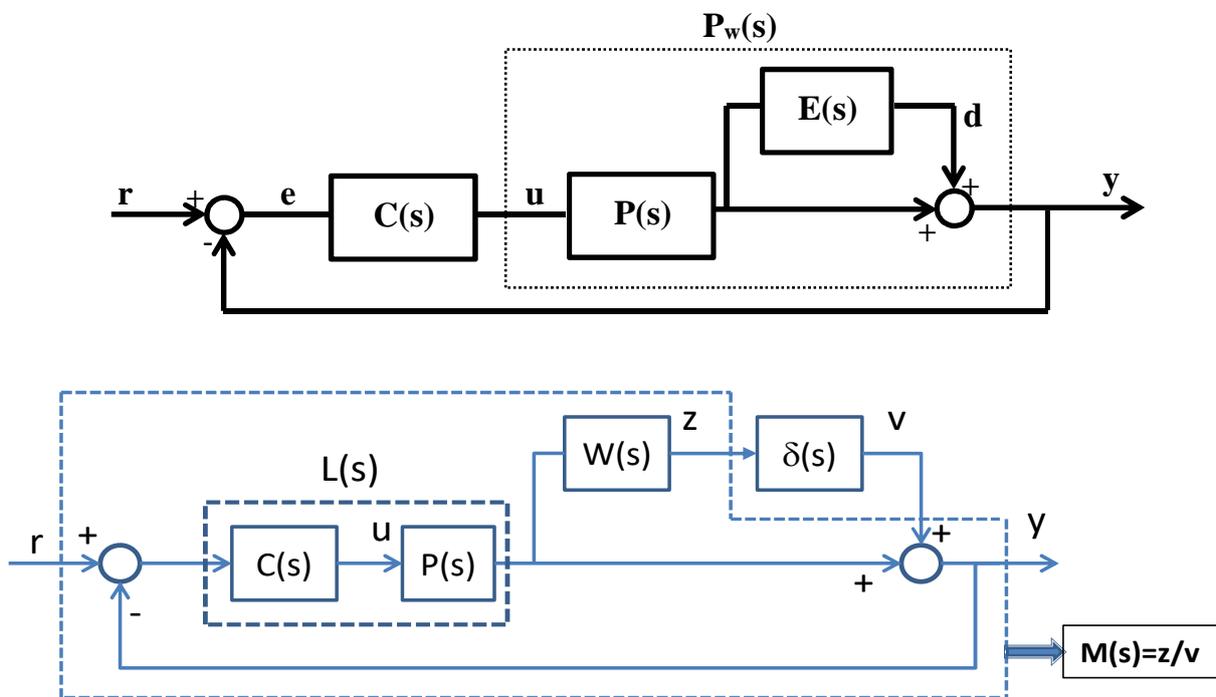


Figure (4.2) : Etude de la robustesse en stabilité d'un système bouclé affecté par des incertitudes de modèle

Le critère de la stabilité robuste, illustré par la figure 4.2, peut être donné par le théorème 2 suivant (Oustaloup, 1994) :

Théorème 2

Le système bouclé de la figure 4.2 ci-dessus est stable si :

$$\|M \times u\|_\infty < 1 \quad \Rightarrow \forall \check{S} \in \mathbb{R}, \dagger_M [M(j\check{S}) \times u(j\check{S})] < 1$$

Ainsi, partant de cette égalité matricielle : $M = -W \times (I + L)^{-1} \times L = -W \times T$,

la condition de stabilité satisfait donc $\|W \times T\|_\infty < 1$; avec T la matrice de sensibilité complémentaire en entrée ou en sortie et W(s) la fonction de pondération appropriée.

De façon générale, selon l'ensemble d'équations (4.5) de la figure 4.1, pour assurer les conditions de stabilité robuste, il convient de définir convenablement une fonction de transfert stable W, telle que :

- ✓ les rejets des perturbations illustrées par les schémas de la figure (4.2) soient correctement effectués aux fréquences où ces perturbations sont notables si les inéquations (4.8) sont satisfaites.

$$\|W_t \times T_s\|_\infty < 1 \quad \text{et} \quad \|W_s \times S_s\|_\infty < 1 \quad (4.8)$$

- ✓ les effets de ces perturbations soient convenablement atténués (ou, pour le moins, ne soient pas trop amplifiés) de telle façon qu'elles ne provoquent pas une agitation très grande ou une saturation de la commande si l'inéquation (4.9) est satisfaite.

$$\|W_s \times C \times S_e\|_\infty < 1 \quad (4.9)$$

- ✓ l'effet des perturbations est suffisamment atténué si les inéquations (4.10) sont satisfaites.

$$\|W_t \times T_e\|_\infty < 1 \quad , \quad \|W_s \times S_e\|_\infty < 1 \quad , \quad \|W_p \times P \times S_s\|_\infty < 1 \quad (4.10)$$

III.3.3d) Robustesse en performance

Dans ce paragraphe, nous abordons la notion générale de la robustesse en performance, utilisée pour étudier les performances des systèmes perturbés.

Examinons le schéma de la figure 4.1 où seules les perturbations d sont prises en compte. D'après les résultats du paragraphe IV.3.2, le comportement du système nominal peut être traduit au moyen de la matrice : $S_s = (I + L_s)^{-1}$.

Par ailleurs, nous avons indiqué au paragraphe précédent que le système bouclé satisfait la condition de performance nominale s'il vérifie l'inégalité (4.9) :

$$\|W_s \times S_s\|_\infty < 1 \quad (4.9)$$

De même, un correcteur C(s) assure la performance robuste d'un système bouclé si, tout en maintenant sa stabilité interne, les conditions de performances sont vérifiées pour toute une classe de processus de matrices de transfert $P_w = \bar{P}$, différents de P. La condition de robustesse en performance s'écrit donc selon l'inégalité (4.10).

$$\|W_s \times \bar{S}_s\|_\infty < 1 \quad \text{Avec } \bar{S} = (I + \bar{P}C)^{-1} \quad (4.10)$$

Remarque (cas des systèmes monovariables) :

Pour un système monovariante subissant des perturbations sur la sortie et présentant des incertitudes de modèle décrit par une forme multiplicative, les conditions de stabilité robuste et performance nominale sont obtenues par les relations (4.11).

$$\|W_t \times T\|_\infty < 1 \quad \text{et} \quad \|W_s \times S\|_\infty < 1 \quad (4.11)$$

Théorème 3 :

Une condition nécessaire et suffisante pour la performance robuste d'un système monovariante est donnée par la relation : $\| |W_s \times S| + |W_t \times T| \|_\infty < 1$, avec $W_s(s)$ et $W_t(s)$ fonctions de pondération stables.

Pour valider automatiquement ce Théorème 3, portant sur la performance robuste, il suffit qu'on respecte la proposition (DOY., 1992) formulée par les inéquations (4.12).

$$\|W_t \times T\|_\infty < 1/2 \quad \text{et} \quad \|W_s \times S\|_\infty < 1/2 \quad (4.12)$$

IV.3.4. Conclusion sur la performance robuste

On retiendra ceci pour la suite de notre étude : par des techniques de commande, un système multivariable peut être découplé et décomposé en plusieurs sous-systèmes monovariants parfois identiques. Avec cette convention l'analyse des performances d'un système multivariable revient à étudier les performances de chaque bloc monovariante. Ainsi, la condition de performance robuste donnée simultanément par la performance nominale et la stabilité robuste est finalement : $\| |W_s \times S| + |W_t \times T| \|_\infty < 1$

Ce critère permet non seulement de déterminer un correcteur robuste mais aussi remplit la condition la plus importante pour garantir un rejet de perturbation et une stabilité totale de tout l'ensemble d'un système stable complet quelque soient les incertitudes de variation sur le modèle du système.

Il convient de bien désigner un correcteur propre pour satisfaire cette condition de performance robuste d'un système stable. Nous allons mener cette étude à bon port.

IV.4. SYNTHESE DE CORRECTEUR ROBUSTE DES COURANTS

Dans le chapitre précédent, nous avons, à travers les courants (I_d et I_q), linéarisé et découplé le système moteur. Ce système multivariable linéarisé se décompose donc en deux sous-systèmes monovariables bouclés et identiques, ayant le même comportement dynamique (figure 4.3a). De ce fait, notre système multivariable se ramène à l'étude de deux systèmes monovariables pour lesquels nous allons faire une synthèse robuste.

Ainsi, dans cette partie, nous supposons maintenant que le schéma bloc de la figure 4.3b ci-dessous est la représentation en boucle fermée de l'un des deux systèmes monovariables de la figure 4.3a.

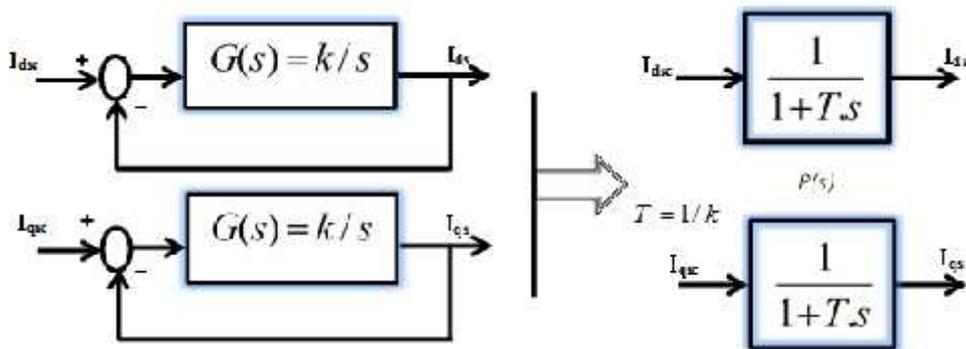


Figure (4.3a) : schéma de synthèse du système découplé

D'où, sous cette hypothèse : toutes les autres fonctions précitées dans les sections précédentes (W , T , S ...) seront considérées comme étant des fonctions de transfert relatives à un système monovariante.

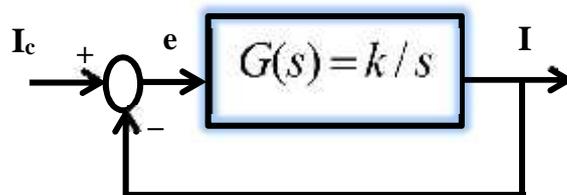


Figure (4.3b) : schéma bloc simplifié de la figure (4.3a)

Il est important de noter qu'un bon fonctionnement du système bouclé vis-à-vis des critères de stabilité et de performance désirés repose sur la détermination précise des fonctions de pondération $W_s(s)$ et $W_t(s)$.

IV.4.1. Choix des fonctions de pondération W_t et W_s

Le choix de la fonction de pondération $W_t(s)$ permet de fixer la norme des incertitudes de modèle que le système en boucle fermée doit tolérer.

Ainsi, pour une fréquence donnée, $|W_t(s)|$ représente un pourcentage d'incertitude de modèle à cette fréquence. En spécifiant les erreurs de modèle susceptibles de se produire, il est possible de déterminer la fonction de pondération représentant ces incertitudes.

Ainsi, en supposant que l'incertitude de modèle est de 50% du modèle nominal aux basses fréquences, de 100 % à une fréquence ω_t fixée (notre choix portera sur $\tilde{S}_t \approx 2.5 \times 10^4 \text{ rad/s}$) et qu'elle continue à augmenter avec la fréquence, il nous vient alors de représenter cette incertitude par une fonction de pondération définie par la formule (4.13) :

$$W_t = \frac{s + 5 \cdot 10^4}{10^5} \quad (4.13)$$

Quant à la fonction de pondération $W_s(s)$, elle permet de fixer les performances du système en boucle fermée de manière à minimiser l'erreur de poursuite ($e = r - y$) puis à rejeter les perturbations de la sortie aux basses fréquences. Ainsi l'erreur de poursuite pour des entrées constantes (échelon, créneau,...) doit s'annuler.

Cette exigence de performance est moins stricte pour les hautes fréquences. Néanmoins, la boucle fermée doit continuer à améliorer les performances de la boucle de courant au moins jusqu'à une fréquence ω_s en assurant une fonction de sensibilité de performance inférieure à la fonction de pondération $W_s(s)$.

En prenant $\tilde{S}_s \approx 50 \text{ rad/s}$, une fonction de pondération pouvant répondre à ces critères de performance peut être décrite par la relation (4.14) :

$$W_s = \frac{100}{2 \times (s + 0.09)} \quad (4.14)$$

Notons qu'ici le pôle ($s = -0.09$), très faible, permet à W_s de réduire l'erreur statique.

La figure (4.4) indique le comportement des deux fonctions de pondération (W_s et W_t) vis-à-vis des fréquences dans le plan de bode.

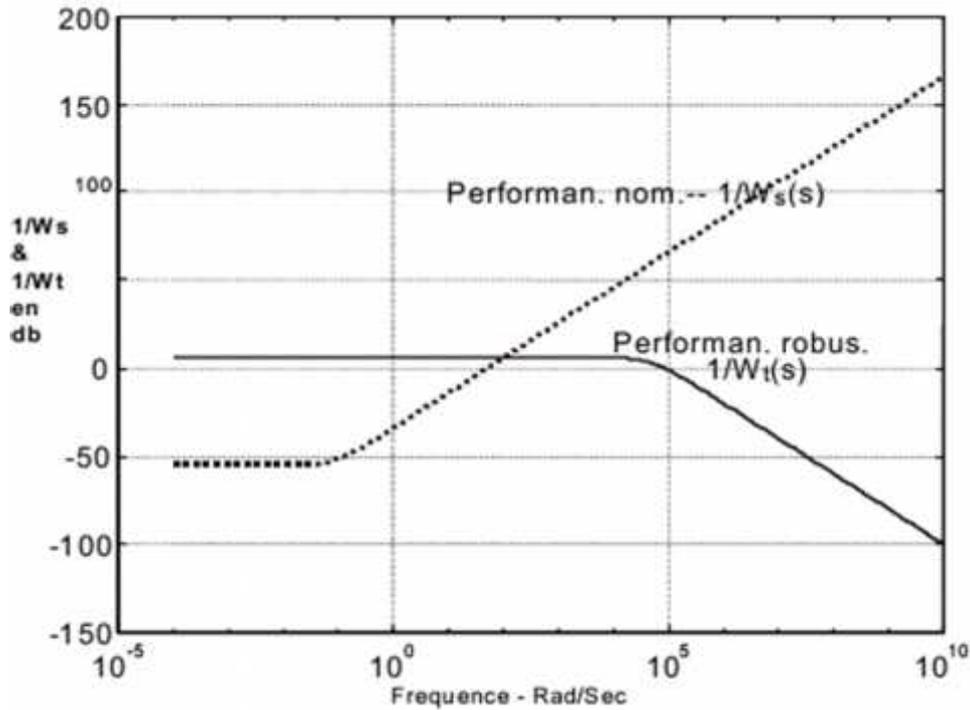


Figure (4.4) : Représentation classique des fonctions de pondération

IV.4.2. Méthodes définies par Doyle

Pour déterminer un correcteur robuste $C(s)$ assurant la stabilité et la performance d'un système perturbé, il est essentiel de satisfaire surtout le critère de performance nominale. En fait ce critère de performance nominale permet de synthétiser un correcteur propre $C(s)$, pour lequel le système de fonction de transfert nominal $P(s)$ remplissant la condition de stabilité interne,

vérifie : $\|W_s \times S\|_\infty < 1$, où W_s est une fonction de pondération stable.

Nous allons nous servir du lemme ci-dessous.

Lemme :

Soit \mathcal{S} l'ensemble des fonctions de transfert stable et propre (ou strictement propre). Si W_s est une fonction strictement propre telle que $W_s \in \mathcal{S}$ alors

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} \|W_s \times (1 - J)\|_\infty = 0 \quad \text{où} \quad J(s) = 1/(1 + \epsilon s)^d$$

avec d , un entier positif défini par :

$$d = (\text{degré du dénominateur de } P) - (\text{degré du numérateur de } P),$$

= un réel positif défini telle que $\|W_s \times (1 - J)\|_\infty < 1$ avec $J(s) \in \mathcal{S}$

Ainsi, connaissant les fonctions de transfert $W_s(s)$ et $P(s)$, les procédures de calcul pour la désignation d'un correcteur robuste $C(s)$ vérifiant les performances au nominal sont les suivantes (Doyle et al., 1992) :

Procédure 1: si P et P^{-1} stable

1- On détermine, d'abord, l'entier positif d , le degré de J

2- on choisit ensuite le réel ϵ suffisamment petit tel que :

$$\|W_s \times (1-J)\|_{\infty} < 1 \text{ où } J(s) = 1/(1+\epsilon \times s)^d$$

3- on pose $Q = P^{-1} \times J$ telle que $J(s) \in$

4- on détermine, enfin, l'ensemble des correcteurs de la forme :

$$C(s) = Q \times (1 - P \times Q)^{-1} \quad \text{où}$$

$$S = (1 - P \times Q) \quad \text{et } T = P \times Q$$

Procédure 2 : si P instable et P^{-1} stable

1- On effectue la factorisation première de $P(s)$: c'est à dire trouver quatre fonctions $N_p(s)$, $M_p(s)$, $X(s)$, et $Y(s)$ appartenant à $\mathbb{R}(s)$, satisfaisant l'équation appelée **égalité de Bezout** :

$$P(s) = N_p(s) / M_p(s), \quad N_p X + M_p Y = 1$$

2- on détermine le degré d de la fonction J : $d = d^\circ(M_p) - d^\circ(N_p)$ avec $d^\circ(M_p)$ et $d^\circ(N_p)$, degré respectif du dénominateur et numérateur de P

3- choisir le réel ϵ assez petit tel que :

$$\|W_s \times M_p \times Y(1-J)\|_{\infty} < 1 \quad \text{où } J(s) = 1/(1+\epsilon \times s)^d$$

4- poser $Q = Y \times N_p^{-1} \times J$ telle que $Q \in$

5- déterminer l'ensemble des correcteurs

$$C = (X + M_p \times Q) \times (Y - M_p \times Q)^{-1}$$

avec $S = M_p \times (Y - N_p \times Q)$ et $T = N_p \times (X + M_p \times Q)$.

Remarque :

Pour la factorisation en identité de Bezout, il est généralement conseillé de prendre :

$$N_p(s) = n(s) / (s + \epsilon)^d$$

et $M_p(s) = m(s) / (s + \epsilon)^d$ avec $\epsilon > 0$

Aussi, pour assurer à la fois la stabilité des fonctions $N_p(s)$ et $M_p(s)$ puis éviter des simplifications de pôles, on choisit le réel positif ϵ comme une "petite" valeur différente des racines des fonctions $n(s)$ et $m(s)$.

IV.4.3. Application sur l'ensemble de notre système MSAP

Conformément au deuxième chapitre, nous avons vu que la fonction de transfert nominale en boucle ouverte de notre système global est de la forme : $G(s) = k/s$ (voir figure 4.3). Cette dernière, n'étant pas asymptotiquement stable, peut être considérée comme une fonction instable ayant pour inverse $G^{-1}(s) = s/k$ (qui est une fonction stable). Par conséquent, la procédure (2) précédente pourra être éventuellement utilisée pour déterminer un correcteur assurant la stabilité interne (ou la performance) du système perturbé ou subissant quelques variations paramétriques, particulièrement celle de la résistance statorique du moteur.

Par ailleurs, un autre moyen qui nous semble plus efficace et couramment utilisé est d'utiliser tout simplement (Roozbeh et al., 2008) comme nouvelle fonction de transfert nominale, la fonction de transfert en boucle fermée avec retour unitaire du système donnée par la figure 3.3 et définie par la formule (4.15) :

$$P(s) = \frac{G(s)}{1+G(s)} = \frac{1}{1+T.s} \quad (4.15)$$

La valeur positive $T = 1/k$, représentant la constante de temps principale du système $P(s)$, est choisie selon l'objectif et le besoin de l'utilisateur.

Concernant l'étude de ce système, pour avoir une constante T compatible avec les constantes de temps de la machine (voir équation 3.17) ainsi qu'une montée rapide des réponses des courants, notre choix s'est porté sur : $T = 1/k = 10$ ms.

Le schéma bloc relatif au nouveau système à étudier est donné par la figure 4.5.

Nous avons maintenant un système stable du premier ordre, ayant pour fonction de transfert :

$$P(s) = \frac{1}{1+T.s} \quad \text{avec } T = 0.01 \text{ sec,}$$

On utilisera de ce fait la **procédure (1)** pour synthétiser un correcteur $C(s)$ assurant la performance robuste et la stabilité (en courants) du système global en dépit des perturbations et variations de la résistance statorique (R_s) sensible à l'échauffement du moteur. Ces

variations entraînent une erreur statique et altèrent certaines grandeurs de la machine en particulier le couple et la vitesse.

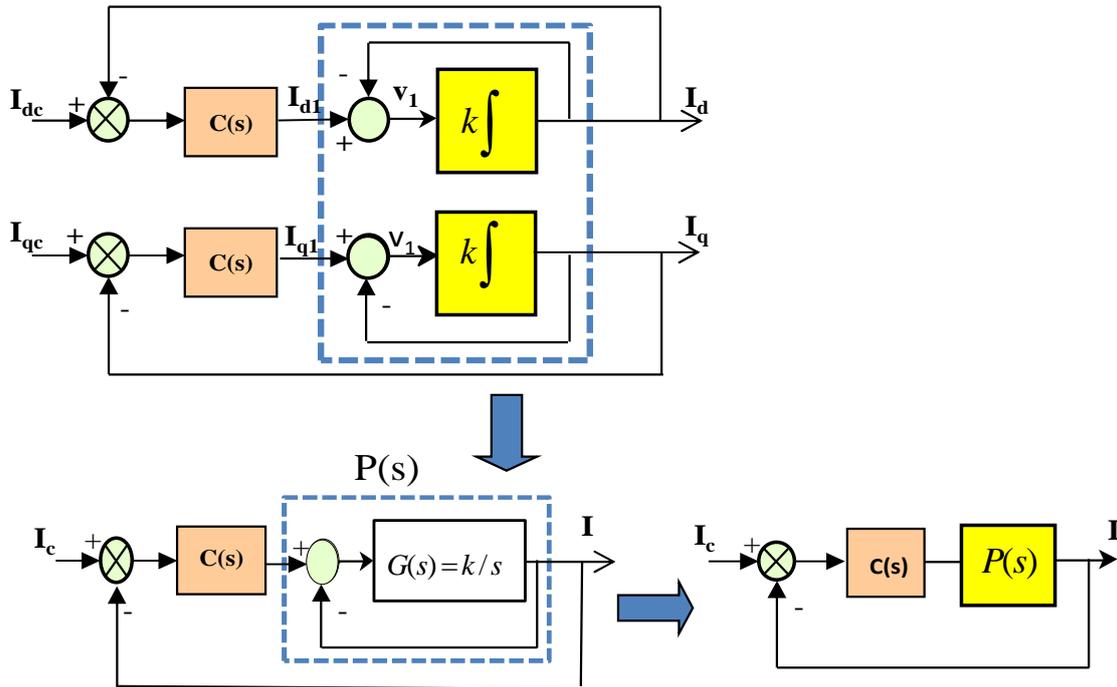


Figure (4.5) : schéma global du système à étudier

IV.4.3a) Synthèse du correcteur robuste et validation

En appliquant la procédure (1), on détermine la valeur de d , à savoir :

$$d = d^\circ(M_p) - d^\circ(N_p) = 1 \text{ où } P(s) = N_p / M_p.$$

Ensuite, partant des fonctions $J(s) = \frac{1}{1 + \ddagger \times s}$ et $W_s(s)$ obtenues, on détermine par

l'intermédiaire d'un diagramme de bode, donné par la figure 4.6, un réel tel que (pour $S = 1 - J$) l'inégalité (4.16) soit respectée.

$$\|W_s \times (1 - J)\|_\infty < 1 \quad (4.16)$$

A partir de la courbe illustrée par la figure 4.6, en choisissant $\ddagger = 5 \text{ ms}$, la condition (4.16) est favorablement respectée.

Par ailleurs, en posant : $Q(s) = P^{-1} \times J = \frac{T \times s + 1}{\ddagger \times s + 1}$ avec $\ddagger = 5 \text{ ms}$ et $T = 0.01 \text{ s}$, on détermine

l'ensemble des correcteurs assurant la performance et éventuellement la robustesse du système par la relation (4.17).

$$C(s) = \frac{Q}{1 - P \times Q} \quad (4.17)$$

Ce correcteur est ainsi inséré dans la boucle de commande de notre système comme le montre

le schéma de la figure 4.5 avec $C(s) = 2 \left(\frac{s+1/T}{s} \right)$ (4.18)

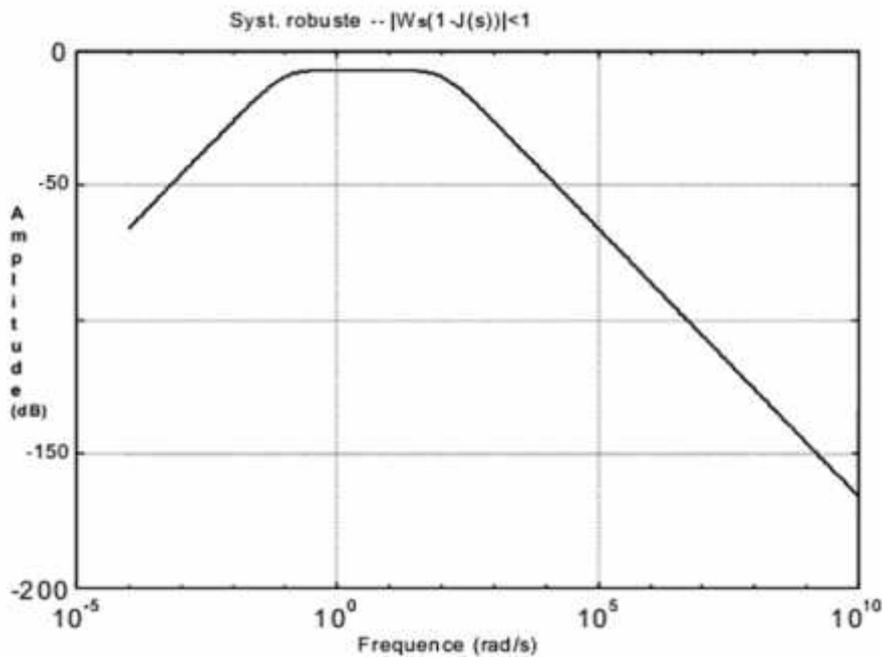


Figure (4.6) : Tracé de $|W_s \times (1 - J)|$ et condition de performance nominale $\|W_s \times S\|_\infty < 1/2$

La simulation du schéma-bloc (figure 4.5), en présence de perturbations de sortie de type échelon ou créneau, nous présente 2 cas de figure :

- $R_s = R_{sn}$: les figures 4.7 et 4.8, R_{sn} étant la résistance statorique nominale ;
- $R_s = 1.5 * R_{sn}$: les figures 4.9 et 4.10.

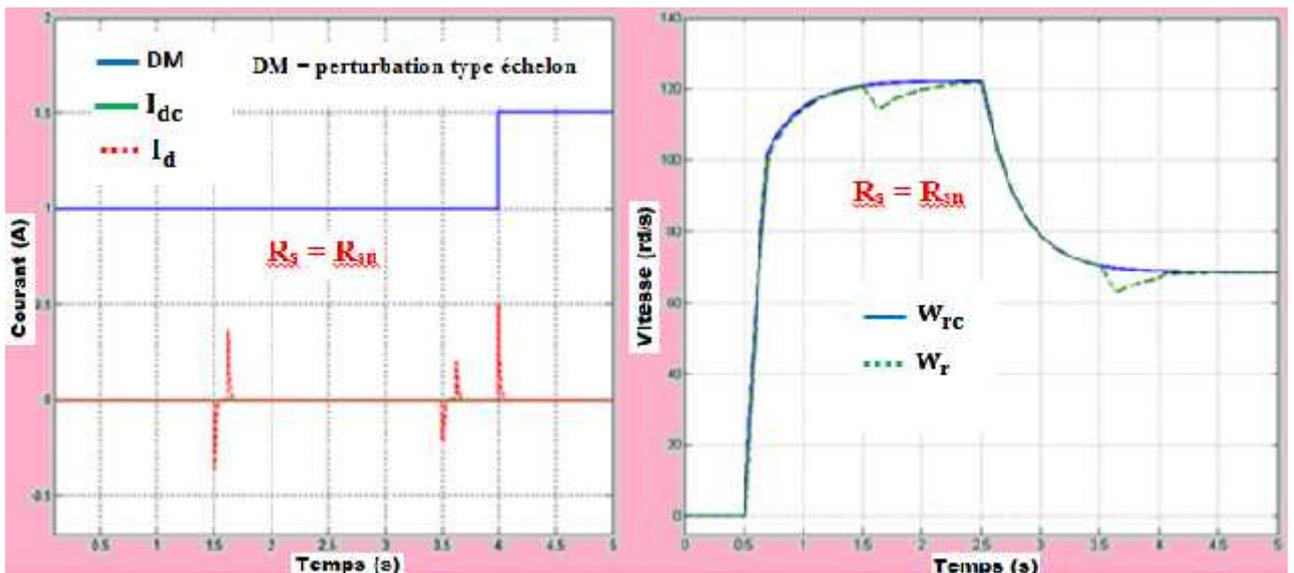


Figure (4.7) : Simulation courant et vitesse (perturbations en régime nominal)

Le courant I_d obtenu au niveau de la figure (4.7) suite à la perturbation due à un échelon en régime nominal présente quelques pics sans grande importance. De même la vitesse obtenue est acceptable.

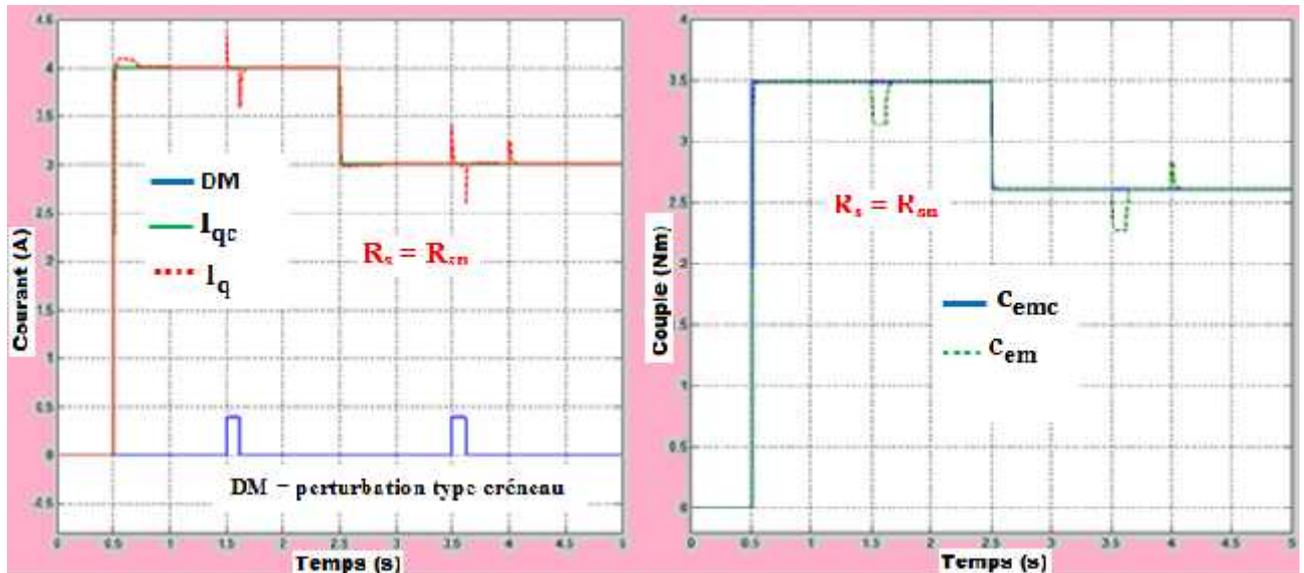


Figure (4.8) : Simulation courant et couple (perturbations en régime nominal)

La figure (4.8) permet de tirer les mêmes conclusions que précédemment en ce qui concerne le courant I_q et le couple en régime nominal.

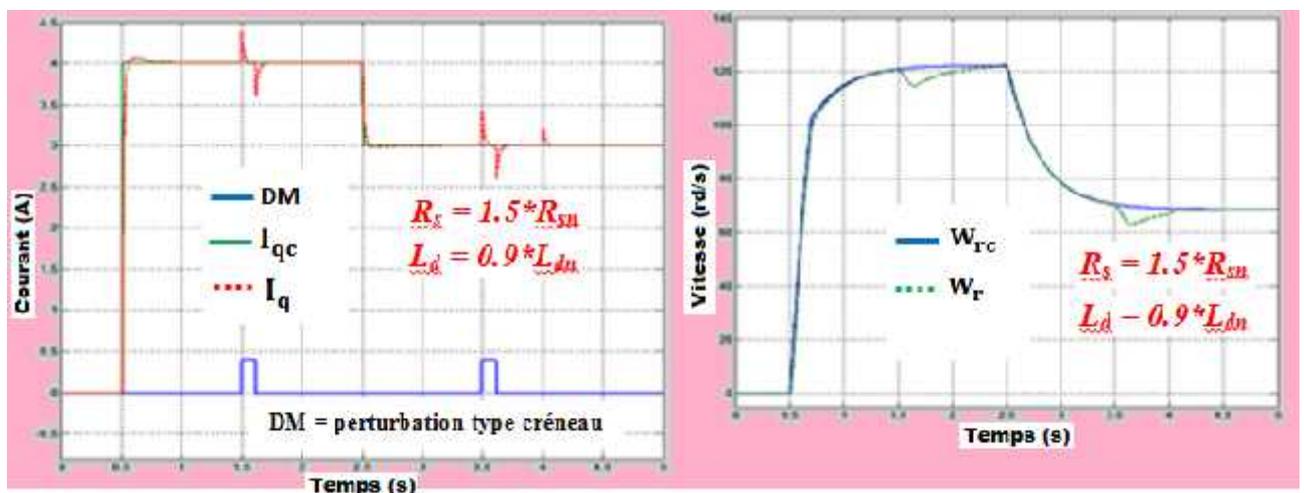


Figure (4.9) : Courant I_q et vitesse pour $R_s = 1.5 * R_{sn}$ et $L_d = 0.9 * L_{dn}$

La figure (4.9) montre que malgré les perturbations (échelon, variations de résistance statorique et d'inductance), les résultats obtenus sont encourageants au niveau du courant I_q et de la vitesse.

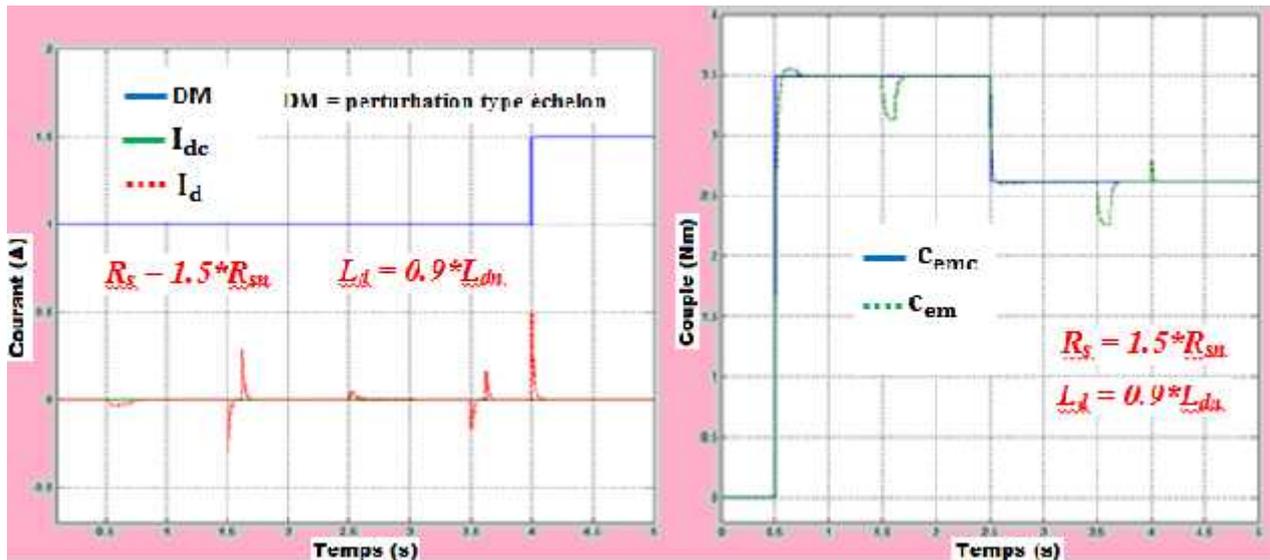


Figure (4.10) : Courant I_d et couple pour $R_s = 1.5 * R_{sn}$ et $L_d = 0.9 * L_{dn}$

La figure (4.10) permet de tirer les mêmes conclusions que précédemment, au niveau du courant I_d et du couple.

En conclusion, ces différentes simulations obtenues et illustrées par les figures (4.7) à (4.10) montrent que le correcteur $C(s)$ inséré dans le système permet d'avoir, quelle que soit la variation de la résistance statorique du moteur, une erreur statique convergeant vers zéro. Le découplage des deux axes d et q est parfaitement maintenu en régime nominal : les variations du courant I_q n'affectent pas la réponse du courant I_d et réciproquement.

En régime non nominal, lors des variations paramétriques, il y a un recouplage des axes diphasés aux instants de variation du courant I_q . Grâce à la présence des correcteurs robustes, ce phénomène de recouplage est rapidement atténué et, dans tous les cas, les perturbations (de type échelon ou créneau) sont rejetées ou réduites.

On note également la présence d'un faible couplage des courants vis-à-vis des perturbations. Cela était prévisible vu que la détermination de la loi de commande découplante (chapitre 3), faite en régime nominale (avec absence de perturbation), dépend à la fois de la mesure des deux courants I_d et I_q qui sont ici perturbés.

La commande ramène le courant de manière à avoir une erreur de poursuite nulle tout en atténuant les perturbations comme l'imposent la fonction de pondération $W_s(s)$. Les variations de la résistance statorique de la machine n'ont donc pas de grands effets sur les courants du système pourvu du correcteur $C(s)$.

On peut aussi vérifier, à travers les figures (4.11, 4.12) et (4.6, 4.13), que les conditions de stabilité robuste, de performance nominale et de performance robuste sont bien respectées à travers les inégalités (4.19).

- $\|W_t \times T\|_\infty < 1 \Rightarrow |T(j\check{S})| < \frac{1}{|W_t(j\check{S})|}$
 - $\|W_s \times S\|_\infty < 1 \Rightarrow |S(j\check{S})| < \frac{1}{|W_s(j\check{S})|}$
 - $\| |W_t \times T| + |W_s \times S| \|_\infty < 1$
- (4.19)

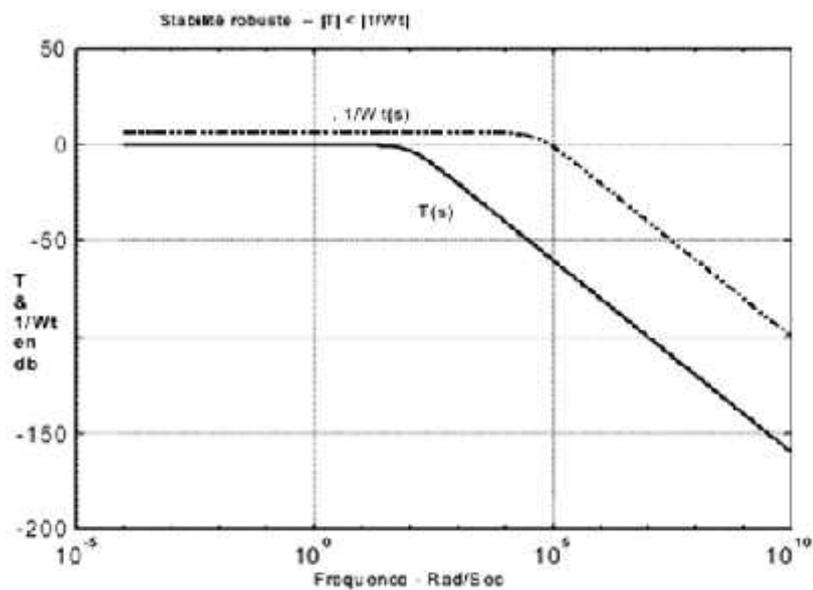


Figure (4.11) : Contrainte sur T

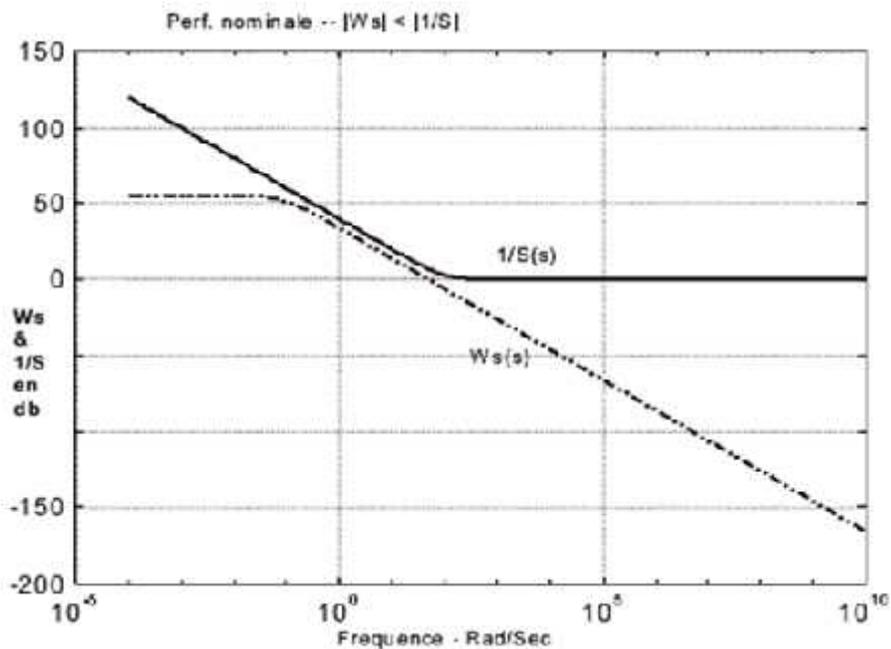


Figure (4.12) : Contrainte sur S

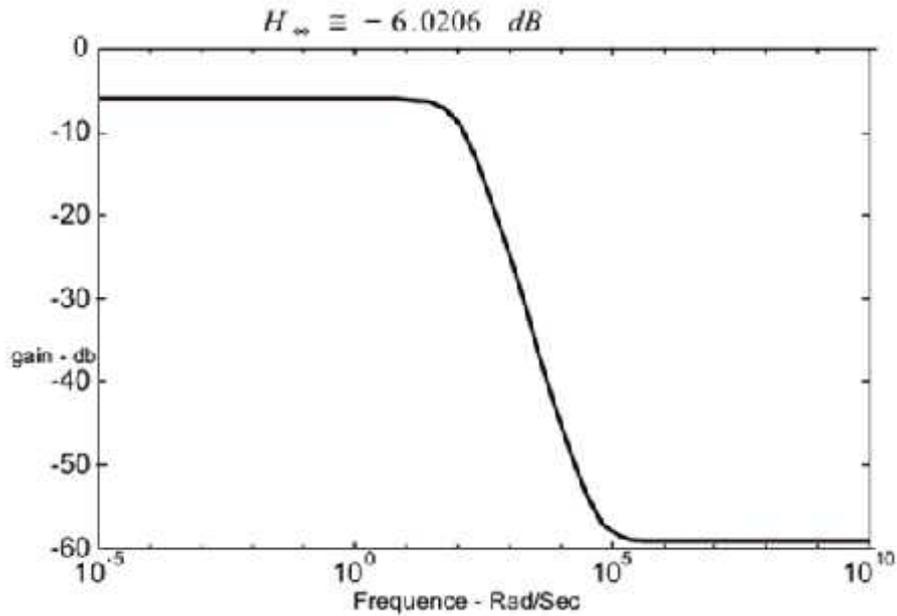


Figure (4.13) : Condition de stabilité robuste $\|W_t \times T\|_{\infty} < 1/2$

IV.5. CONCLUSION DU CHAPITRE 4

Après avoir présenté quelques principes de base de la commande H_{∞} , nous avons utilisé les algorithmes et procédure de Doyle afin de synthétiser des correcteurs de courant assurant la performance robuste de notre système, en partant d'un modèle de synthèse de premier ordre en boucle fermée.

Ainsi, en dépit des variations paramétriques (particulièrement de la résistance statorique de la machine), l'orientation du courant sur l'axe d et le découplage des axes (d, q) sont "à priori" maintenus malgré éventuellement quelques petits dépassements, dus à un faible couplage des axes diphasés, perceptibles sur les réponses.

Aussi, la synthèse de ces correcteurs robustes $C(s)$, proposée par Doyle, a-t-elle permis à la fois de réduire efficacement et rapidement l'effet des perturbations de type échelon ou créneau puis d'assurer nettement la poursuite de trajectoire.

CHAPITRE V :
TECHNIQUE D'OBSERVATION
PAR MODE GLISSANT DU MSAP
SANS CAPTEUR MECANIQUE

V.1. INTRODUCTION

La mise en œuvre de la commande performante du MSAP nécessite un capteur permettant de donner à chaque instant t une valeur approximative de l'état $x(t)$, d'où une bonne connaissance de la vitesse ou de la position d/dt relative de son rotor. Or, les capteurs physiques, provenant de l'instrumentation, utilisés pour la mesure de cette vitesse ou position (résolveurs, codeurs incrémentaux, sondes à effet Hall,...), sont souvent coûteux (achat, installation, maintenance), difficiles à réaliser pour des raisons techniques et augmentent le volume de l'actionneur complet (notamment le nombre de câbles), ce qui réduit la fiabilité de l'ensemble. Pour contourner ces problèmes, on est amené à concevoir un autre type de capteurs (*capteurs logiciels*), appelés plus communément des *observateurs*. Ces derniers sont des algorithmes fondés sur un modèle du système et utilisant une information pertinente donnée par des capteurs physiques. Ces capteurs logiciels délivrent à chaque instant une estimation en ligne des variables d'état non mesurées du système et ont pour avantage de ne pas nécessiter d'électronique supplémentaire.

Autrement dit, un observateur est un moyen de mesure " informatique " qui permet de retrouver tous les états d'un système industriel en disposant du minimum d'informations sur ces états. Ce minimum d'informations est obtenu à l'aide d'un capteur physique. Un observateur permet donc d'optimiser le nombre de capteurs dans une application industrielle ; d'où, son intérêt économique dans l'industrie.

Durant les dernières décennies, beaucoup de travaux en automatique ont été menés sur la conception d'observateurs (Amor et al., 2014 ; Ezzat, 2011 ; Kassem, 2013).

Cette partie a pour objectif principal d'étudier différentes techniques d'estimation de la vitesse rotorique (ou du couple moteur) du MSAP sans capteur mécanique.

Pendant la conception de la commande non linéaire et robuste permettant d'asservir les courants $[I_d, I_q]$, on a supposé que les grandeurs de vitesse de position et couple de charge sont mesurables par l'intermédiaire de capteurs mécaniques. Cependant pour des raisons économiques, techniques et/ou de sûreté de fonctionnement, les algorithmes d'automatisation implantés sur un banc d'essai expérimental imposent de s'affranchir de ces capteurs physiques.

Les informations de vitesse, position et couple de charge sont souvent difficilement accessibles ou mesurables en temps réel et continu lors du fonctionnement du moteur, et ne peuvent être lues directement. Il est donc plutôt simple de déterminer un algorithme

numérique afin de reconstruire ou d'estimer les valeurs de la vitesse, de la position, et du couple de charge à partir de la mesure des grandeurs électriques.

De multiples études ont été menées, et sans prétention d'exhaustivité, nous pouvons distinguer deux approches basiques. Celles qui sont qualifiées d'approche sans modèle reposant sur une heuristique et proches de l'intelligence artificielle (réseaux de neurones (Wolbank et al., 2004 ; Kuchar et al., 2004)) puis, celles qui sont basées sur un modèle de comportement de la machine s'appuyant notamment sur des techniques d'observation issues de l'automatique (observateur de Luenberger, filtre de Kalman, ... (Carrière, 2010 ; Ghanes, 2005)).

L'observateur ou l'estimateur doit cependant avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec un capteur physique et mécanique. Il est donc important, lors de l'élaboration d'une telle approche d'estimation, de mettre l'accent sur les précisions statiques et dynamiques de celle-ci en fonction des bruits, perturbations ou variations paramétriques du MSAP.

L'objectif est d'allier les performances en minimisation de perturbation / bruit de cet observateur pour s'affranchir des difficultés de mesures ainsi que de la propriété stochastique modélisée sur les états pour pallier l'incertitude paramétrique.

Ainsi, pour leurs qualités de robustesse par rapport aux bruits, leurs propriétés d'estimation de systèmes non linéaires ou simplicité de fonctionnement, deux approches d'observateurs de vitesse, position et couple sont abordées dans ce travail, à savoir :

- l'observateur à mode glissant (Asseu et al., 2010 ; Faiza, 2011), une approche utilisée pour tout système linéaire ou non linéaire. Le principe est de contraindre, par une simple « fonction signe », un système à converger en temps fini vers une « surface de glissement ». Une fois sur cette surface, apparaît un mode de glissement pendant lequel l'erreur d'estimation des états à observer s'annule. Il ne fait aucune supposition sur les bruits et erreurs d'origines diverses ;
- le Filtre de Kalman, un observateur permettant une estimation dans un contexte stochastique défini, basé sur la théorie de Kalman (Chouter, 1995 ; Titaouine et al., 2006). C'est une technique d'estimation pour un système en présence de bruits (avec certaines hypothèses sur les bruits) sur l'état et/ou sur la sortie. Son objectif est de rejeter ces bruits selon un algorithme fonction de la détermination et du réglage d'une matrice de gain.

Par ailleurs, afin d'implanter ces techniques d'estimation sans capteur (en particulier de vitesse, position et/ou couple) sur un dispositif en temps réel puis de rendre l'observation plus robustes vis-à-vis des variations de la résistance statorique (R_s), il est nécessaire d'élaborer des **observateurs d'ordre complet et étendus** (Qian et al., 2013 ; Morand, 2005) permettant d'effectuer une estimation en ligne de la vitesse, de la position, du couple de charge, et de la résistance statorique.

En somme, ce chapitre se présente comme suit :

- dans un premier temps, nous rappellerons les principes généraux d'un observateur et la notion d'observabilité ;
- dans un second temps, nous développerons la formulation nécessaire à l'estimation d'abord de la vitesse, de la position et du couple du MSAP. Nous pourrions alors établir la synthèse d'abord de l'observateur par mode glissant étendu (Tety et al., 2015b) et ensuite du filtre de Kalman étendu (Gowda et al., 2013 ; Tety et al., 2015a) ;
- nous présenterons, enfin, des résultats de simulation de ces deux observateurs sur un MSAP en vue de reconstituer la vitesse, la position et le couple de charge en présence des variations de la résistance statorique et des bruits de mesure. Via ces simulations, nous ferons des analyses comparatives de synthèse et performances de ces observateurs.

V.2. PRINCIPES GENERAUX D'UN OBSERVATEUR

V.2.1. Objectif d'un observateur

L'objectif d'un observateur est d'estimer des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe. Autrement dit, l'observation des états d'un système consiste à reconstituer les états non mesurables ou non accessibles à partir des grandeurs accessibles et mesurables du système. Cet observateur est une extension du modèle d'un système dynamique décrit sous forme de représentation d'état ; sa structure est illustrée par la figure 5.1.

Si x désigne l'état (non mesuré) du système, \hat{x} représente l'estimation de l'état faite par l'observateur.

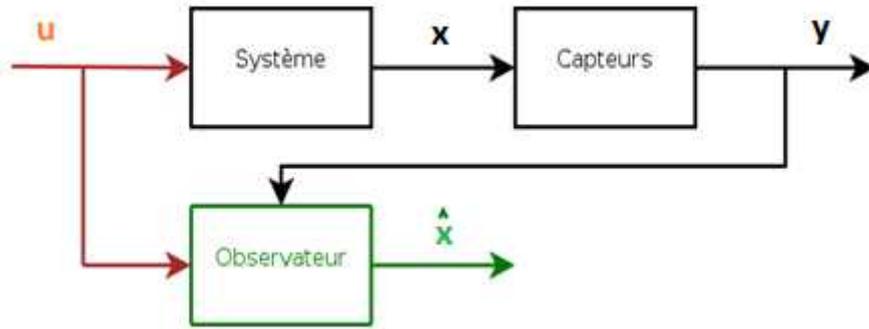


Figure (5.1) : structure d'un observateur

L'estimation de l'état se fait en recopiant de façon virtuelle la dynamique du système en prenant en compte non seulement la commande u , mais aussi les sorties y du système (les mesures) dans le but de corriger les écarts éventuels.

V.2.2. Notions d'observabilité et représentation d'un observateur

Les notions d'observabilité, rappelées ici dans un contexte non linéaire et général, sont issues des travaux de Hermann et Krener (Hermann et al. ; 1977).

Nous considérons, sur un voisinage $X \subset \mathbb{R}^n$, le système dynamique de la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (5.1)$$

où f est un champ de vecteurs défini sur X et h est une fonction définie sur X à valeur dans \mathbb{R} . La variable $x(t)$ s'appelle l'état du système, $u(t)$ le vecteur de commande et $y(t)$ sa sortie (la mesure). Nous dirons que le système dynamique (5.1) est donné par la paire (f, h) .

La définition suivante donne une notion d'observateur largement répandue dans la littérature.

Définition 5.1 : Représentation d'état d'un observateur

On appelle un observateur, donné par la figure 5.1 ci-dessus, du système dynamique (5.1) tout système dynamique auxiliaire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{z}(t) = \tilde{f}(z(t), u(t), y(t)) \\ \tilde{x}(t) = \tilde{h}(z(t), u(t), y(t)) \end{cases} \quad (5.2)$$

dont la sortie est l'état estimé $\tilde{x}(t)$ telle que l'erreur d'observation $e(t)$ converge vers zéro :

$$e(t) = \tilde{x}(t) - x(t) \quad 0 \text{ quand } t \rightarrow +\infty$$

Définition 5.2 : Critère d’Observabilité au sens du rang

Considérons le système dynamique de la forme (5.1). On dit que la paire (f, h) est observable au sens du rang si la différentielle de la sortie h avec les différentielles de ses dérivées de Lie successives dans la direction de f jusqu’à l’ordre $(n-1)$ sont indépendantes (sur un voisinage de 0). Autrement dit si et seulement si le rang de la matrice d’observabilité :

$$M_O = \begin{bmatrix} dh \\ d_f h \\ \dots \\ d_f^{(n-1)} h \end{bmatrix} \tag{5.3}$$

est égal au rang n du système (5.1) où l’écriture de $d_f^k h$ ici est donnée par le co-vecteur :

$$d_f^k h = \left(\frac{\partial L_f^k h}{\partial x_1}, \frac{\partial L_f^k h}{\partial x_2}, \dots, \frac{\partial L_f^k h}{\partial x_n} \right)$$

On remarque que $L_f^k h = y^{(k)}$ est la dérivée $k^{\text{ième}}$ de la sortie y dont les composantes sont indiquées par la relation (5.4).

$$\varphi(x) = \begin{pmatrix} y \\ y \\ \dots \\ y^{(n-1)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h(x) \\ L_f h(x) \\ \dots \\ L_f^{(n-1)} h(x) \end{pmatrix} \tag{5.4}$$

On montre ainsi que l’état x s’écrit (localement) en fonction de la sortie y et de ses dérivés successives. Cette dernière propriété (5.4) peut être prise pour la définition d’un système observable au sens du rang donnée par l’expression (5.3).

L’observabilité en non linéaire est généralement donnée au sens ‘localement faiblement’ observable par la définition (5.3).

Définition 5.3 : Observabilité ‘locale faible’ des systèmes non linéaires

Si le système (5.1) est observable au sens du rang, alors les conditions suivantes sont équivalentes :

- le système est localement faiblement observable ;
- le système est faiblement observable.

Le caractère local, tel que défini ici, est une condition plus forte que l’observabilité globale.

V.2.3. Application de l'observabilité au modèle du MSAP

Reprenons le système global du MSAP, donnée par l'équation (2.20). Nous obtenons les relations (5.5).

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \cdot i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - p \cdot i_d - \frac{\Phi_r}{L_q} p + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{p}{J} \Phi_r \cdot i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \end{cases} \quad (5.5)$$

Dans les chapitres précédents, nous avons vu que ce modèle dynamique de PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) est une représentation d'états non linéaire où une variation de la résistance statorique peut induire une instabilité globale du système complet. Ainsi, pour préserver cette stabilité, nous avons proposé dans ce mémoire, une commande linéarisante par retour d'états afin d'asservir les courants du système via des correcteurs robustes. Cependant la résolution de cette commande « feedback » exige la connaissance de la vitesse (ou position) qui n'est pas mesurable ici. De ce fait, une évaluation ou estimation en ligne de la vitesse (et position) est nécessaire.

Aussi, afin de tenir compte des variations du couple de charge et de la résistance statorique, allons-nous concevoir, dans cette partie, un observateur étendu d'ordre six afin de fournir une estimation en ligne de la vitesse, de la position de rotor, du couple de charge et de la résistance statorique dans un PMSM.

Cependant, avant de proposer ici la synthèse d'un observateur d'ordre complet étendu, il est nécessaire de procéder à l'analyse de l'observabilité du système (5.5).

Dans notre application de commande par observation du MSAP, nous pouvons poser les considérations suivantes :

- ✓ paramètres du modèle : connus, non nuls et invariants ($R_s, L_d, f, p, J, \Phi_r$) ;
- ✓ courants statoriques : sorties mesurés $y = [y_1 \ y_2]^T = [h_1 \ h_2]^T = [i_d \ i_q]^T$;
- ✓ tensions statoriques : fournies par la commande ou les entrées (u_d, u_q) ;
- ✓ grandeur à observer : la vitesse (Ω) ou la position ($\theta = p \times \Omega$) ;
- ✓ les variables d'états : $[i_d \ i_q \ \Omega]$ d'où un système d'ordre $n = 3$.

Pour l'analyse de l'observabilité du système (5.5), nous pouvons utiliser la définition (5.2) relative au **critère d'Observabilité au sens du rang** où la matrice d'observation est donnée par la relation (5.6).

$$M_O = \begin{bmatrix} dy \\ dy \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} dh \\ d \int h \\ d \int h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} dy_1 \\ dy_2 \\ dy_1 \\ dy_2 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

On vérifie que le calcul de la dimension des équations (5.6) suffit ici à conclure sur l'observabilité en recherchant le déterminant.

$$\det \left\{ \begin{bmatrix} dy_1 \\ dy_2 \end{bmatrix} \right\} = d \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = 1 \quad \text{ou encore} \quad d \left\{ \begin{bmatrix} dy_1 \\ dy_2 \end{bmatrix} \right\} = \left(\frac{R_s}{L_d} \right)^2 + (p \times h)^2$$

Le déterminant de ces deux sous-matrices d'observabilité est non nul et constant quel que soit la variation de la vitesse pour tout x appartenant à \mathbb{R} . Par conséquent, le système (5.5), vérifiant la condition de rang d'observabilité, est localement faiblement observable. La synthèse de l'observateur est donc envisageable.

Il faut rappeler qu'il s'agit ici de développer une méthode d'estimation des grandeurs mécaniques du MSAP à pôles lisses ayant les propriétés suivantes :

- ✓ avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec un capteur mécanique ;
- ✓ posséder une robustesse vis-à-vis des perturbations, du couple de charge (C_r) et des variations de la résistance statorique (R_s).

L'objectif ici est donc d'élaborer des algorithmes d'observation par mode glissant ou filtre de Kalman permettant d'effectuer une estimation en ligne de la vitesse, de la position, du couple de charge et de la résistance statorique.

V.3. PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR PAR MODE GLISSANT

La notion d'estimation par mode de glissement a été depuis longtemps appliquée à la commande des machines électriques et à l'observation de manière générale (LA CAVA et al., 1990 ; Asseu et al., 2008). Le principe est de contraindre, par des fonctions discontinues, un système à converger en temps fini vers une surface S appelée « *surface de glissement* » ou « *hypersurface* ». Une fois sur cette surface apparaît un mode de glissement pendant lequel l'erreur d'estimation des états à observer s'annule (***mode de glissement***).

Ainsi, cette hypersurface S , dépendant de toutes les variables mesurables et de dimension $(n-p)$, est choisie de telle sorte qu'on obtienne l'équation (5.7).

$$S(\mathbf{y}, \mathbf{u}, \mathbf{x}, \mathbf{y}) = 0 \quad S = \{\mathbf{x} / \mathbf{y} = \mathbf{y} - \mathbf{y} = 0\} \quad (5.7)$$

On conclut que pour un système (de n états et p sorties) "localement faiblement" observable, on obtient les relations (5.8).

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \\ \mathbf{y} = \mathbf{C} \times \mathbf{x} \end{cases} \quad (5.8)$$

La structure générale de l'Observateur à Mode Glissant (**OMG**) est alors donnée par le système d'équations (5.9).

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) + \mathbf{K} \times \mathbf{s} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C} \times \mathbf{x} \end{cases} \quad (S) \quad (5.9)$$

Le paramètre \mathbf{K} , de dimension $(n \times p)$, est une matrice de gain à déterminer de manière à minimiser l'erreur d'observation. La fonction signe (sgn) est la fonction discontinue classiquement utilisée, mais il est possible de choisir d'autres fonctions. En pratique la fonction saturation ou la fonction arc-tangente sont souvent utilisées.

L'adaptation des Observateurs à Mode Glissant (**OMG**) aux MSAP a déjà été testée de nombreuses fois pour l'estimation de la vitesse dans divers documents (Zheng, 2008 ; Asseu et al., 2010) et (Morand, 2005). Pour certains, seuls des résultats de simulation sont donnés, et les grandeurs observées ne sont pas utilisées pour la commande (qui est souvent linéaire). Pour d'autres, les performances face aux perturbations et variations paramétriques (telles que les variations de la résistance du stator) sont ignorées.

Dans cette section, afin de prendre en compte les effets des variations du couple de charge et de la résistance statorique, un **OMG étendu** (Yoboue et al., 2014a ; Tety et al., 2015b) sera donc désigné ici pour une reconstitution en ligne des courants (I_d et I_q), de la vitesse ou de la position (Ω ou θ), du couple (C_r), et de la résistance du stator (R_s) en présence d'incertitudes paramétriques et de perturbations (bruits de mesures, l'environnement, ...).

Application de l'OMG pour l'estimation des grandeurs du MSAP

On suppose que dans la représentation d'états du MSAP donnée par l'équation (5.5) et sans capteur de vitesse (), de position ($\theta = p \times$) et de couple de charge (C_r), seuls les courants statoriques (I_d, I_q) = (z_1, z_2) sont mesurables.

Ainsi, afin de tenir compte de la reconstruction de la position du rotor et du couple de charge, le modèle du MSAP donné par l'équation 5.5, étendu aux variables de position et couple de charge, peut s'écrire comme selon les équations (5.10).

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{F}(\mathbf{X}) + \mathbf{G} \cdot \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{H}(\mathbf{X}) = [\mathbf{h}_1(\mathbf{X}) \quad \mathbf{h}_2(\mathbf{X})]^T = [\mathbf{I}_d \quad \mathbf{I}_q]^T \end{cases} \quad (5.10)$$

Les grandeurs \mathbf{X} et \mathbf{U} s'écrivent : $\mathbf{X} = [\mathbf{I}_d \quad \mathbf{I}_q \quad \theta \quad C_r]^T$, $\mathbf{U} = [\mathbf{V}_d \quad \mathbf{V}_q]^T$

On définit alors $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ et \mathbf{G} par les relations ci-dessous.

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} f_1(\mathbf{X}) \\ f_2(\mathbf{X}) \\ f_3(\mathbf{X}) \\ f_4(\mathbf{X}) \\ f_5(\mathbf{X}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \cdot I_q \\ -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p \cdot I_d - \frac{p \cdot f}{L_q} \\ -\frac{f}{J} + \frac{p \cdot f}{J} I_q - \frac{T_L}{J} \\ p \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

V.3.1. Estimation de la vitesse et position par l'OMG sans variation de R_s

Supposons que $(\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4)$ désignent respectivement les estimées de la vitesse rotorique, de la position, du couple de charge, et de la résistance statorique (ω, θ, C_r, R_s) puis (\hat{z}_1, \hat{z}_2) celles des courants statoriques (I_d et I_q).

Dans un premier temps, **sous l'hypothèse que la résistance du stator R_s est constante lors du fonctionnement du moteur**, on peut donc écrire $R_s = R_S = \hat{x}_4$.

Ainsi, la structure de l'OMG, basée sur l'expression (5.9) et appliquée au système (5.10) ci-dessus, permet d'obtenir la relation (5.11).

$$\dot{\hat{\mathbf{X}}} = \Psi(\hat{\mathbf{X}}, \mathbf{U}) + \mathbf{K} \times \mathbf{J}_s \quad \text{avec} \quad \hat{\mathbf{X}} = [\hat{I}_d \quad \hat{I}_q \quad \hat{\theta} \quad \hat{C}_r]^T = [\hat{z}_1 \quad \hat{z}_2 \quad \hat{x}_1 \quad \hat{x}_2 \quad \hat{x}_3]^T$$

$$\Psi(\hat{X}, U) = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} \times z_1 + p \times \hat{x}_1 \times z_2 + \frac{V_d}{L_d} \\ -p \times \hat{x}_1 \times z_1 - \frac{R_s}{L_q} \times z_2 - \frac{p \times r}{L_q} \times \hat{x}_1 + \frac{V_q}{L_q} \\ \frac{p \times r}{J} \times z_2 - \frac{f}{J} \times \hat{x}_1 - \frac{\hat{x}_3}{J} \\ p \times \hat{x}_1 \end{pmatrix} \quad (5.11)$$

Le paramètre τ décrit une légère variation du couple de charge (due aux perturbations environnementales) lors du fonctionnement du MSAP et la matrice de gains de l'OMG est représentée par K . Le vecteur de commutation J_s , appelée aussi fonction signe et fonction des courants estimés, est donnée par l'expression ci-dessous.

$$J_s = \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = M^{-1} \times \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \times z_2 & -\frac{z_1}{L_d} \\ -(p \times z_1 + \frac{p \times r}{L_q}) & -\frac{z_2}{L_q} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix}$$

Afin de vérifier et satisfaire la condition de convergence du système (5.11) de manière à minimiser l'erreur d'observation, l'expression de la matrice de gains K peut être définie par la relation (5.12).

$$K = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \\ K_4 \\ K_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \times z_2 & -\frac{z_1}{L_d} \\ -(p \times z_1 + \frac{p \times r}{L_q}) & -\frac{z_2}{L_q} \\ r - \frac{f}{J} & 0 \\ p & 0 \\ n & n \end{bmatrix} \times \Gamma \quad ; \quad \Gamma = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Les gains (s , n et τ) sont des réels positifs à ajuster afin de satisfaire les conditions de stabilité et de robustesse de la commande découplante par observation, p étant le nombre de pôles.

Justification du choix de la matrice K

En adoptant le principe de mode de glissement donné par l'équation (5.7), la matrice S , définissant une surface de glissement, converge vers zéro si la relation (5.13) est respectée.

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = M^{-1} \times \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} = 0 \quad \Rightarrow \quad \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (5.13)$$

Ainsi, en posant $\begin{bmatrix} \tilde{z}_1 \\ \tilde{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \\ \tilde{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \\ x_3 - \hat{x}_3 \\ x_4 - \hat{x}_4 \end{bmatrix}$

les dynamiques de l'erreur d'observation s'écrivent selon la relation (5.14).

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \times z_2 \times \tilde{x}_1 - \frac{z_1}{L_d} \times \tilde{x}_4 - K_1 \times J_s \\ - \left(p \times z_1 + \frac{p \times \Phi_r}{L_q} \right) \times \tilde{x}_1 - \frac{z_2}{L_q} \times \tilde{x}_4 - K_2 \times J_s \\ \frac{-f}{J} \times \tilde{x}_1 - \frac{1}{J} \times \tilde{x}_3 - K_3 \times J_s \\ p \times \tilde{x}_1 - K_4 \times J_s \\ -K_5 \times J_s \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Partant des estimations d'erreur des courants, la dérivée de l'équation (5.13) donne la relation (5.15).

$$\frac{d}{dt} = M^{-1} \times \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad \dot{a} \quad \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = M \times \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \times J_s \quad (5.15)$$

En posant :

$$\begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} = M \times \Gamma = \begin{bmatrix} p \times z_2 & -\frac{z_1}{L_d} \\ - \left(p \times z_1 + \frac{p \times \Phi_r}{L_q} \right) & -\frac{z_2}{L_q} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} S & 0 \\ 0 & S \end{bmatrix}$$

La solution des équations (5.13) = 0 et (5.15) = 0 permettent de déduire le vecteur de commutation J_s par l'expression (5.16).

$$S = 0 \quad \frac{d}{dt} = 0 \quad \Rightarrow \quad J_s = -1 \times \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_4 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Et en remplaçant cette dernière dans les dynamiques de l'erreur d'estimation données en (5.14), on obtient l'expression (5.17).

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \\ \ddot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-f}{J} \times \ddot{x}_1 - \frac{1}{J} \times \ddot{x}_3 - K_3 \times \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} \\ p \times \ddot{x}_1 - K_4 \times \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} \\ -K_5 \times \begin{bmatrix} \ddot{x}_1 \\ \ddot{x}_2 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Cet ensemble composé de la dynamique de l'erreur d'observation de la vitesse, de la position et du couple de charge est stable et converge exponentiellement vers zéro avec un choix adéquat des gains K_3 , K_4 et K_5 selon les expressions (5.18) à partir de l'équation (4.12).

$$\begin{bmatrix} K_3 \\ K_4 \\ K_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r - \frac{f}{J} & 0 \\ p & 0 \\ n & n \end{bmatrix} \times \Gamma \quad ; \quad \Gamma = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} \quad \text{avec } s > 0 \quad (5.18)$$

Choix des gains et :

Le réglage des gains \mathbf{K} (présents dans la matrice \mathbf{K}) s'effectue en ligne lors de la simulation ou du déploiement de l'algorithme de commande par observation sur un banc moteur.

Cependant, on peut noter quelques principes de réglage qui sont :

- les grandeurs positives \mathbf{K}_3 et \mathbf{n} permettent d'ajuster respectivement les dynamiques d'observation de la vitesse (ω) et du couple de charge (C_r) ;
- le gain \mathbf{K}_5 permet de régler le gain de la fonction signe de l'erreur d'observation. On peut ainsi comprendre qu'une forte valeur créera des oscillations autour de la valeur observée.

Simulations sur le MSAP

Pour tester les performances de l'estimation par mode glissant étendu conçue, nous avons visualisé les états simulés $[I_d \ I_q \ \theta \ C_r]^T$ et leurs estimées en régime nominal.

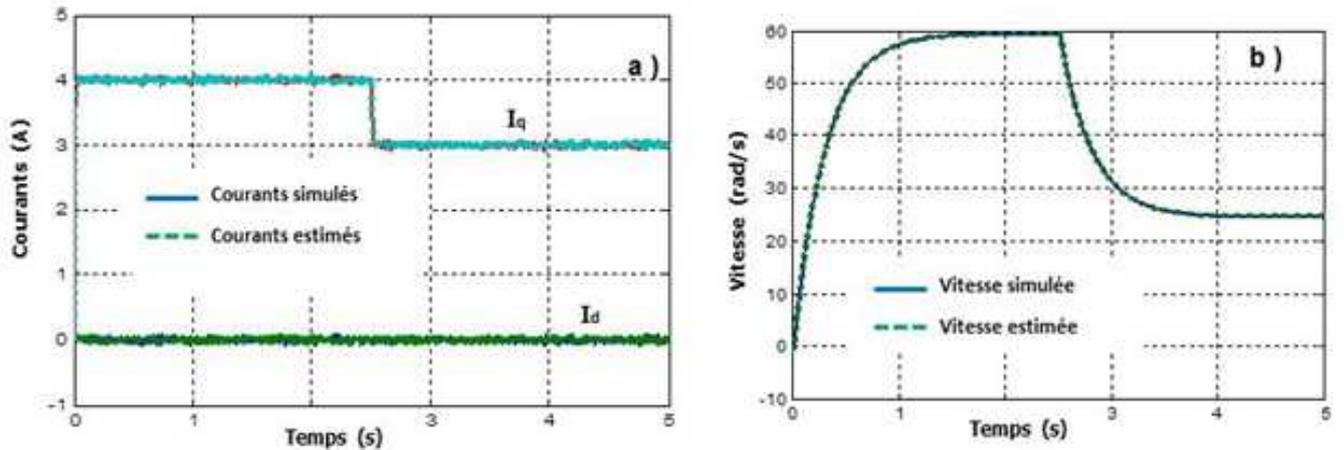


Figure (5.2) : Estimation des courants et vitesse en régime nominal

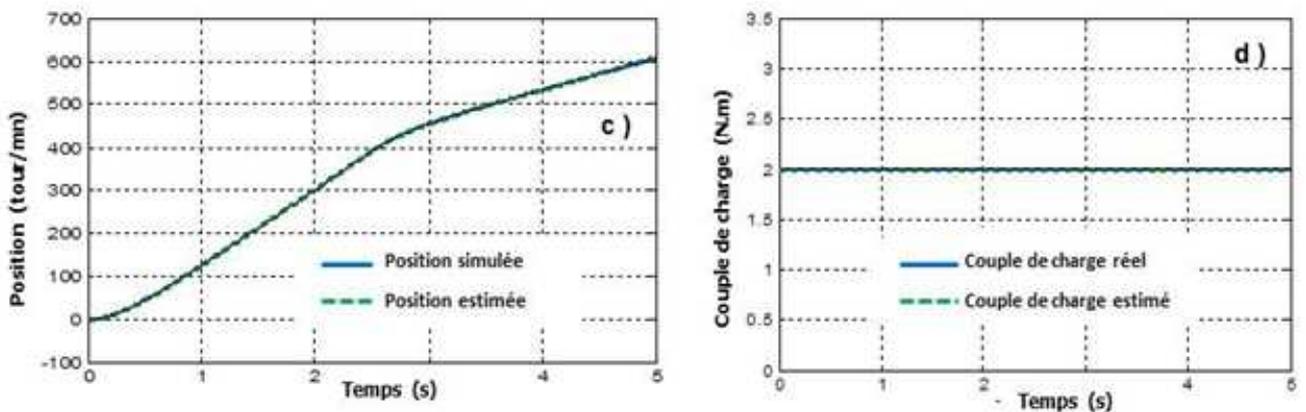


Figure (5.3) : Estimation de la position et du couple en régime nominal

Les figures 5.2 et 5.3 ci-dessus indiquent que les états $[I_d \quad I_q \quad \theta \quad C_r]^T$ simulés et leurs observés sont pratiquement identiques avec une erreur d'observation convergeant vers zéro. Nous obtenons ainsi une bonne estimation des courants, vitesse, position et couple via l'observateur par mode glissant en régime nominal.

V.3.2. Performance l'OMG face aux variations de R_s

Il est question de vérifier si l'observateur par mode glissant permet d'estimer correctement la vitesse et les couples (C_r et C_{em}) en cas de variation de la résistance du stator. En effet la construction de cet observateur de vitesse se fait surtout grâce aux courants (en particulier I_q) qui dépendent de R_s .

Cette forte dépendance des courants de la résistance statorique fait qu'une différence entre la valeur réelle (ici $R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$) au niveau du MSAP lors de son fonctionnement et celle utilisée ($R_s = R_{sn}$) dans des algorithmes de commande et d'observation, élimine la stabilité du courant, pouvant engendrer des erreurs non nulles entre les grandeurs simulées et observées.

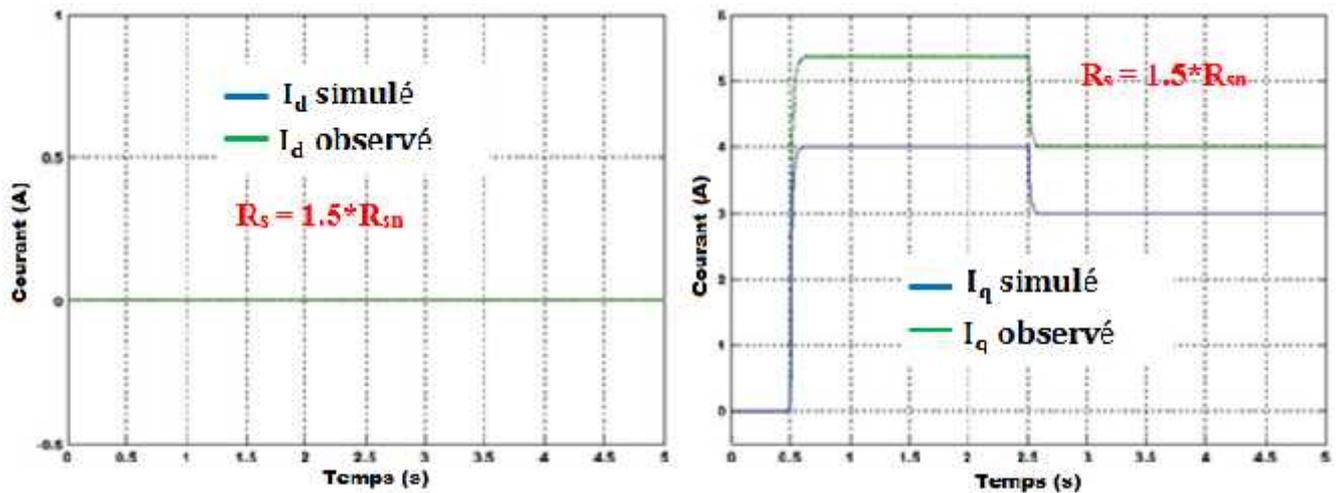


Figure (5.4) : Estimation des courants pour $R_S = 1.5 * R_{sn}$

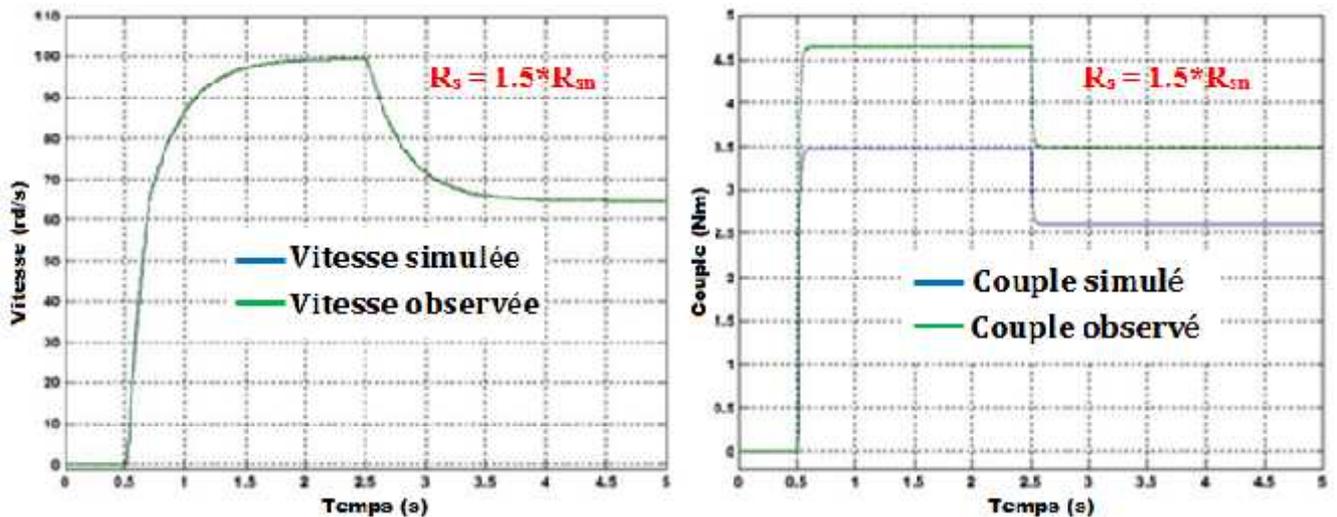


Figure (5.5) : Estimation du couple et de la vitesse pour $R_S = 1.5 * R_{sn}$

Les résultats obtenus montrent un écart statique entre le courant I_q simulé et sa grandeur observée (entraînant aussi une présence d'erreur entre les couples électromagnétiques simulé et observé).

Pour résoudre ce problème de perte de stabilité de l'OMG dû à la présence d'erreur d'estimation, une « **réadaptation** » ou une estimation en ligne de la résistance du stator est donc indispensable. Pour ce faire, on va alors considérer la résistance statorique (R_s) comme une nouvelle variable d'état dans le système ; autrement dit, si on considère le modèle du moteur synchrone, donné par le système (4.10), on aura maintenant six variables d'état $X = [I_d \ I_q \ \theta \ C_r \ R_s]^T$ au lieu de cinq.

V.3.3. Conception d'un OMG étendu à la résistance statorique

Supposons toujours que $(\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4)$ désignent respectivement les estimées des états $(\omega, \theta, C_r, R_s)$ représentant la vitesse rotorique, la position, le couple de charge et la résistance statorique puis (\hat{z}_1, \hat{z}_2) celles des courants statoriques (I_d et I_q).

Ainsi, la structure de l'OMG étendu, basée sur l'expression (5.9), est une copie du modèle (5.10) étendue à la résistance statorique. On obtient la relation (5.19).

$$\dot{\hat{X}}_e = Q(\hat{X}_e, U) + K J_s$$

avec $\hat{X}_e = [\hat{I}_d \ \hat{I}_q \ \hat{\Omega}_r \ \hat{\theta} \ \hat{C}_r \ \hat{R}_s]^T = [\hat{z}_1 \ \hat{z}_2 \ \hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \hat{x}_3 \ \hat{x}_4]^T$

$$Q(\hat{X}_e, U) = \begin{pmatrix} -\frac{\hat{x}_4}{L_d} \times z_1 + p \times \hat{x}_1 \times z_2 + \frac{V_d}{L_d} \\ -p \times \hat{x}_1 \times z_1 - \frac{\hat{x}_4}{L_q} \times z_2 - \frac{p \times f}{L_q} \times \hat{x}_1 + \frac{V_q}{L_q} \\ \frac{p \times f}{J} z_2 - \frac{f}{J} \times \hat{x}_1 - \frac{\hat{x}_3}{J} \\ p \times \hat{x}_1 \end{pmatrix} \quad (5.19)$$

où les paramètres (τ, ε) désignent respectivement une faible variation du couple C_r et de la résistance R_s lors du fonctionnement du MSAP.

Le vecteur de commutation J_s est défini comme suit :

$$J_s = \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = M^{-1} \times \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \times z_2 & -\frac{z_1}{L_d} \\ -(p \times z_1 + \frac{p \times r}{L_q}) & -\frac{z_2}{L_q} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix}$$

Afin de satisfaire la condition de convergence du système (5.19) de manière à minimiser l'erreur d'observation, la matrice de gains K est définie par la relation (5.20).

$$K = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \\ K_4 \\ K_5 \\ K_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \times z_2 & -\frac{z_1}{L_d} \\ -\left(p \times z_1 + \frac{p \times \Phi_r}{L_q}\right) & -\frac{z_2}{L_q} \\ r - \frac{f}{J} & 0 \\ p & 0 \\ n & n \\ 0 & r \end{bmatrix} \times \Gamma \quad ; \quad \Gamma = \begin{bmatrix} S & 0 \\ 0 & S \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Les gains $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6$, n et r , réels positifs sont à ajuster afin de satisfaire les conditions de stabilité et robustesse de l'OMG étendu, p étant le nombre de pôles.

Justification du choix de la matrice K

La matrice S , définissant une surface de glissement, converge vers zéro si l'équation (5.21) est satisfaite.

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = M^{-1} \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} = 0 \quad \Rightarrow \quad \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (5.21)$$

Ainsi, en posant :

$$\begin{bmatrix} \tilde{z}_1 \\ \tilde{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \\ \tilde{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \\ x_3 - \hat{x}_3 \\ x_4 - \hat{x}_4 \end{bmatrix}$$

les dynamiques de l'erreur d'observation s'écrivent selon l'expression (5.22).

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{z}}_1 \\ \dot{\tilde{z}}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_3 \\ \dot{\tilde{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \times z_2 \times \tilde{x}_1 - \frac{z_1}{L_d} \times \tilde{x}_4 - K_1 \times J_s \\ -\left(p \times z_1 + \frac{p \times \Phi_r}{L_q}\right) \times \tilde{x}_1 - \frac{z_2}{L_q} \times \tilde{x}_4 - K_2 \times J_s \\ -\frac{f}{J} \times \tilde{x}_1 - \frac{1}{J} \times \tilde{x}_3 - K_3 \times J_s \\ p \times \tilde{x}_1 - K_4 \times J_s \\ -K_5 \times J_s \\ -K_6 \times J_s \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

Partant des estimations d'erreur des courants, la dérivée de l'équation (5.21) donne l'équation

suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = M^{-1} \times \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = M \times \begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \times J_s$$

$$\text{En posant : } \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} = M \times \Gamma = \begin{bmatrix} p \times z_2 & -\frac{z_1}{L_d} \\ -\left(p \times z_1 + \frac{p \times r}{L_q}\right) & -\frac{z_2}{L_q} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix}$$

la solution de l'équation (5.21) = 0 permet de déduire le vecteur de commutation J_s comme l'indique la relation (5.23).

$$S = 0 \quad \frac{d}{dt} = 0 \quad \Rightarrow \quad J_s = -1 \times \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_4 \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

Et en remplaçant J_s dans les dynamiques de l'erreur d'estimation données en (5.22), on obtient l'expression (5.24).

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_3 \\ \dot{\tilde{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{-f}{J} \times \tilde{x}_1 - \frac{1}{J} \times \tilde{x}_3 - K_3 \times -1 \times \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_4 \end{bmatrix} \\ p \times \tilde{x}_1 - K_4 \times -1 \times \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_4 \end{bmatrix} \\ -K_5 \times -1 \times \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_4 \end{bmatrix} \\ -K_6 \times -1 \times \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_4 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Cet ensemble composé des dynamiques de l'erreur d'observation (vitesse, position, couple de charge, et résistance statorique) est stable et converge exponentiellement vers zéro avec un bon choix adéquat des gains K_3 à K_6 définis par l'expression (5.25).

$$\begin{bmatrix} K_3 \\ K_4 \\ K_5 \\ K_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{f}{J} & 0 \\ p & 0 \\ n & n \\ 0 & a \end{bmatrix} \times \text{avec } \Gamma = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix} \text{ avec } s > 0 \quad (5.25)$$

La grandeur positive a permet d'ajuster les dynamiques d'observation de la vitesse et résistance statorique (ω , R_s), p étant le nombre de pôles. Le gain n permet de régler le gain de la fonction signe de l'erreur d'observation.

Dans le but d'implémenter en temps réel cet algorithme de commande par estimation, il est nécessaire de « discrétiser » l'OMG étendu proposé.

V.4. DISCRETISATION DE LA COMMANDE ET DE L'OMG

V.4.1. Structure générale d'un système numérique

Un système asservi (figure 5.5) est dit **échantillonné ou numérique** si sa fonction régulateur est réalisée par **un système programmable** (calculateur ou système microprogrammé) (Oustaloup, 1994).

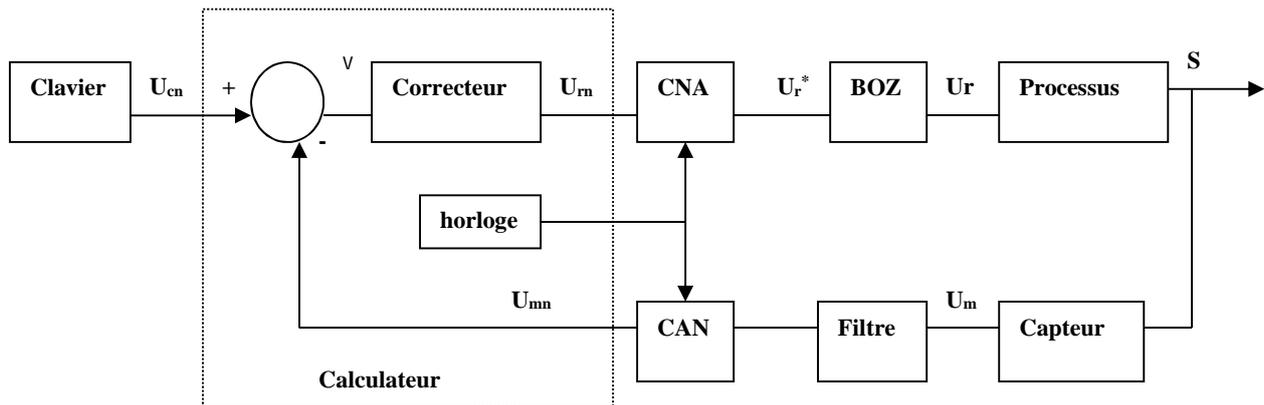


Figure (5.6) : Structure d'une commande numérique d'un processus

En considérant la figure (5.6), fondamentalement, la boucle d'asservissement ne change pas ; le système ou le processus (ici le MSAP) qu'on désire commander par un calculateur ne change pas, il est toujours continu.

L'analyse de la figure (5.6) fait ressortir les remarques suivantes :

- le signal de sortie, mesuré par un capteur puis filtré pour éliminer les bruits, est ensuite, échantillonné par un CAN (Convertisseur Analogique Numérique). On obtient le signal de sortie numérisé U_{mn} ;
- un algorithme de correction permet de définir le signal de réglage numérique U_m qui attaquera le processus via un BOZ (Bloqueur d'Ordre Zéro) ;
- une horloge synchronisée sur celle du processus permet d'échantillonner le signal de mesure filtré au niveau du CAN ;
- enfin, le CNA (Convertisseur - Numérique - Analogique) délivre au BOZ un signal de réglage échantillonné U_r^* , signal de réglage de processus. En fait le BOZ est assuré par le registre de sortie de calculateur (interface parallèle). Il permet de maintenir la valeur analogique autant de temps qu'il le faudra.

La figure (5.7) présente un modèle numérique simplifié.

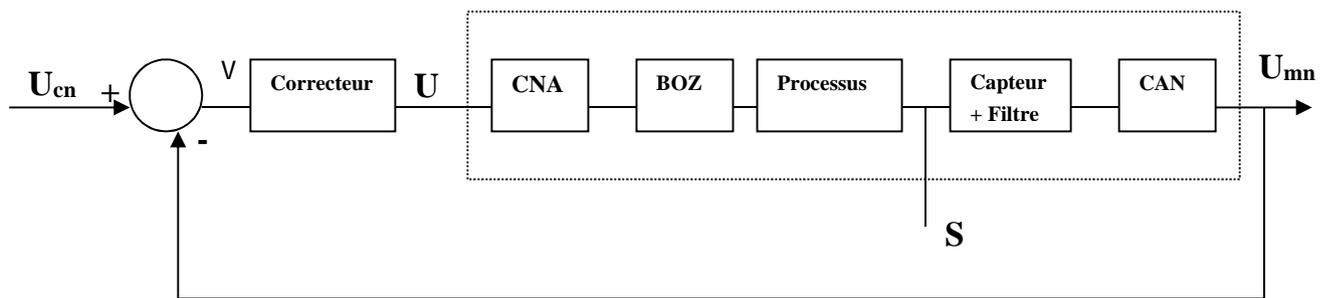


Figure (5.7) : Structure simplifiée d'un système numérique

Ainsi, nous pouvons noter que selon des résultats obtenus en 2005 (Zhang et al., 2005) :

- les actionneurs deviennent mixtes : entrée numérique et sortie analogique (c'est le cas des systèmes MLI ou DSP pour le pilotage de moteurs, système de chauffage...);
- les capteurs deviennent numériques (codeur incrémental associé à un compteur);
- le plus souvent, l'échantillonnage est effectué à des instants équidistants : l'espace entre ces instants est appelé **période d'échantillonnage** ($T = T_e$);
- on appelle **échantillonneur**, l'organe effectuant le prélèvement des échantillons. Il est représenté par un schéma fonctionnel de la figure (5.8).

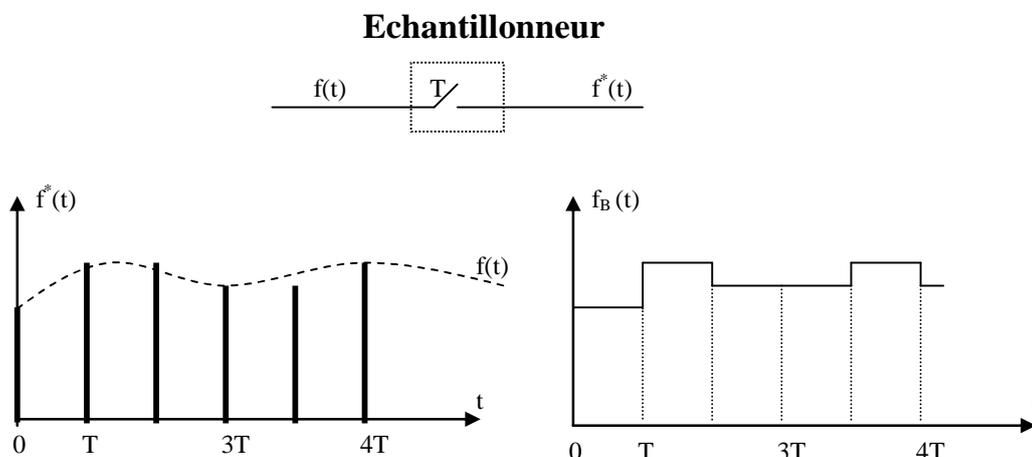


Figure (5.8) : Echantillonnage d'un signal continu et filtré par un BOZ

Pour attaquer un système continu par un signal échantillonné, on va « reconstituer » le signal continu à partir du signal échantillonné, donc on va filtrer celui-ci.

Un filtre couramment utilisé est le Bloqueur d'Ordre Zéro (BOZ). Il est appelé ainsi car il maintient constante l'amplitude de chaque impulsion pendant une période d'échantillonnage (voir figure 5.8 ci-dessus où on obtient $f_B(t)$ après l'application du BOZ).

V.4.2. Discrétisation de la commande par observation en mode glissant

Pour la mise en œuvre sur ordinateur numérique il est nécessaire d'effectuer une discrétisation de la commande par observation. Plus précisément, le problème étudié dans ce paragraphe est le suivant : comment reproduire, aux instants d'échantillonnage T_e (T_e étant la période d'échantillonnage), les performances de la commande par observation mode glissant continue, à l'aide d'un schéma de commande numérique ?

Le problème de la commande en temps discret d'un système non linéaire a particulièrement été étudié par (Khadija et al., 2011 ; Zgorski, 2013). Ces deux auteurs ont proposé une discrétisation par développement en série de LIE, permettant d'établir une commande numérique reproduisant exactement, aux instants d'échantillonnage, les performances imposées au système de commande continue.

Dans la plupart des cas, le calcul de termes successifs de cette série de LIE s'avère extrêmement complexe et on se limite alors aux premiers termes dans le cas où la période d'échantillonnage est faible.

Afin de simplifier les algorithmes et de faciliter le temps de calcul lors de la discrétisation du système, une autre solution classique et usuelle de mise en œuvre sur ordinateur d'une commande continue par observation, est (dans le cas où on a choisi une période d'échantillonnage T_e petite par rapport aux paramètres dynamiques du système) :

- l'utilisation d'un bloqueur d'ordre zéro qui consiste à calculer, à chaque instant d'échantillonnage, la commande et à la maintenir constante sur cette période d'échantillonnage ;
- la discrétisation basée sur une approximation d'Euler à l'ordre un. Cette approche sera utilisée ici pour le développement de l'Observateur à Modes Glissants Etendu et Discret (OMGED).

Choix de la période d'échantillonnage T_e

Dans tous les cas, lors de la discrétisation, le comportement du système asservi échantillonné doit être approximativement identique au système asservi continu (stable, précis, rapide). Ce comportement du système numérique va aussi dépendre de la période d'échantillonnage T_e qui ne peut être choisie n'importe comment :

- ✓ si elle est trop petite, le calculateur travaille inutilement alors que le processus n'a pas évolué ;

- ✓ si elle est trop grande, le calculateur pourra rater des événements importants (perturbations par exemple) où les erreurs générées seront difficilement rattrapables.

Ainsi selon le théorème de Shannon (Zgorski, 2013), la période d'échantillonnage T_e doit vérifier :

$$1/T_e > 2f_0$$

où f_0 est la plus grande fréquence transmise par le processus en boucle fermée et donnée par sa bande passante. Mais en pratique on choisit souvent T_e à partir de la relation (5.26).

$$5f_0 < 1/T_e < 25f_0 \quad (5.26)$$

Pour un système du 2nd ordre bouclé la fonction est de la forme définie par $F(s)$, ζ représentant le facteur d'amortissement, \check{S}_n la pulsation.

$$F(s) = \frac{1}{1 + 2\zeta \check{S}_n s + \check{S}_n^2 s^2}$$

La pulsation de coupure s'écrit : $\check{S}_c = \check{S}_n \sqrt{(1-2\zeta)^2 + 1}$

La bande passante est liée à ω_n et λ . Si $\zeta = 0.7$, ce qui est plus souvent le cas en régulation (faible dépassement et temps de réponse minimum), alors $\omega_c = \omega_n$.

En appliquant la relation (5.26), on obtient la relation (5.27).

$$0,25 \leq T_e \omega_n \leq 1,25 \quad (5.27)$$

Pour un système du 1^{er} ordre en boucle fermée

Comme dans le cas donné à la section IV.4.3 par la fonction de transfert (4.15) :

$$P(s) = 1/(1 + \tau.s),$$

la pulsation de coupure est $\omega_c = 1/\tau$; donc la plus haute fréquence transmissible est donnée par : $f_0 = \omega_c / (2\pi) = 1/(2\pi\tau)$. Si on applique la relation (5.26), il obtient l'expression (5.28).

$$5/(2f_0) < 1/T_e < 25/(2f_0) \quad \text{ou} \quad 0.25f_0 < T_e < f_0 \quad (5.28)$$

Ainsi dans cette étude où $\tau = 0.01$ s, via la relation (5.28), la période d'échantillonnage vérifiant $0.0025 < T_e < 0.01$ peut être choisie égale à $T_e = 1$ ms.

V.4.3. Structure de l'OMG étendu et discret pour le MSAP

Partant du modèle continu du MSAP donné par l'équation (5.10), en utilisant une discrétisation basé sur une approximation d'Euler à l'ordre un, on aboutit au système discret défini par l'équation (5.29).

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{x}(k) + T_e \cdot \mathbf{Q}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(k)) \end{cases} \quad (5.29)$$

$\mathbf{x}(k)$, $\mathbf{u}(k)$ et $\mathbf{y}(k)$ sont respectivement les vecteurs d'état, de commande et de sortie aux instants d'échantillonnage $t = k.T_e$ pour $k \geq 0$.

Ayant pratiquement la même structure que dans le cas continu donné par l'équation (5.19), l'observateur mode glissant étendu et discret, appliqué au moteur puis défini à l'instant $(k+1)$, aura la forme de l'expression (5.30).

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}_e(k+1) = \hat{\mathbf{X}}_e(k) + T_e \cdot \mathbf{Q}(\hat{\mathbf{X}}_e(k), \mathbf{U}(k)) + \mathbf{K}(k) \cdot \mathbf{J}_s(k) \\ \hat{\mathbf{Y}}_e(k) = \mathbf{H}(\hat{\mathbf{X}}_e(k)) \end{cases} \quad (5.30)$$

avec

$$\hat{\mathbf{X}}_e = [\hat{I}_d(k) \quad \hat{I}_q(k) \quad \hat{\Omega}_r(k) \quad \hat{\omega}(k) \quad \hat{C}_r(k) \quad \hat{R}_s(k)]^T \quad \mathbf{U}(k) = [\mathbf{V}_d(k) \quad \mathbf{V}_q(k)]^T$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1(k) \\ \mathbf{K}_2(k) \\ \mathbf{K}_3(k) \\ \mathbf{K}_4(k) \\ \mathbf{K}_5(k) \\ \mathbf{K}_6(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_e \times p \times z_2(k) & -T_e \times \frac{z_1(k)}{L_d} \\ -T_e \times (p \times z_1(k) + \frac{p \times r}{L_q}) & -T_e \times \frac{z_2(k)}{L_q} \\ r - T_e \times \frac{f}{J} & 0 \\ T_e \times p & 0 \\ n & n \\ 0 & r \end{bmatrix} \times \Gamma \quad ; \quad \Gamma = \begin{bmatrix} s & 0 \\ 0 & s \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{J}_s(k) = \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1(k)) \\ \text{sign}(S_2(k)) \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \mathbf{S}(k) = \begin{bmatrix} S_1(k) \\ S_2(k) \end{bmatrix} = T_e \times \begin{bmatrix} p \times z_2(k) & -\frac{z_1(k)}{L_d} \\ -(p \times z_1(k) + \frac{p \times r}{L_q}) & -\frac{z_2(k)}{L_q} \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} z_1(k) - \hat{z}_1(k) \\ z_2(k) - \hat{z}_2(k) \end{bmatrix}$$

$$Q(\hat{X}_e(k), U(k)) = \begin{pmatrix} -\frac{\hat{x}_4(k)}{L_d} \times z_1(k) + p \times \hat{x}_1(k) \times z_2(k) + \frac{V_d(k)}{L_d} \\ -p \times \hat{x}_1(k) \times z_1(k) - \frac{\hat{x}_4(k)}{L_q} \times z_2(k) - \frac{p \times r}{L_q} \times \hat{x}_1(k) + \frac{V_q(k)}{L_q} \\ \frac{p \times r}{J} \times z_2(k) - \frac{f}{J} \times \hat{x}_1(k) - \frac{\hat{x}_3(k)}{J} \\ p \times \hat{x}_1(k) \end{pmatrix}$$

$$\hat{Y}_e(k) = \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = H(\hat{X}_e(k)) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \hat{X}_e(k)$$

V.4.4. Simulation de l'OMG étendu et discret sur le MSAP

Le schéma bloc ci-dessous (figure 5.9) représente globalement l'ensemble composé du MSAP, de la commande découplante robuste et de l'Observateur par Mode Glissant Etendu et Discret (OMGED).

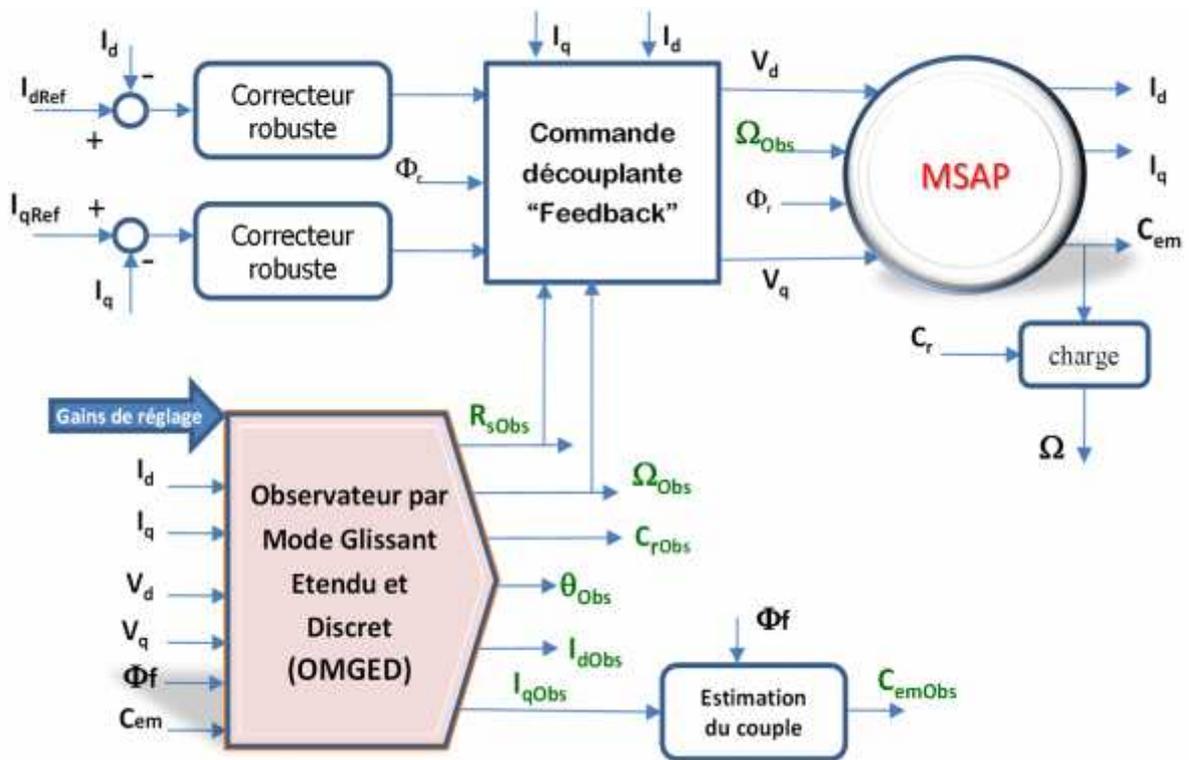


Figure (5.9) : Schéma de simulation de l'observateur OMGE sur le MSAP

Les paramètres nominaux du MSAP (avec une puissance de 1.6 kW) sont donnés par le tableau 2.1 du chapitre 2 pour une vitesse nominale fixée à 1000 tr/mn avec comme inductance du stator $L_d = L_q$.

Pour analyser et illustrer la performance de l'algorithme de l'OMGED sur le MSAP à charge (C_r variant de 0 à 1 N.m), nous allons simuler le schéma de la figure 5.9 et comparer les variables d'état estimées à leurs valeurs simulées en présence des variations de la résistance statorique ($R_s = R_{Snom}$ puis $R_s = 1.5 \cdot R_{Snom}$) en considérant les cas suivants :

- cas 1 : simulation avec l'OMGED en régime nominal pour $C_r = 0.5$ N.m ;
- cas 2 : simulation avec l'OMGED pour $R_s = 1.5 \cdot R_{Snom}$ et $C_r = 1$ N.m.

La robustesse de l'OMGED en présence du couple de charge et des bruits de mesure sur les courants de sortie sera également analysée.

La période d'échantillonnage de l'OMGED est fixée à $T_e = 1$ ms. Les trois gains positifs (λ , n et μ) de l'observateur sont initialisés en prenant :

$$\begin{aligned} \lambda &= 2 \cdot 10^3 \\ \mu &= 10^{-6} \\ 10 &< n < 100 \end{aligned}$$

Cas 1 : Simulation du MSAP avec l'OMGED en régime nominal

Ici, les calculs des algorithmes de commande et d'observation ne se feront qu'avec les paramètres nominaux ($R_s = R_{Snom}$) du MSAP.

La visualisation des états simulés [I_d I_q θ C_r R_s] et leurs estimées nous donnent la figure 5.10 en régime nominal ($R_s = R_{Snom}$).

Par ailleurs, ayant reconstruit le courant I_q , nous pouvons déduire l'estimation du couple électromagnétique $C_{em} = p \hat{W}_r \hat{I}_q$ par la relation (5.31).

$$\hat{C}_{em} = p \times \hat{W}_r \times \hat{I}_q \quad (5.31)$$

En considérant la figure (5.10), les grandeurs observées et simulées (courants, vitesse, position, couple de charge, couple électromagnétique, et résistance) en régime nominal sont pratiquement identiques avec des erreurs d'estimation qui convergent bien vers zéro. D'où une bonne performance de l'OMGED en régime nominal.

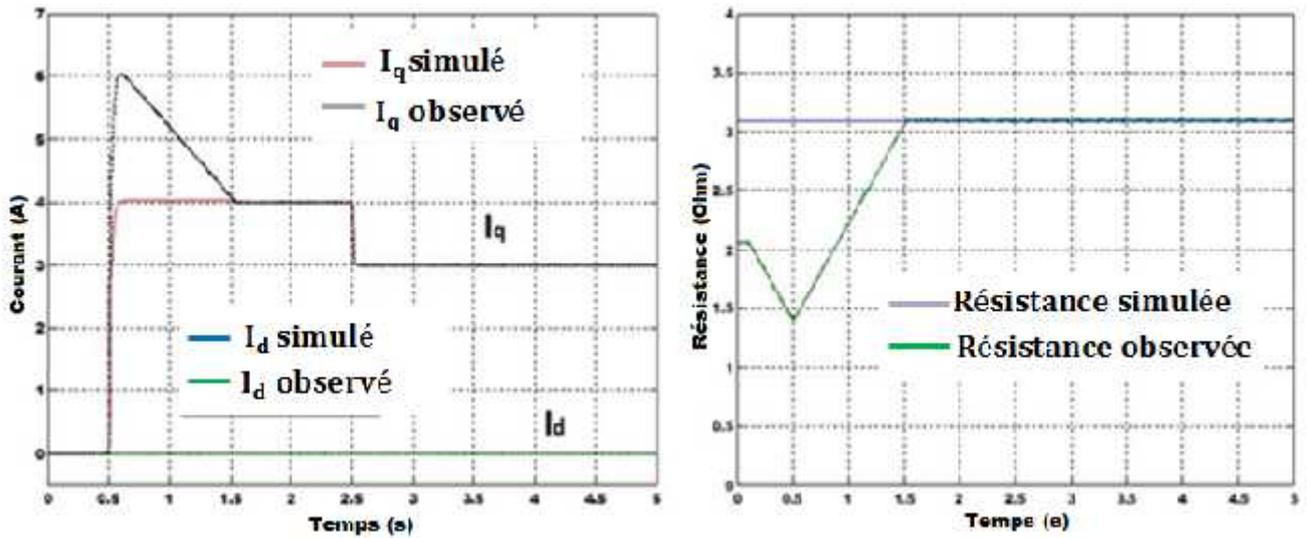


Figure (5.10) : Grandeurs simulées et estimées par l'OMGED en régime nominal

(a) : Courant I_q et Résistance

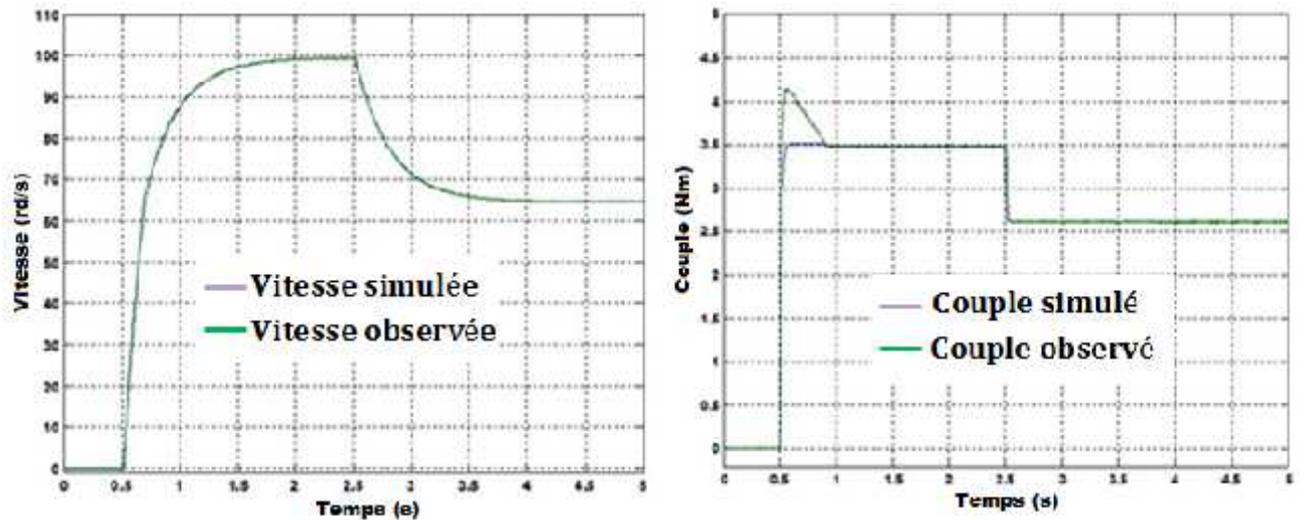


Figure (5.10) : Grandeurs simulées et estimées par l'OMGED en régime nominal

(b) : Vitesse et couple

Cas 2 : Simulation avec prise en compte de la variation de la résistance du stator

Nous utiliserons ici l'Observateur à Mode Glissant Etendu et Discret (OMGED), défini par l'expression (5.30), appliqué au moteur pour reconstruire les courants, vitesse et résistance statorique.

Les courbes des figures (5.11) et (5.12) présentent les valeurs simulées et estimées des états $[I_d \ I_q \ \theta \ C_r \ R_s]$ lors de la variation de la résistance statorique ($R_s = 1.5 \cdot R_{sn}$).

La variation de la résistance R_s n'influence pas l'ensemble "commande + observateur étendu" qui donne de bonnes performances, pratiquement identiques au régime nominal.

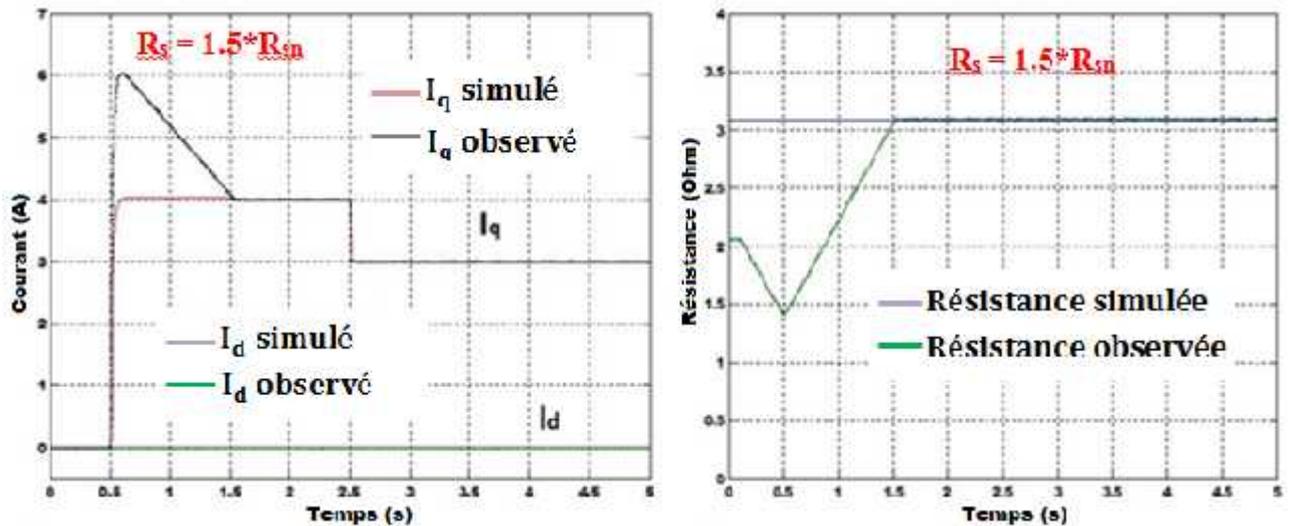


Figure (5.11) : Courants et résistance simulées et estimées par l'OMGED pour $R_s = 1.5 * R_{sn}$

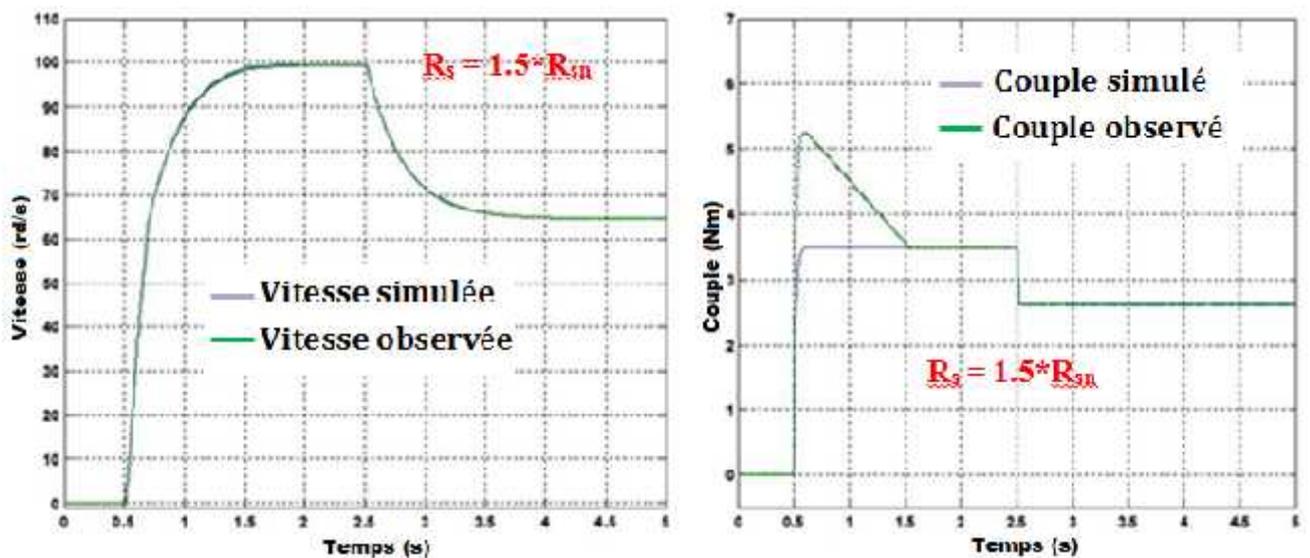


Figure (5.12) : Vitesse et Couple simulées et estimées par l'OMGED pour $R_s = 1.5 * R_{sn}$

Les résultats obtenus attirent les remarques suivantes :

- l'adaptation de l'observateur étendu à l'estimation de la résistance R_s permet d'annuler considérablement les erreurs d'estimation des courants, vitesse, position et couple ;
- il y a aussi une bonne orientation du courant I_d qui converge bien à zéro, due sûrement aux meilleures performances de l'OMGED et excellente estimation de la résistance R_s ;

- les résultats sont acceptables et encourageants. Les courants, vitesse, position et couple sont très bien asservis et observés grâce à l'estimée en ligne de la résistance R_s injectée dans l'algorithme de commande par retour d'état.

La robustesse de l'OMGED en présence d'environ 10 % de bruits de mesure sur les courants de sortie (figure 5.13) est aussi vérifiée.

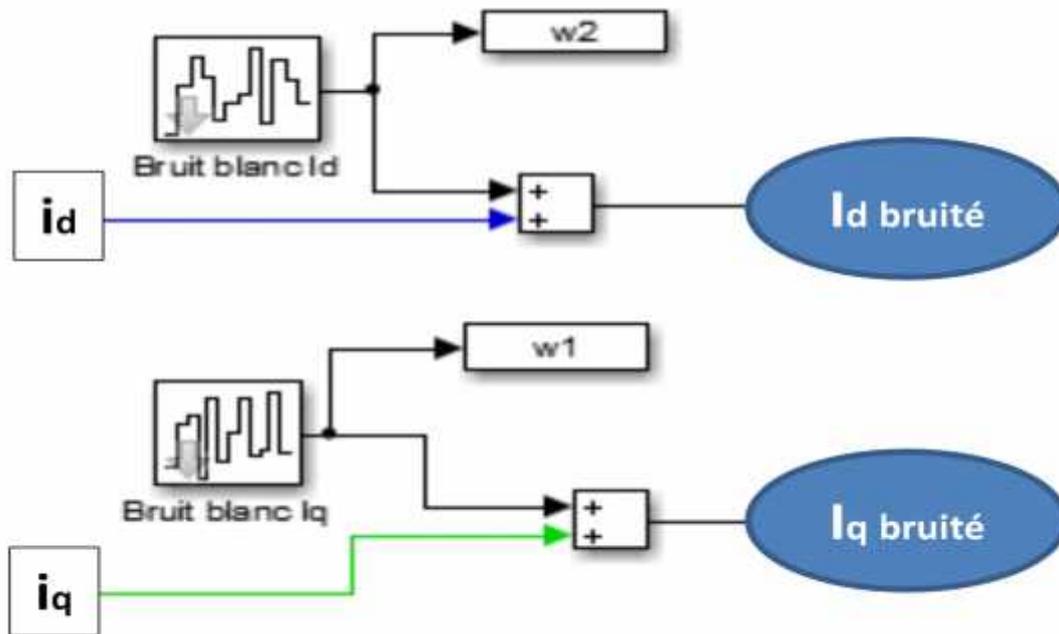


Figure (5.13) : Ajout de bruits (w_1 et w_2) sur les courants de sortie.

Les résultats obtenus au niveau de la figure (5.14) font ressortir les remarques suivantes :

- les bruits sont soit fortement réduits soit automatiquement rejetés, et cela grâce à la fois aux performances des correcteurs robustes et aux fonctions discontinues introduites par l'observateur ;
- les différentes grandeurs (courants, couple, vitesse, résistance) sont parfaitement maîtrisées.

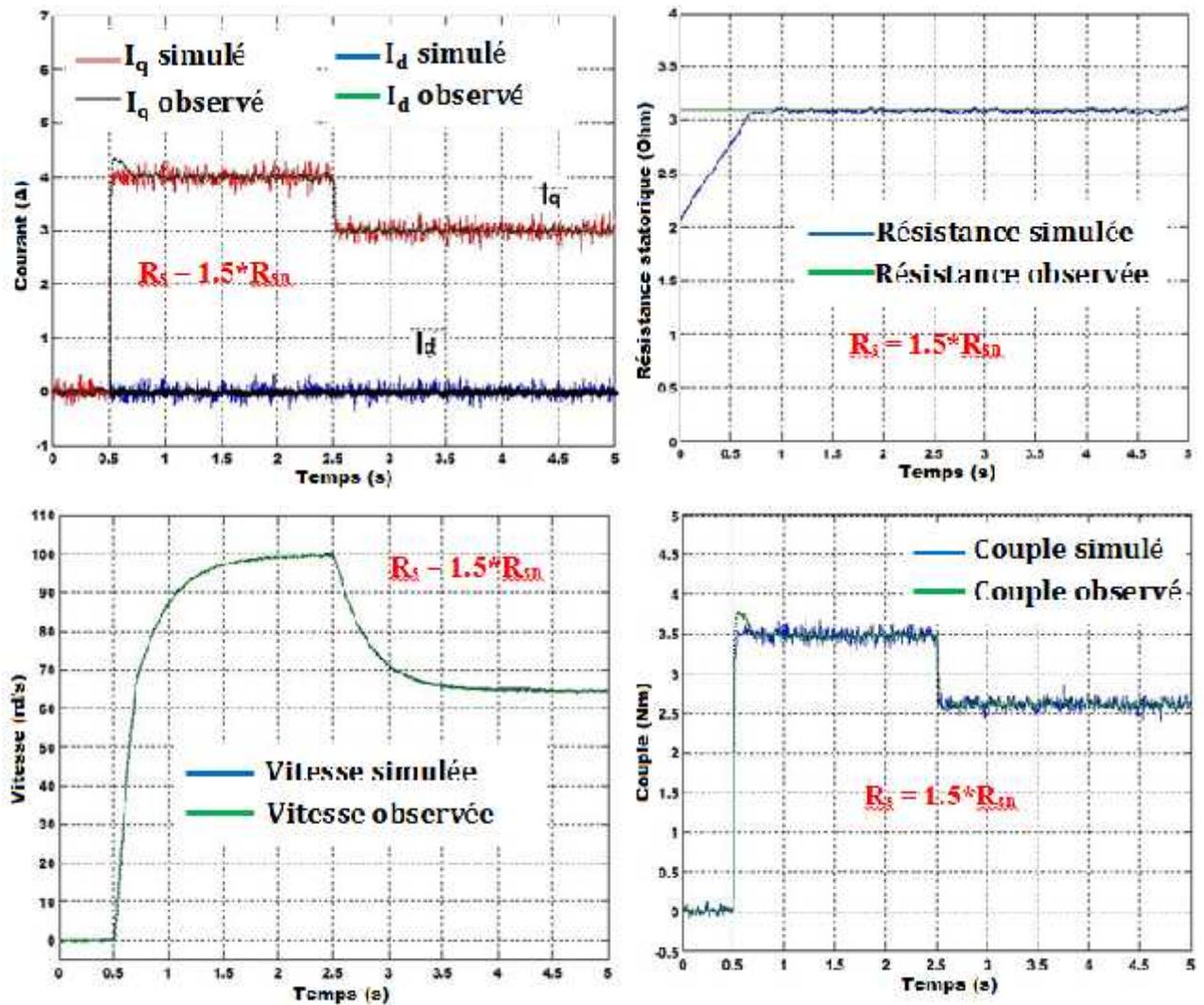


Figure (5.14) : Robustesse de l'OMGED en présence du couple de charge et bruits de mesure pour $R_s = 1.5 * R_{sn}$

V.5. PRINCIPE DU FILTRE DE KALMAN POUR LE MSAP

Le filtre de Kalman a été introduit au début des années soixante. Il a été appliqué à des domaines aussi variés que l'aéronautique, la navigation maritime, le pilotage de missiles, le nucléaire etc....

Le filtre de Kalman (FK) est un estimateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits (\mathbf{v} , le bruit d'entrée ou d'état, et \mathbf{w} , le bruit de mesure). En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont blancs gaussiens centrés et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés ; de plus, les bruits d'états doivent être décorrélés des bruits de mesure.

Même si fondamentalement le filtre de Kalman est un estimateur d'état, on peut aussi considérer l'état paramétrique d'un système comme une généralisation de la notion d'état. Grâce à ces hypothèses, le filtre devient un algorithme d'identification qu'on peut interpréter comme un algorithme des moindres carrés récursifs perfectionné. On peut aussi envisager l'estimation simultanée d'état et des paramètres, ce qui conduit au Filtre de Kalman Etendu (FKE).

Le FKE discret peut être défini en deux étapes :

- une étape d'estimation à priori ou *étape de prédiction* où on estime la valeur de l'état et de la covariance de l'erreur d'estimation à partir des valeurs à l'instant précédant ;
- une étape d'estimation à posteriori ou *étape de correction* où on corrige la valeur de l'état et de la covariance de l'erreur d'estimation par la mesure.

Plusieurs articles et revues (Leite et al., 2004 ; Morand, 2005) abordent les techniques du FKE et ses applications, essentiellement pour l'estimation unique de la vitesse d'un MSAP.

Dans ce travail utilisant la commande non linéaire par retour d'états sur le MSAP, un FKE discret d'ordre 6 est proposé pour reconstituer non seulement les courants, vitesse et position mais aussi le couple de charge et la résistance statorique en présence des bruits et des variations paramétriques.

V.5.1. Application du FKE discret pour l'estimation des grandeurs du MSAP

Partant du modèle discret d'ordre un du MSAP donné par l'équation (5.29) puis étendu à la résistance statorique, nous lui ajoutons les bruits d'état et les bruits de mesure pour aboutir au modèle non linéaire dans un environnement stochastique comme indiquées par les expressions (5.32).

$$\begin{cases} X_e(k+1) = f(X_e(k), U(k)) + v(k) \\ \quad \quad \quad = X_e(k) + T_e \cdot Q(x_e(k), U(k)) + v(k) \\ Y_e(k) = h(X_e(k)) + w(k) \end{cases} \quad (5.32)$$

avec $X_e(k) = [I_d(k) \quad I_q(k) \quad \theta(k) \quad C_r(k) \quad R_s(k)]^T$, $U(k) = [V_d(k) \quad V_q(k)]^T$

$$Q(X_e(k), U(k)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s(k)}{L_d} i_d(k) + \frac{L_q}{L_d} p \times i_q(k) \times \Omega(k) + \frac{1}{L_d} V_d \\ -\frac{R_s(k)}{L_q} i_q(k) - \frac{L_d}{L_q} p \times i_d(k) \times \Omega(k) - \frac{p \times f}{L_q} (k) + \frac{1}{L_q} V_q \\ -\frac{f}{J} \times \Omega(k) + \frac{p \times f}{J} I_q(k) - \frac{T_L(k)}{J} \\ p \times \Omega(k) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$Y_e(k) = \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = h(X_e(k)) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times X_e(k) = H.X_e(k)$$

$X_e(k)$, $U(k)$ et $Y_e(k)$ sont respectivement les vecteurs d'état, de commande et de sortie aux instants d'échantillonnage $t = k.T_e$ pour $k \geq 0$.

Le vecteur $w(k)$, introduit dans le modèle (5.32), représente la somme des diverses erreurs de modélisation, de la discrétisation avec les hypothèses simplificatrices faites ainsi que les bruits de l'environnement. Le vecteur $v(k)$ décrit les bruits de mesure.

Nous supposons que ces perturbations vectorielles $v(k)$ et $w(k)$ sont des bruits blancs gaussiens non corrélés, caractérisés par une moyenne nulle et des matrices de covariance respectives Q et R . Les caractéristiques stochastiques des bruits ne sont généralement pas connues. La procédure d'estimation des grandeurs d'état complet du MSAP par le FKE va se faire par conséquent en deux étapes qui sont : une phase de prédiction et une phase de correction.

Etape 1 : La phase de prédiction

Cette première phase d'estimation consiste à déterminer le vecteur de prédiction par la relation (5.33).

$$\hat{X}_e(k+1|k) = f(\hat{X}_e(k|k), U(k)) \quad (5.33)$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$. On cherche alors à déterminer sa variance.

Le calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction est donné par l'expression (5.34).

$$P(k+1|k) = F(k).P(k|k).F^T(k) + Q \quad (5.34)$$

$$\text{avec } F(k) = \left. \frac{\partial f(\hat{X}_e(k), U(k))}{\partial \hat{X}_e(k)} \right|_{X_e(k) = \hat{X}_e(k|k)}$$

Etape 2 : La phase de correction

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée $Y(k+1)$ et la sortie prédite $\bar{Y}(k+1)$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre de Kalman K défini par l'expression (5.35).

$$K(k+1) = P(k+1|k).H(k)^T [H(k).P(k+1|k).H(k)^T + R]^{-1} \quad (5.35)$$

$$\text{avec } H(k) = \left. \frac{\partial h(\hat{X}_e(k))}{\partial \hat{X}_e(k)} \right|_{X_e(k) = \hat{X}_e(k)}$$

Le calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre $P(k+1)$ ainsi que l'estimation du vecteur d'état $\hat{X}(k+1)$ à l'instant $k+1$ sont donnés par les relations (5.36).

$$P(k+1|k+1) = [I - K(k+1).H(k+1)].P(k+1|k) \quad (5.36)$$

$$\hat{X}_e(k+1|k+1) = \hat{X}_e(k+1|k) + K(k+1).[Y_e(k+1) - H(k+1).\hat{X}_e(k+1|k)]$$

En résumé, les différentes étapes de programmation des algorithmes du Filtre de Kalman Etendu sont indiqués par les points 0 à 8 (5.37).

$$\left\{ \begin{array}{l} 0. \text{ Initialise } \hat{X}_e(0|0) = \hat{X}_e(0) \text{ et } P(0|0) = P(0). \\ 1. \hat{X}_e(k+1|k) = f(\hat{X}_e(k|k), U(k)) \\ 2. F(k) = \left. \frac{\partial f(\hat{X}_e(k), U(k))}{\partial \hat{X}_e(k)} \right|_{X_e(k) = \hat{X}_e(k|k)} ; H(k) = \left. \frac{\partial h(\hat{X}_e(k))}{\partial \hat{X}_e(k)} \right|_{X_e(k) = \hat{X}_e(k)} \\ 3. P(k+1|k) = F(k).P(k|k).F^T(k) + Q \\ 4. K(k+1) = P(k+1|k).H^T [H.P(k+1|k).H^T + R]^{-1} \\ 5. Y_e(k+1|k) = Y_e(k+1) - H.\hat{X}_e(k+1|k) \\ 6. \hat{X}_e(k+1|k+1) = \hat{X}_e(k+1|k) + K(k+1).Y_e(k+1|k) \\ 7. P(k+1|k+1) = [I - K(k+1).H].P(k+1|k) \\ 8. Incrémente k et va à l'étape 1 \end{array} \right. \quad (5.37)$$

Partant de l'équation 5.32 on obtient les matrices F et H suivantes (5.38).

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + T_e \cdot \begin{bmatrix} -\frac{R_s(k)}{L_d} + p \times \Omega(k) + p \times \omega_q(k) - \frac{d(k)}{L_d} + \frac{1}{L_d} V_d \\ -\frac{R_s(k)}{L_q} - p \times \Omega(k) - p \times \omega_d(k) - \frac{p \times \omega_f}{L_q} - \frac{\omega_q(k)}{L_q} + \frac{1}{L_q} V_q \\ -\frac{f}{J} + \frac{p \times \omega_f}{J} - \frac{1}{J} \\ p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

V.5.2. Résultats de simulation du FKE sur le MSAP

La chaîne composée de la commande non linéaire et robuste puis du FKE appliquée au MSAP a été vérifiée (via la figure 5.15) par des tests de simulation effectués sur Matlab/Simulink. Les paramètres nominaux du MSAP sont présentés dans la table 1.

Afin d'illustrer la robustesse et l'efficacité de cette chaîne de commande par observation du MSAP, des comparaisons entre les grandeurs estimées et celles simulées ont été réalisées en présence des bruits de mesure et variations paramétriques (particulièrement de la résistance statorique et du couple de charge).

Ainsi, les simulations sont effectuées, d'abord, dans le cas nominal avec les paramètres du MSAP (tableau 2.1), puis dans le second cas, avec 50% de variation de la résistance statorique nominale ($R_s = 1.5 \times R_{sn}$).

Initialisation et réglage des algorithmes du FKE

La partie importante et difficile dans la conception du FKE est de choisir les valeurs appropriées pour les matrices de covariance Q et R. Le réglage des valeurs des matrices de covariance affecte l'équilibre dynamique du système.

Afin d'avoir une bonne performance, d'assurer une meilleure stabilité, un temps de convergence et une rapidité considérable du FKE, les matrices de covariance Q, R, et P peuvent être initialisées et ajustées par les valeurs suivantes :

$$P_{6 \times 6}(0) = \text{diag} \{10^4\}; R_{2 \times 2} = \text{diag} \{10^3\}; Q_{6 \times 6} = \text{diag} \{q\},$$

le réel q est réglé de manière adéquate et petit : $q \in [0 \ 10^{-2}]$,

La commande par rétroaction et l'algorithme du FKE proposés fonctionnent avec une période d'échantillonnage $T_e = 1$ ms. On utilise l'approximation d'Euler.

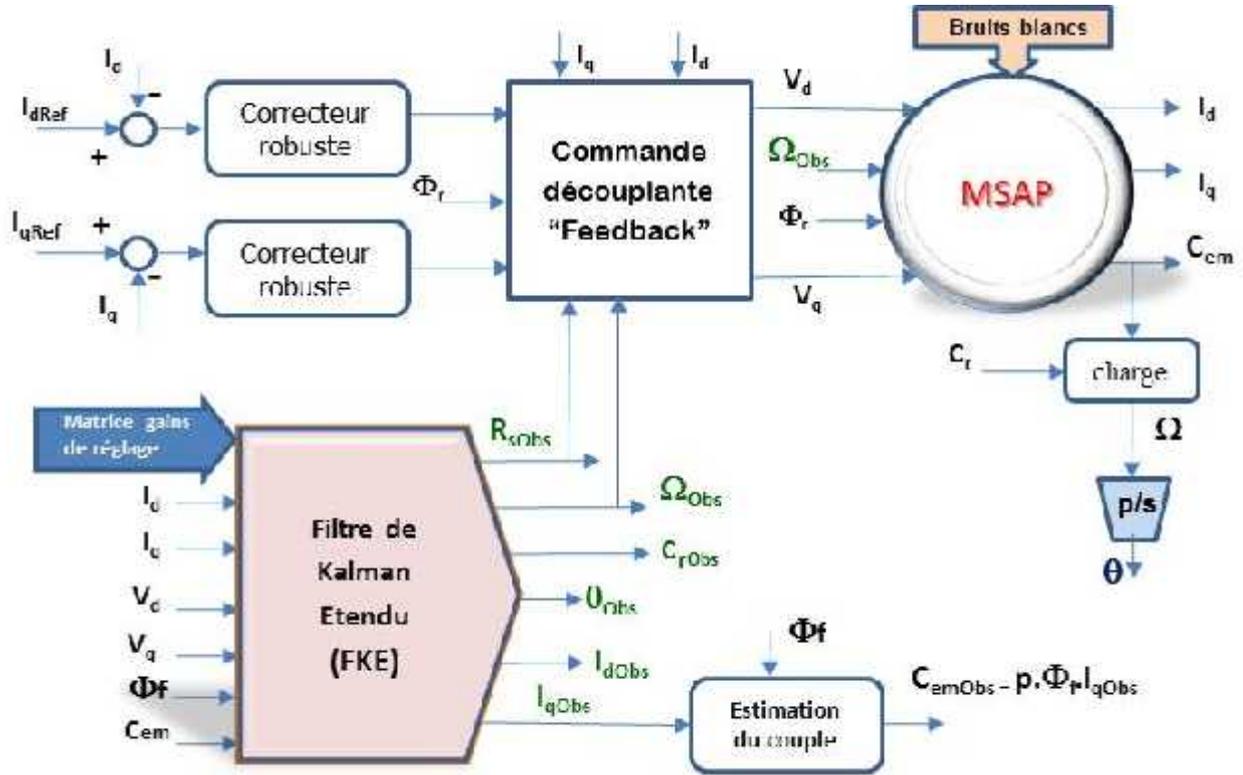


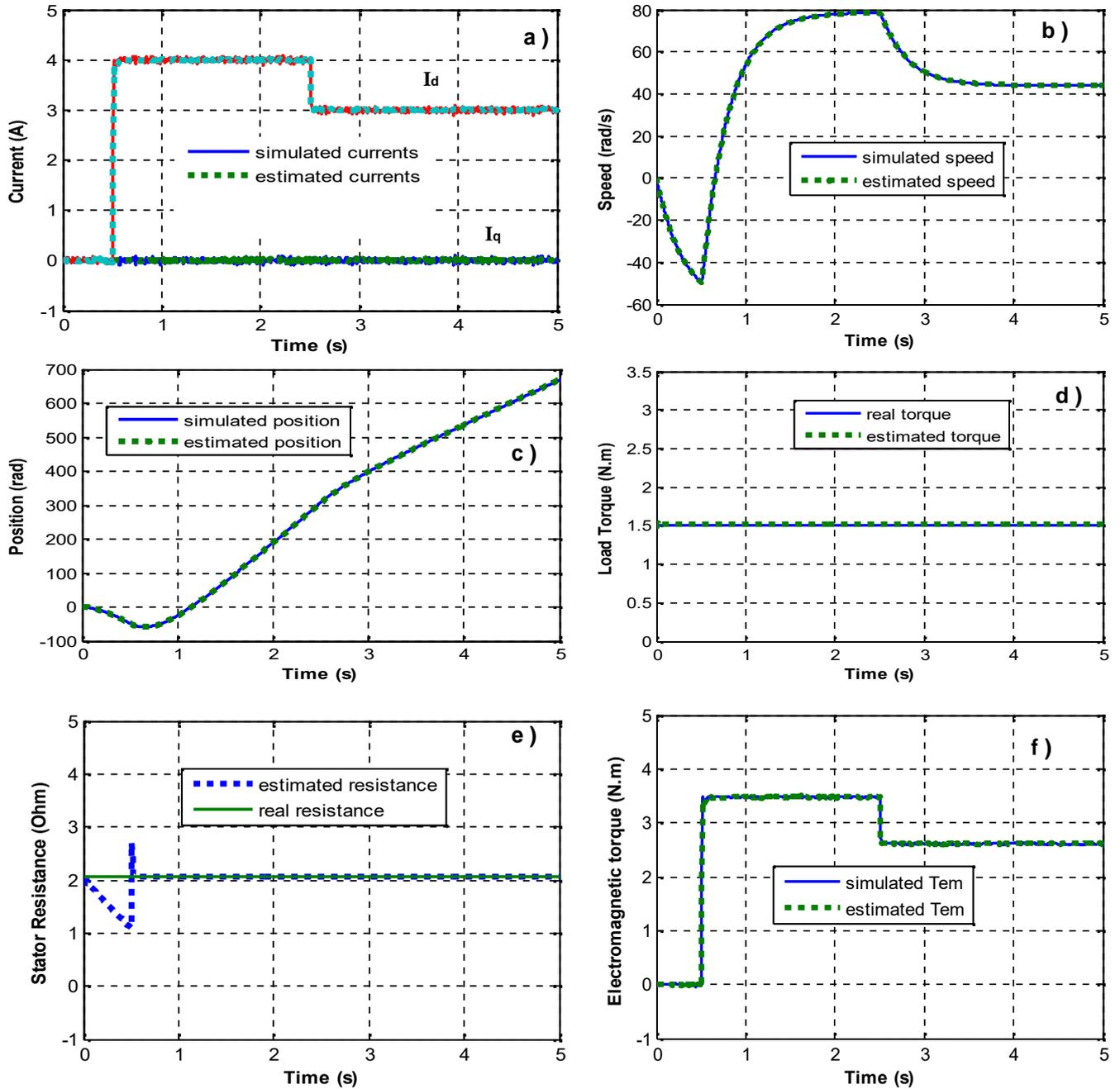
Figure (5.15) : Schéma de simulation du FKE pour le MSAP

Les figures 5.16 et 5.17 montrent les réponses des courants, de la vitesse, de la position du rotor, du couple de charge, et de la résistance statorique sous des conditions bruitées.

Les résultats obtenus permettent de tirer les conclusions suivantes :

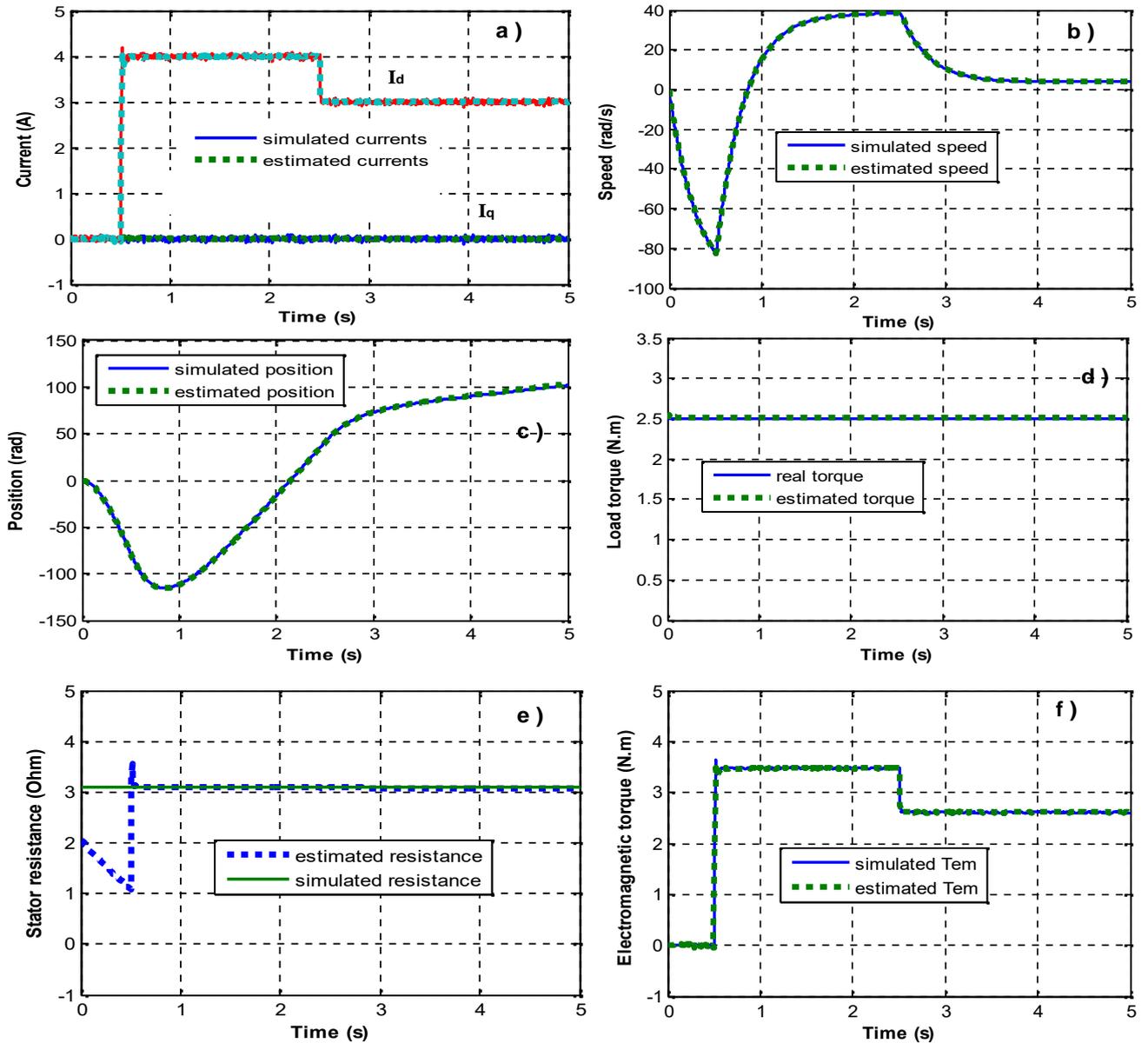
- nous constatons que dans les deux cas de conditions nominale et non nominale, les valeurs estimées des courants, vitesse, position rotorique, et du couple de charge, convergent bien vers leurs valeurs simulées et ne sont pas trop affectées par les bruits injectés ;
- les excellentes réponses observées, en présence des incertitudes paramétriques et des bruits de mesure, indiquent une bonne régulation et une convergence des courants (avec un système découplé) due à une estimation favorable de la résistance statorique et du couple de charge ;

- ces simulations illustrent la convergence rapide et la performance robuste du système complet constitué de la commande découplante et de l'algorithme du FKE, face aux incertitudes de modélisation, variations paramétriques, et bruits de mesure.



Visualisation des grandeurs simulées et estimées par le FKE en présence des bruits de mesure et d'un couple de charge ($C_r=1.5 \text{ N.m}$)

Figure (5.16). Cas nominal ($R_r = R_{rn}$)



Visualisation des grandeurs simulées et estimées par le FKE en présence des bruits de mesure et d'un couple de charge ($Cr=2.5 \text{ N.m}$)
Figure (5.17). Cas non nominal ($R_r = 1.5 \cdot R_{rn}$)

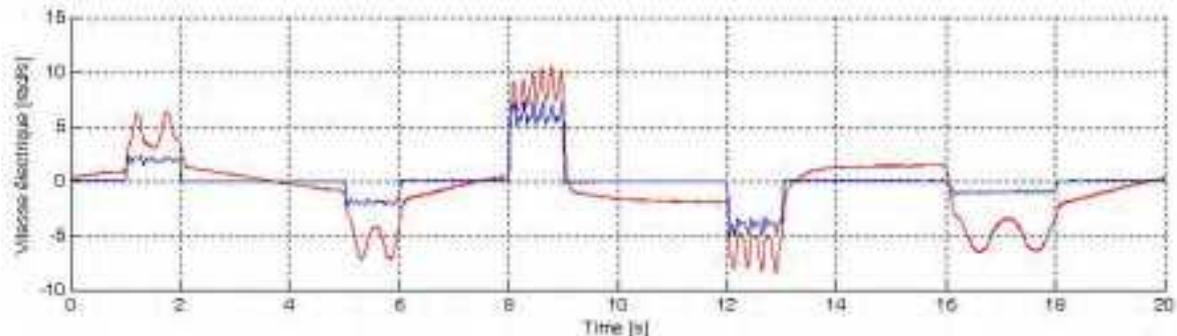
V.6. APPLICATIONS EXPÉRIMENTALES ET MESURES ÉLECTRIQUES

● Application sur un banc d'essai moteur asynchrone

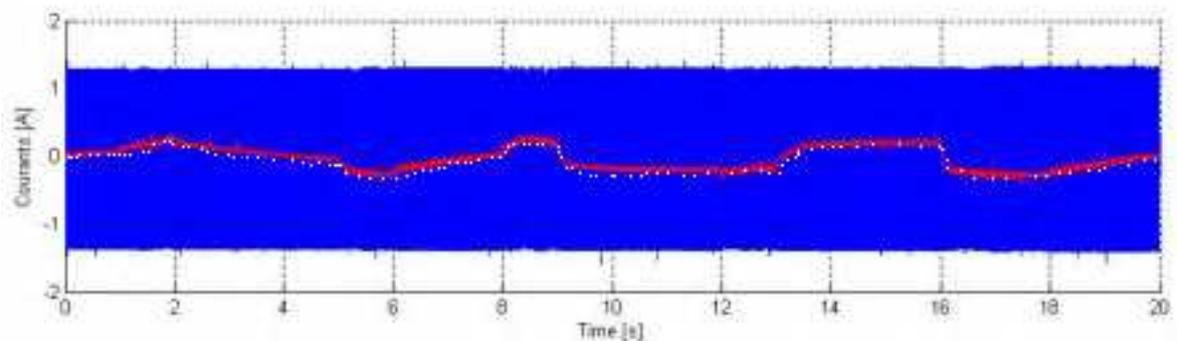
Dans la publication N°3 (annexe E), nous avons implémenté l'OMG sur un moteur asynchrone 1,8 kW équipé d'une carte de conversion analogique numérique d'acquisition de données. Les grandeurs de mesures expérimentales concernent principalement : la tension, le courant, le couple de charge, la vitesse.

● Application sur un banc d'essai du MSAP

La méthode du Filtre de Kalman a été utilisée par Zgorski (Zgorski, 2013) pour l'estimation de certaines grandeurs mécaniques (position, et vitesse) du MSAP à pôles lisses de puissance 1,6 kW. Zgorski s'est servi d'une commande classique avec un régulateur de type PI pour contrôler la vitesse du MSAP. L'auteur présente quelques mesures expérimentales indiquées sur la figure 5.18.



(c) Evolution de la vitesse : *vitesse réelle (bleu) et vitesse estimée (rouge)*



(d) Courants : *courant Id (bleu) et courant Iq (rouge)*

Figure (5.18). Mesure du courant et de la vitesse

Nous avons travaillé sur ce même moteur (cf annexe A) en collaboration avec l'INSA de Lyon par le biais Madame Xuefang Li SHI, Professeur des universités. A la différence de Zgorski, la commande est non linéaire, découplante, et robuste. La simulation porte sur les mêmes grandeurs électriques.

V.7. CONCLUSION DU CHAPITRE 5

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception numérique d'un Observateur par Mode Glissant Etendu Discret (OMGED) puis, d'un Filtre de Kalman Etendu (FKE) pour la reconstitution de la vitesse, de la position, et du couple d'un MSAP sans capteur mécanique physique.

Les résultats des simulations ont non seulement montré une bonne reconstruction ou observation des courants, vitesse, position, et couple, mais aussi une parfaite performance robuste de ces capteurs numériques « OMGED et FKE » en présence des variations de la résistance statorique et des perturbations (couple résistant et bruits de mesure sur les courants de sortie).

En effet, les bruits de mesure sont complètement atténués, réduits ou rejetés sur les grandeurs observées.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail orienté dans les domaines des systèmes embarqués et automatisés, nous nous sommes intéressés à la commande et la stabilité d'un système non linéaire en particulier le MSAP. Ce dernier est un système complexe multivariable non linéaire évoluant dans un environnement bruité, et dont certains paramètres (particulièrement la résistance du stator), peuvent varier en fonction de la température pendant le fonctionnement du moteur.

Après modélisation du MSAP dans un repère (d, q) de Park, nous avons déterminé, dans une deuxième partie, une loi de commande non linéaire par retour d'état. Cette loi de commande « feedback » permet de ramener le comportement du moteur, lors de son fonctionnement en régime nominal, à un processus découplé en deux sous-systèmes bouclés en courant, linéaires et monovariables dans le but de pouvoir contrôler indépendamment le courant et la vitesse.

Le problème de la sensibilité de la commande découplante et linéarisante face aux variations paramétriques (régime non nominal) et incertitudes de modélisation est présenté dans le quatrième chapitre où on fait appel à la synthèse des correcteurs robustes des courants, via l'algorithme de Doyle, afin d'assurer une bonne stabilité du système complet.

La bonne performance de cette commande non linéaire et robuste est vérifiée en simulation sur un moteur de 1.6 kW en régime nominal et non nominal particulièrement lors des variations de la résistance et l'inductance statorique.

Les résultats obtenus sont acceptables et satisfaisants : rejet ou réduction de perturbations, annulation des erreurs statiques, suivi de trajectoires, découplage des courants, etc...

Pour nous résumer, nous avons contribué à :

- à faire un modèle mathématique détaillé du MSAP permettant l'étude de son comportement dynamique ;
- à reproduire le comportement dynamique de la machine ainsi qu'à faire la synthèse d'une loi de commande, à découpler et à linéariser les entrées / sorties par retour d'état et changement de coordonnées ;
- à commander séparément les courants et le couple, résolu le problème de la performance de la commande découplante face aux incertitudes paramétriques associées aux bruits ou perturbations de l'environnement (température, vent, poussières, etc...) ;
- à améliorer la stabilité de notre système en introduisant des algorithmes de calculs pour synthétiser des contrôleurs robustes ;

- à mettre au point un capteur numérique afin de reconstruire ou d'estimer la vitesse, la position, et le couple de charge, à partir de la mesure des grandeurs électriques ;
- à élaborer des estimateurs (types mode glissant et filtre de kalman) en temps discret et étendus permettant d'effectuer une estimation en ligne de la vitesse, de la position, du couple, et de la résistance statorique ;
- enfin, à réaliser des simulations sur Matlab / Simulink et obtenu des résultats dans le but de montrer puis confirmer l'efficacité et la robustesse des techniques d'algorithmes non linéaires proposées.

Dans la perspective de poursuite de ce travail, la validation sera effectuée dans le laboratoire AMPERE de l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA), de Lyon sis en France.

On pourra, ensuite, approfondir notre approche en déterminant des capteurs ou outils numériques de contrôle et surveillance permettant si possible de détecter une panne au niveau du système physique composé du MSAP et de ses instruments de mesure, d'acquisition et conversion.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE

- [1] [Konaté, 2015] **Konaté A., P. Yoboue, E. Soro, O. Asseu, P. Tety, X. Lin-Shi,** *Implementation of a reduced-order estimator for an asynchronous machine drive system.* Revue du Cames, Science Appliquée & de l'Ingénieur, Vol. 1 (2), pp. 37-45, 2015.
<http://publication.lecames.org/>
- [2] [Tety, 2015a] **Tety P., Konate A., Asseu O., Soro E. and Yoboue P.,** *An Extended Sliding Mode Observer For Speed, Position and Torque Sensorless Control For PMSM Drive Based Stator Resistance Estimator.* Intelligent Control and Automation, 6 (10), 2015
<http://dx.doi.org/10.4236/ica.2015>
- [3] [Tety, 2015b] **Tety P., A. Konate, O. Asseu, E. Soro, P. Yoboue and A. R. Kouadjo,** *A Robust Extended Kalman Filter For Speed-Sensorless Control of a Linearized and Decoupled PMSM Drive.* *Engineering*, Vol. 7 (10), pp 691-699.
<http://dx.doi.org/10.4236/eng.2015.710060>
- [4] [Yoboue, 2014a] **Yoboue P., A. Konaté, E. Soro, O. Asseu, P. Tety and A. Kouadjo,** *An efficient decoupling and estimator for PMSM motor control.* International Journal of Numerical Methods and Applications, 2014, Volume 11, Issue 1, pp 15-27.
<http://pphmj.com/journals/ijnma.htm>
- [5] [Yoboue, 2014b] **Yoboue P., A. Konaté, O. Asseu, P. Tety, P. Ménini.** *An efficient nanoparticles-sno₂ gas sensor for industrial applications.* International journal of materials engineering and technology, volume 11, number 1, pp 41-56, 2014
<http://pphmj.com/journals/ijmet.htm> ou ISSN 0975-0444

BIBLIOGRAPHIE

- [6] [Abassi, 2009] **Abassi M., Khlaief A., Jemli M., Boussak M., Gossa M.** *Direct torque of permanent magnet synchronous motor drive.* 10th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA'2009.
- [7] [Aihara, 1999] **Aihara T., Toba A., Yanase T., Mashimo A., Endo K.** *Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation.* IEEE Trans. Power. Electron., vol. 14, n° 14, pp; 202-208, Janv. 1999.
- [8] [Akin, 2004] **Akin B. B.,** *A comparative study on non-linear state estimators applied to sensorless AC drives: MRAS and Kalman Filter,* Proceedings of the IECON 2004, vol. 3, pp. 2148-2153, Nov. 2004, Busan, Korea.
- [9] [Amor, 2014] **Amor F., Said D., Abdesslam M., Larbi C., Mohamed O.,** *Speed Sensoless Robust Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Second-Order Sliding-Mode Observer.* Serbian journal of electrical engineering vol. 11, no. 3, 2014, 419-433
- [10] [Arias, 2006] **Arias A., Silva C. V., Asher G. M., Clare J. C., Wheeler P. W.** *Use of a matrix converter to enhance the sensorless control of a surface-mount permanent-magnet AC motor at zero and low frequency.* IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, n° 2, pp. 440-449, Apr. 2006.
- [11] [Arroyo, 2006] **Arroyo Carrillo, Enrique L.,** *Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system,* University of puerto rico, Mayagüez Campus, 2006.
- [12] [Asseu, 2008] **Asseu O., M. Koffi, Z. Yeo, X. Lin-Shi, M. A. Kouacou and T. J. Zoueu.** *Robust Feedback linearization and observation approach for control of an induction motor.* Asian Journal of Applied Sciences. 1 (1): 59-69, 2008.

- [13] [Asseu, 2009] **Asseu O., Z. Yeo, M. Koffi, T. R. Ori, G. L. Loum, T. J. Zoueu and A. Tanoh.** *Reduced-Order Sliding Mode Flux Observer and Nonlinear Control of an Induction Motor.* Trends in Applied Sciences Research, 2009, 4: 14-24.
- [14] [Asseu, 2010] **Asseu, O., S. Ouattara, K.E. Ali, Z. Yeo and M. Koffi.** *An extended kalman filter approach for flux-sensorless control of a linearized and decoupled induction motor drive.* Trends in Applied Sciences Research, 2010, 5: 91-106.
- [15] [Bakhouche, 2005] **Bakhouche Lemnouer,** *Commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone.* Thèse de Magister. Université Ferhat Abbas – SETIF, 2005
- [16] [Bidart, 2012] **Bidart Damien,** *Commande coopérative des systèmes monoconvertisseurs multmachines synchrones,* Thèse 23 mai 2012, Institut National Polytechnique de Toulouse – INPT
- [17] [Bingyou, 2009] **Bingyou L.,** *Research on H infinity Robust Tracking Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Servo System.* Intern. Conf. on Information Engineering and Computer Science, 2009 ICIEC, 1-5
- [18] [Bouras, 2005] **L.Bouras, M.Kadjoudj, N.Golea,** *Contrôle directe du couple basé sur la modulation vectorielle avec régulation à hystérésis appliqué la machine à induction,* PCSE, pp319-324, O.E.Bouaghi, 05 May 2005.
- [19] [Brandstetter, 2010] **Brandstetter P., Rech P., Simonik P.** *Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using Luenberger observer.* Proceeding of the PIERS Cambridge, USA, Jul. 2010, pp. 442-428.
- [20] [Carpaneto, 2009] **Carpaneto M., Maragliano G., Marchesoni M. Vaccaro L.** *A new sensorless permanent magnet synchronous motor algorithm based on algebraic method.* Proceeding of the 13th European conference on power electronics and applications, 2009, EPE '09, Barcelona.

- [21] [Carrière, 2010] **Carrière Sébastien**, *Synthèse croisée de régulateurs et d'observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone*. Thèse doctorat de l'Université de Toulouse, 159 p, France, 28 Mai 2010.
- [22] [Chatelain, 1983] **Chatelain L.**, *Machines électriques*, volume 5, éditions Georgi, 1983.
- [23] [Chi, 2007] **Chi S.** *Position-sensorless control of permanent magnet synchronous machines over wide speed range*. Ph.D. Thesis, Ohio State University, 2007.
- [24] [CHI., 1992] **Chiang R. Y., Safonov M. G.**, *Robust control toolbox for use with MATLAB : user's guide*. MathWorks, 1992, pagination multiple.
- [25] [Chiasson, 2005] **Chiasson John**, *Modeling and High-Performance Control of Electrical Machines*, Wiley-Interscience J. Wiley And Sons, Publication 2005.
- [26] [Choi, 2008] **Choi C. H., Seok J. K.** *Pulsating signal injection-based axis switching sensorless control of surface-mounted permanent-magnet motors for minimal zero-current clamping effects*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 44, n° 6, pp. 1741-1748, nov./Dec. 2008.
- [27] [Chouter, 1995] **Chouter D. R.**, *Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone*. Thèse Doct. ECL (Lyon), 1995, 200 p.
- [28] [Degner, 2000] **Degner M. W., Lorenz R. D.** *Position estimation in induction machines utilizing rotor bar slot harmonics and carrier frequency signal injection*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, n° 3, pp. 736-742, May/Jun. 2000.
- [29] [Dogan, 2014] **Dogan Hussein**, *Méthodologie de conception des MSAP, application au véhicule électrique*, Thèse 15 février 2014, Université de Grenoble

- [30] [Doyle, 1992] **Doyle J. C., Francis B. A., Tannenbaum A. R.,** *Feedback control theory*. New York : Maxwell MacMillan International, 1992, 227p.
- [31] [Duc, 1993] **DUC G.,** *Robustesse des systèmes linéaires multivariables*. Gif sur-Yvette, polycopié de SUPELEC Paris, 1993, 147 p.
- [32] [Ezzat, 2011] **Ezzat Marwa,** *Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents*. Thèse Doctorale Ecole Centrale de Nantes, 2011, 158p.
- [33] [Faiza, 2011] **Faiza Boussekra,** *La commande non linéaire à régime glissant de la MSAP*, Université de BATNA, Algérie, 69p, 2011.
- [34] [Gasc, 2004] **Gasc L.** *Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile approchée par la structure et par la commande*. Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse N° 2159, 2004.
- [35] [Ghanes, 2005] **Ghanes Malek,** *Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique*. Thèse Doctorale, Ecole Centrale de Nantes, 153 p, Novembre 2005
- [36] [Gibert, 2010] **Gilbert F., Rahman M. F.** *Sensorless direct torque and flux-controlled IPM synchronous motor drive at very low speed without signal injection*. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, n° 11, pp. 3715-3723, Nov. 2010.
- [37] [Gowda, 2013] **Gowda M., Ali W., Cofie, P. and Fuller J.,** *Design and Digital Implementation of Controller for PMSM Using Extended Kalman Filter*. Circuits and Systems, 4, 2013, pp. 489-497.
- [38] [Habib, 2010] **Habib K., Mustapha M., L. Sbita and Mohamed N.,** *Ekf- Based Sensorless Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor: Comparison Between two Different Selection Tables*. Global Journal on Technology & optimization, Vol. 1, 2010, pp 46-52

- [39] [Hamida, 2013] **Hamida M.A., J. De Leon, A. Glumineau, R. Boisliveau,** *An Adaptive Interconnected Observer for Sensorless Control of PM Synchronous Motors with Online Parameter Identification*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 60 (2), **2013**, pp. 739- 748.
- [40] [Hamidi, 2009] **Hamidi A., Ogla A. and Yaser N.,** *State Estimation of Two-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor*. Eng. & Tech. Journal, Vol. 27, No. 7, **2009**.
- [41] [Hermann, 1977] **Hermann R. et Krener J.,** *Nonlinear controllability and observability*. IEEE trans. on Aut. Contr., Avril 1977, p 728-740.
- [42] [Jiaxi, 2007] **Jiaxi L., Guijie Y., Tiecai L.,** *A new approach to estimated rotor position for PMSM based on sliding mode observer*, Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems Korea, pp. 426-431, 2007.
- [43] [Kaddouri, 2000] **Kaddouri Azzeddine,** *Etude d'une Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Synchrone à Aimants Permanents*, Université Laval, Québec, 2000.
- [44] [Kassem, 2013] **Al Kassem Jebai,** *Commande sans capteur des moteurs synchrones par injections de signaux*, thèse doctorat, Ecole Nationale Supérieure des mines de Paris, mars 2013, 192 p.
- [45] [Khadija, 2011] **Khadija K., M. Benyounes, B. Khalil, B. Rachid,** *A simple and robust Speed Tracking Control of PMSM*. Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), ISSN0033-2097, **2011**, 202-207
- [46] [Khlaief, 2012] **Khlaief A.,** *Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des MSAP*, Thèse 10 juillet 2012, Aix-Marseille Université.
- [47] [Khlaief, 2012] **Khlaief A., Boussak M., Gossa M.** *MRAS based adaptive speed estimation for sensorless vector control with online estimation of stator resistance of IPMSM drive*. Revue ISA Transactions.

- [48] [Kim, 1995] **Kim J. S., Sul S. K.** *High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer.* Proceeding of IEEE LAS Annu. Meeting, 1995, pp. 75-82.
- [49] [Kim, 1999] **Kim Y. H., Kook Y. S.** *High performance IPMSM drives without rotational position sensors using reduced-order EKF.* IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 14, n°4, pp. 868-873, Dec. 1999.
- [50] [Kim, 2011] **Kim H., Son J., Lee J.** *A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM.* IEEE trans. Ind. Electron. vol. 58, n°9, pp. 4069-4077, Sep. 2011.
- [51] [Kuchar, 2004] **Kuchar M., Brandstetter P., Kaduch M.,** *Sensorless induction motor drive with neural network,* PESC, Aachen Germany, pp. 3301-3305, 2004.
- [52] [La Cava, 1990] **LA CAVA M., MURACA P. and PICARDI C.,** *Estimation of the rotor flux components of an induction motor with a sliding mode observer,* 1990.
- [53] [Laroche, 2012] **Laroche Edouard,** *Commande Robuste,* Université de Strasbourg, Ecole Nationale Supérieure de Physique de Strasbourg 3A - Option ISAV, Option Automatique Robotique, 2012.
- [54] [Laroche, 2007] **Laroche Edouard,** *Identification et Commande Robuste de Systèmes électromécaniques,* Université Louis Pasteur de Strasbourg, Déc. 2007.
- [55] [Lee, 2010] **Lee J., Hong J., Nam K., Ortega R., Praly L., Astolfi A.** *Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer.* IEEE trans. Power Electron., vol. 25, n°2, pp. 290-297, Feb. 2010.
- [56] [Leite, 2004] **Leite A. V., Araujo A., Freitas A.,** *Full and reduced order extended Kalman filter for speed estimation in induction motor drives: a comparative study,* PESC, Aachen Germany, pp. 2293-2299, 2004.

[57] [Liang, 2003]

Liang Y., Li Y. *Sensorless control of PM synchronous motors based on MRAS method and initial position estimation.* Proceeding of the Sixth International on Electrical Machines and Systems Conference, pp. 96-99, 2003.

[58] [Lim, 1994]

Lim K. W., Low K. S., Rahman M. F., *A position observer for permanent magnet synchronous motor drive.* Proceeding of the IECON Conference Record, 1994, pp. 1004-1008.

[59] [Liu, 2010]

Liu K., Zhang Q., Zhu Z. Q., Zhang J., Shen A. W., Stewart P. *Comparison of two novel MRAS based strategies for identifying parameters in permanent magnet synchronous motors.* International Journal of Automation and Computing, vol. 4, pp. 516-524, Vov. 2010.

[60] [Llor, 2003]

Llor A. M. *Commande directe de couple à fréquence de modulation constant des moteurs synchrones à aimants permanents.* Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, N° 03 ISAL 0013, 2003.

[61] [Loria, 2009]

Loria, A., *Robust linear control of (chaotic) permanent-magnet synchronous motors with uncertainties.* IEEE transactions on circuits and systems, vol. 56, no. 9, pp 2109-2122, 2009.

[62] [Maiti, 2009]

Maiti S., Chakraborty C., Sengupta S. *Simulation studies on model reference adaptive controller based speed estimation technique for the vector controlled permanent magnet synchronous motor drive.* Modelling Practice and Theory, vol. 17, pp. 585-596, Apr. 2009.

[63] [Marino, 2006]

Marino, R., Tomei, P. and Verrelli, C.M., *Nonlinear Adaptive Output Feedback Control of Synchronous Motors with Damping Windings.* 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Paris, 6-10 November 2006, 1131-1136.

- [64] [Merzoug, 2009] **Merzoug M.S. and Benalla H.**, *Nonlinear Backstepping Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)*. Intern. J. of Syst. Control, pp. 30-34, 2010.
- [65] [Morand, 2005] **Morand Franck**, *Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones*. Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 190 p, 2005
- [66] [Mouad, 2010] **Mouad O. et Sedik B.**, *Machine synchrone/asynchrone, Projet de Fin d'Etude en ingénierie génie électromécanique*, Université du Québec en Abiti-Témiscamingue, 94p, 2010.
- [67] [Nahid, 2001] **Nahid-Mobarakeh Babak**, *Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : Methodes, convergence, robustesse, Identification "en ligne" des paramètres*, Université de Nancy, INP de Lorraine, Nancy, France, 2001.
- [68] [Nedia, 2012] **Nedia Aouani**, *Commande Robuste des systèmes Linéaires continus à Paramètres Variant dans le temps*, Thèse de Doctorat en Informatique Industrielle, 117p, Mars 2012.
- [69] [Omrane, 2013] **Omrane Ines**, *Développement de capteurs logiciels de position pour la commande de MSAP*, Thèse 14 janvier 2014, Université de Poitiers.
- [70] [Ori, 2011] **Ori T.R., P. Gbaha, O. Asseu and A. Le Bot**, *Vehicle Stopping Distance by Means of Suspensions Control*. Asian Journal of Scientific Research, 2011, 4: 28-41.
- [71] [Ortega, 2011] **Ortega R., Praly L., Astolfi A. Lee J., Nam K.** *Estimation of rotor position and speed of permanent magnet synchronous motors with guaranteed stability*. IEEE Trans. Control Syst. Techn., vol. 19 n° 3, pp 601-614, May 2011.

- [72] [Oustaloup, 1994] **Oustaloup A.**, *La robustesse: Analyse et Synthèse de commandes robustes*. Traité des Nouvelles Technologies, Série Automatique, Paris: Hermès, 1994, 530 p.
- [73] [Peroutka, 2005] **Peroutka Z.** *Development of sensorless PMSM drives : application of extended Kalman filter*. Proceeding of the ISIE' 05, 2005, pp. 1647-1652.
- [74] [Prior, 2013] **Prior G., M. Krstic**, *Quantized-input Control Lyapunov Approach for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 21, No. 5, 2013, pp. 1784 -1794.
- [75] [Qian, 2013] **Qian Y., Yang Z., Fei L. and Sun H.**, *Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor with Stator Flux Estimation*. Journal of Computers, Vol. 8, No. 1, January 2013, pp. 108-112
- [76] [Raca, 2010] **Raca D., Garcia P., Reigosa D. D., Briz F., Lorenz R. D.** *Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds*. IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 46, n° 1, pp. 167-178, Jan./Feb. 2010.
- [77] [Rachid, 2010] **Rachid Errouissi**, *Contribution à la commande prédictive non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents*. Thèse doctorat de l'Université du Québec à Chicoutimi, 271 p, Juin 2010.
- [78] [Retif, 2008] **Retif J. M.**, *Commande vectorielle des Machine asynchrone et synchrone*. Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Lyon. édition 2008.
- [79] [Roosbeh, 2008] **Roosbeh M. and Davood A.**, *Optimal Control Strategies for Speed Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives*. World Academy of Sci., Engineering and Technology 4 (4) 2008, pp 428-432

- [80] [Sayeef, 2010] **Sayeef S., Foo G., Rahman M. F.** *Rotor position and speed estimation of a variable structure direct torque controlled IPM synchronous motor drive at very low speeds including standstill.* IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 57, n° 1, pp. 395-403, Jan. 2010.
- [81] [Serhoud, 2009] **Serhoud Hicham,** *Contribution à l'étude de la machine synchrone à réluctance variable.* Mémoire de Magister en Electrotechnique, 93p, Université de Batna, Algérie, juillet 2009.
- [82] [Tao, 2010] **Tao L., W. Jiuhe, T. Yi, W. Lei,** *A New Nonlinear Control Strategy for PMSM.* International Conference on Computer Design and Application, Qinhuangdao, China, June 2010, Vol. 3, pp. 186 – 189
- [83] [Titaouine, 2006] **Titaouine A., Benchabane F., Yahia K., Moussi A.,** *Commande d'une machine synchrone a aimants permanents et estimation de ces paramètres en utilisant le filtre de kalman etendu,* Décembre 2006, pp.37-43, Université Mohamed Khider – Biskra, Algérie.
- [84] [Tomei, 2011] **Tomei P., C.M. Verrelli,** *Observer-based Speed Tracking Control for Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motors with Unknown Load Torque,* IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 56, No. 6, 2011, pp. 1484 - 1488.
- [85] [Vaseghi, 2009] **Vaseghi Babab,** *Contribution à l'étude des machines électriques de défaut entre-spires,* Thèse 03 décembre 2009, Vandoeuvre-Les-Nancy INPL.
- [86] [Wolbank, 2004] **Wolbank T. M., Machl L., Jager T.,** *Combination of signal injection and neural networks for sensorless control of inverter fed induction machines,* PESC, Aachen Germany, pp. 2300-2305, 2004.
- [87] [Yue, 2014] **Yue Zhao,** *Position/Speed Sensorless Control For Permanent – Magnet Synchronous Machines,* Electrical Engineering Theses and Dissertations, University of Nebraska Lincoln, 2014, 206 p

[88] [Zgorski, 2013]

Zgorski Aloïs, *Commande en position et vitesse sans capteur mécanique de moteur synchrone à aimants permanents à pôles lisses. Application à un actionneur électromécanique pour aileron*. Thèse doctorat, Institut Nat. des Sci. Appliquées de Lyon. 2013, 181 pages.

[89] [Zhang, 2005]

Zhang Y., Shieh L.-S, Akujuobi C. et Gu X., *Observer based load disturbance compensation for motor drive with DSP implementation*, 31st Annual Conference of IEEE, Industrial Electronics Society, 6-10 November 2005, pp.1486-1491.

[90] [Zheng, 2008]

Zheng Zedong, *Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents*. Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 245p, mai 2008

[91] [Zhong, 1997]

Zhong L., Rahman M.F., Hu W. Y., Lim K. W. *Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives*. IEEE trans. Power Electron., vol. 12, n°3, pp. 528-536, May 1997.

[92] [Zulkifli, 2011]

Zulkifli S.A. and Ahmad M.Z., *H Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motor*. 2011 International Conference on Electronic Devices, Systems and Applications (ICEDSA), Kuala Lumpur, 25-27 April 2011, pp. 290-293.

ANNEXES

ANNEXE A : CARACTÉRISTIQUES DU MSAP

A1 – PARAMÈTRES NOMINAUX DU MSAP

Puissance mécanique $P_{mn} = 1.6 \text{ kW}$	Tension nominale $U_n = 220 / 380 \text{ V}$	Frottement visqueux $f_n = 0.0249 \text{ N.m.sec.rad}^{-1}$
Paires de pôles $p = 3$	Vitesse rotorique $\Omega_n = 3000 \text{ tour/mn}$	Moment d'inertie $J_n = 0.00747 \text{ kg.m}^2$
Résistance statorique $R = R_{sn} = 2.06 \Omega$	Flux rotorique $\Phi_m = 0.29 \text{ Wb}$	Inductance $L_{qn} = L_{dn} = 9.15 \text{ mH}$

A2 – DESCRIPTION DU DISPOSITIF EXPERIMENTAL

Le synoptique global de la plate-forme expérimentale utilisée par Zgorski (la même qui sera utilisée pour notre travail) durant son travail est constituée de trois (3) grands blocs fonctionnels (figure A.1) :

- ✓ le système de puissance ;
- ✓ le système électromécanique ;
- ✓ le système de commande.

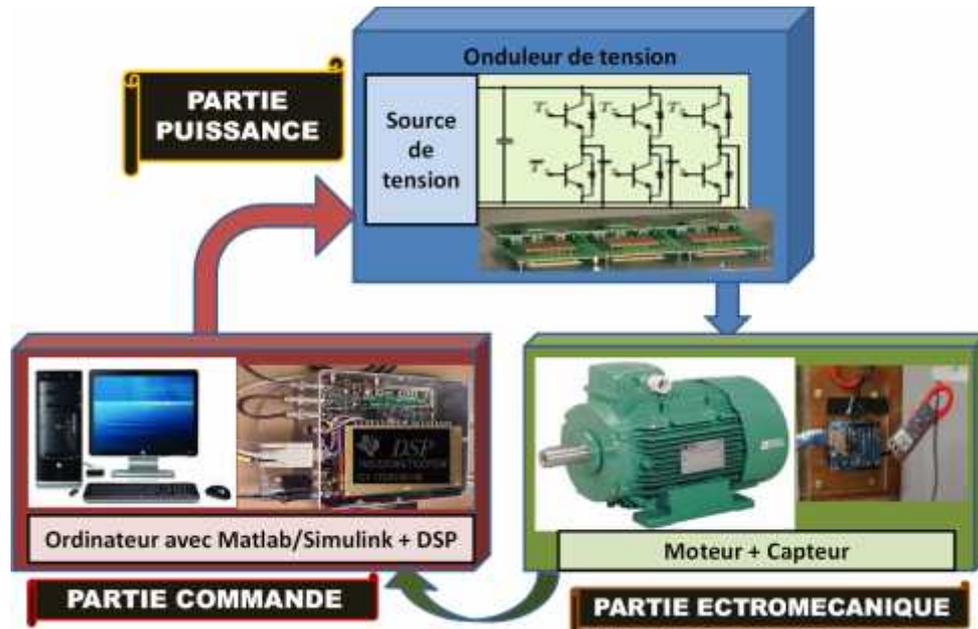


Figure (A.1) : Les 3 grands blocs fonctionnels de la plate-forme expérimentale

Le système commande est réalisée essentiellement par l'ordinateur et la carte DSPACE ; les onduleurs et sources de tension constituent la partie puissance puis le système électromécanique est composé globalement du moteur synchrone ainsi que les capteurs de mesure et d'instrumentation.

La partie commande envoie des ordres au système de puissance pour imposer les variables énergétiques contrôlables. Cette chaîne électrique est insérée entre le réseau et le moteur électrique permettant de moduler le flux d'énergie.

Une source de tension continue alimente un MSAP au travers d'un onduleur de tension afin de maîtriser le couple et donc la vitesse. Une fois l'énergie mise en forme par la partie puissance, elle est utilisée par le système électromécanique afin d'asservir sa vitesse.

Banc d'essai du laboratoire AMPERE

Le banc d'essai complètement instrumenté (figure A.2), permettant de réaliser les tests expérimentaux nécessaires, est installé dans le laboratoire AMPERE de l'Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Lyon sis en France.



Figure (A.2) : Photo du dispositif expérimental

Les différentes vues globales de la chaîne de commande, des systèmes mécaniques et puissance sont présentées par les figures A.3 et A.4

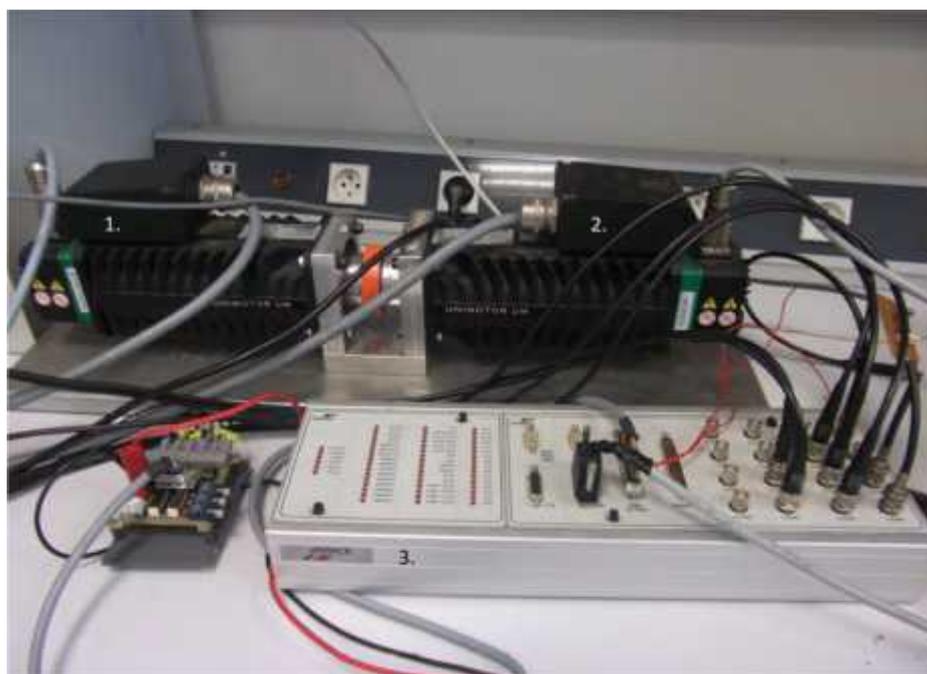


Figure (A.3) : Banc d'essai : Partie commande et mécanique (1, 2 et 3)



Figure (A.4) : Banc d'essai : Partie puissance et instrumentation (4, 5, 6 et 7)

Le banc d'essai est composé des outils suivants :

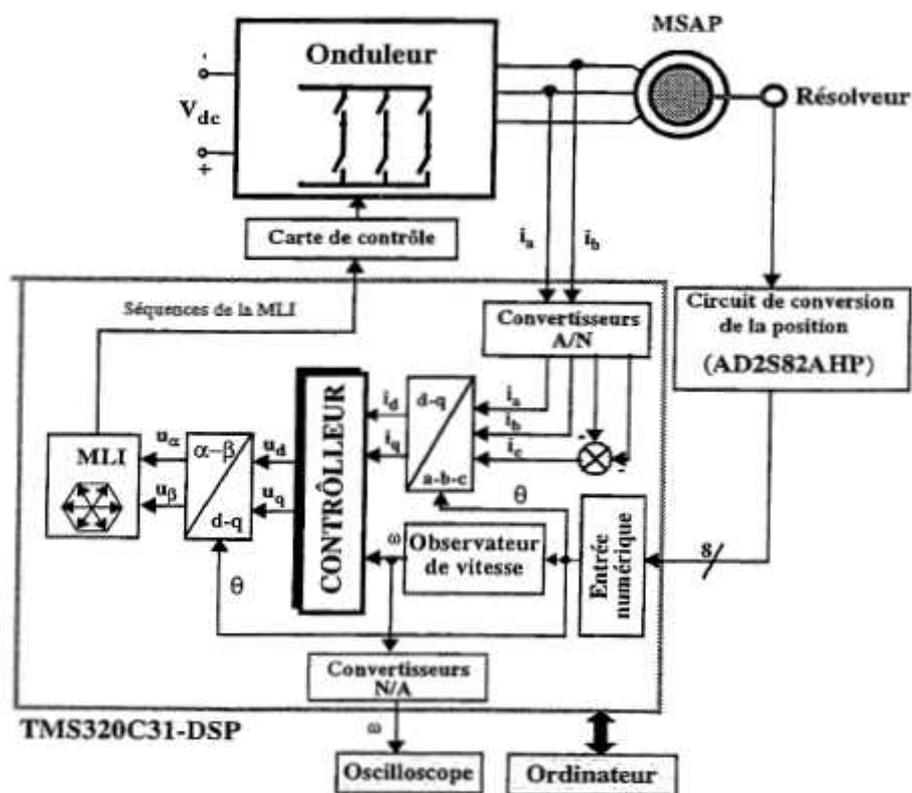
- ✓ un moteur synchrone « Leroy-Somer » équipé d'un codeur incrémental de résolution 4096 points par tour mécanique, utilisé pour la commande (1) ;
- ✓ un second moteur identique (2), destiné à simuler une charge, piloté par un variateur (4) et équipé d'un résolveur ;
- ✓ une carte DSPACE 1104 (utilisant un processeur TMS320) reliée à un PC (3) ;
- ✓ une carte d'acquisition des courants (5), utilisant trois capteurs LEM (LA 100P) ;
- ✓ une source de tension continue DC « Xantrex » variant entre 0V et 400V délivrant une valeur maximale du courant limitée à 10 A (6) ;
- ✓ un onduleur triphasé de 15 kW constitué de trois bras utilisant des interrupteurs de type IGBT, bidirectionnels en courant. La stratégie de modulation employée est la Modulation par Largeur d'Impulsions (MLI) avec une porteuse de fréquence de 10 kHz pilotée par une carte de contrôle. Les drivers qui commandent chaque bras de l'onduleur sont alimentés avec une tension continue de 15V (7).

Les lois de commande ainsi que les algorithmes d'observations sont implémentés dans la carte DS1104 via Matlab/Simulink.

Enfin, pour fermer la boucle d'asservissement et vérifier la précision des lois de commande, un retour d'informations est nécessaire. Une série de capteurs accomplit cette tâche :

- les mesures des courants statoriques sont données par les mesures des courants de phase via des capteurs à effet Hall ;
- un capteur de tension procurant la tension du bus continu ;
- un résolveur acquérant la position du moteur ;
- un codeur incrémental sauvegardant la position de la charge ;
- un couplemètre donnant le couple de frottement appliqué par le frein à poudre.

Le synoptique de la figure A.5 donne une vue éclatée du banc d'essai.



ANNEXE B : PARAMETRES DE REGLAGE DES ESTIMATEURS

✓ Observateur par mode glissant Etendu et Discret

$$Tr = 1 \text{ ms ;}$$

$$q = 10 ;$$

$$m = 15 ;$$

$$n = 15.$$

✓ Filtre de Kalman Etendu et Discret

$$P_{6 \times 6}(0) = \text{diag} \{10^4\};$$

$$R_{2 \times 2} = \text{diag} \{10^3\};$$

$$Q_{6 \times 6} = \text{diag} \{q\}.$$

Le réel q est réglé de manière adéquate et petit : $q \in [0 \ 10^{-2}]$,

ANNEXE C : ALGORITHME DE PROGRAMMATION DU FILTRE DE KALMAN ETENDU SUR MATLAB

```

function [sys,x0]=fkems(t,x,u,flag)
global Rs Ld Lq Phif tek J fn p Tr
global Pk
if abs(flag) == 2
Te=tek;
q=u(6); n=u(7); m=u(8);
Uk=[u(3), u(4)];
Ym=[u(1), u(2)];
Xk=x(1:6);

% x1=Id, x2=Iq; x3=Wr; x4=teta; x5=Tr; x6=Rs

Q=[q    0  0  0  0  0
    0   q  0  0  0  0
    0   0  q  0  0  0
    0   0  0  q  0  0
    0   0  0  0  q  0
    0   0  0  0  0  q];

R=[n  0
   0  n];

C=[1  0  0  0  0  0
   0  1  0  0  0  0];

A=[-x(6)/Ld  p*x(3)    0        0
    -p*x(3)  -x(6)/Lq  -p*Phif/Lq  0
    0        p*Phif/J  -fn/J     0
    0        0        p         0];

```

```

B=[1/Ld  0
    0     1/Lq
    0     0
    0     0];

```

```

f1=A(1,:)*Xk(1:4,1);
f2=A(2,:)*Xk(1:4,1);
f3=A(3,:)*Xk(1:4,1)-x(5)/J;
f4=A(4,:)*Xk(1:4,1);
f5=0;
f6=0;
f=[f1;f2;f3;f4;f5;f6];

```

```

h1=B(1,:)*Uk;
h2=B(2,:)*Uk;
h3=B(3,:)*Uk;
h4=B(4,:)*Uk;
h5=0;
h6=0;
h=[h1;h2;h3;h4;h5;h6];
I=eye(6);

```

```

F=[-x(6)/Ld  p*x(3)  p*u(2)  0  0  -u(1)/Ld
    -p*x(3)  -x(6)/Lq  -p*(u(1)+Phif/Lq)  0  0  -u(2)/Lq
    0        p*Phif/J  -fn/J  0  -1/J  0
    0        0        p  0  0  0
    0        0        0  0  0  0
    0        0        0  0  0  0];

```

```

F=I+F*Te;
Xk=Xk+((f+h)*Te);
Pk=(F*Pk*F'+Q);
%possibilité d'utiliser Pk=Pk+((F*Pk+Pk*F'+Q)*Te);
% Dans ce cas, prendre F=I+F*Te avec I=eye(6)
Gk=Pk*C'*inv(C*Pk*C'+R);

```

```

sys=Xk+Gk*(Ym-C*Xk); % matrice d'observation
Pk=Pk-Gk*C*Pk;

elseif flag == 3
sys=x(1:6);
elseif flag == 0
    sys=[0, 6, 6, 8, 0, 0];
    x0 = [0; 0; 0; 0; Tr; Rs];

Pk=[c  0  0  0  0  0
     0  c  0  0  0  0
     0  0  c  0  0  0
     0  0  0  c  0  0
     0  0  0  0  c  0
     0  0  0  0  0  c];

else
                                sys=[];

end

```

ANNEXE D : ALGORITHME DE PROGRAMMATION EN C/C++ DE L'OBSERVATEUR MODE GLISSANT ETENDU

```
#define S_FUNCTION_NAME msomme
#include "simstruc.h"

#define Rs      ssGetArg(S,0)
#define Ld      ssGetArg(S,1)
#define Lq      ssGetArg(S,2)
#define Phif    ssGetArg(S,3)
#define tek     ssGetArg(S,4)
#define J       ssGetArg(S,5)
#define fn      ssGetArg(S,6)
#define p       ssGetArg(S,7)
#define Tr      ssGetArg(S,8)

void sgm(double [2],double [2]);

static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S)
{
    ssSetNumContStates(    S, 0); /* nb d'état continus */
    ssSetNumDiscStates(    S, 6); /* nb d'état discret +++++*/
    ssSetNumInputs(        S, 8); /* nb of inputs */
    ssSetNumOutputs(        S, 6); /* nb of outputs +++++*/
    ssSetDirectFeedThrough(S, 0); /* direct flag */
    ssSetNumSampleTimes(   S, 1); /* nb of sample times */
    ssSetNumInputArgs(     S, 9); /* nb of input arguments +++++*/
    ssSetNumRWork(         S, 0); /* nb de vecteur réel */
    ssSetNumIWork(         S, 0); /* nb de vecteur entier*/
    ssSetNumPWork(         S, 0); /* nb of pointer vector */
}

static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S)
{
    double TEK;
    TEK = mxGetPr(tek)[0];
    ssSetSampleTimeEvent(S, 0, TEK);
    ssSetOffsetTimeEvent(S, 0, 0.0);
}

static void mdlInitializeConditions(double *x0, SimStruct *S)
{
    int i;
    double Rso;
    double Tro;
    Rso = mxGetPr(Rs)[0];
    Tro = mxGetPr(Tr)[0];

    for (i=0; i<4; i++)
        x0[i]=0;
}
```

```

        x0[4] = Tro;
        x0[5] = Rso;
    }
static void mdlOutputs(double *y, double *x, double *u, SimStruct
*S, int tid)
{
    int i;
    for (i=0; i<6; i++)
        y[i]=x[i];
}

static void mdlUpdate(double *x, double *u, SimStruct *S, int tid)
{
    int i;
    double Rso;
    double Tro;
    double Ldo;
    double po;
    double Phifo;
    double Lqo;
    double fo;
    double Jo;

    double bu;
    double TEK;
    double bt;
    double idt;
    double idu;
    double det;

    double bul;
    double bt1;
    double idt1;
    double idu1;

    double X[6];
    double z1[2];
    double z2[2];
    double XTIL[6];
    double h[6];
    double f[6];
    double G[6][2];
    double A[4][4];

    double TMP2[6];
    double TMP1[2];

    TEK = mxGetPr(tek)[0];
    Lqo = mxGetPr(Lq)[0];
    Ldo = mxGetPr(Ld)[0];
    Phifo=mxGetPr(Phif)[0];
    Rso = mxGetPr(Rs)[0];
    Jo = mxGetPr(J)[0];
    fo = mxGetPr(fn)[0];
    po = mxGetPr(p)[0];
    Tro = mxGetPr(Tr)[0];

```

```

/* Fabrication du vecteur X */
for (i=0; i<6; i++)
{
    X[i]=x[i];
}
/* Remplissage de la matrice A(k) */
A[0][0]=-TEK*X[5]/Ldo;
A[0][1]=TEK*po*X[2];
A[0][2]=0;
A[0][3]=0;

A[1][0]=-A[0][1];
A[1][1]=-TEK*X[5]/Lqo;
A[1][2]=-TEK*po/Lqo*Phifo;
A[1][3]=0;

A[2][0]=0;
A[2][1]=TEK*po/Jo*Phifo;
A[2][2]=-TEK*fo/Jo;
A[2][3]=0;

A[3][0]=0;
A[3][1]=0;
A[3][2]=TEK*po;
A[3][3]=0;

/* Remplissage de la matrice gain G(k) */
G[0][0]=TEK*u[7]*po*u[1];
G[0][1]=-TEK*u[7]*u[0]/Ldo;

G[1][0]=-TEK*u[7]*(po*u[0]+po/Lqo*Phifo);
G[1][1]=-TEK*u[7]*u[1]/Lqo;

G[2][0]=u[7]*(u[6]-TEK*fo/Jo);
G[2][1]=0;

G[3][0]=TEK*u[7]*po;
G[3][1]=0;

G[4][0]=u[7]*u[5];
G[4][1]=u[7]*u[5];

G[5][0]=0;
G[5][1]=u[7]*u[6];

/* Calcul de f(k) */
f[0]=(A[0][0]*u[0])+(A[0][1]*u[1])+(A[0][2]*X[2]);
f[1]=(A[1][0]*u[0])+(A[1][1]*u[1])+(A[1][2]*X[2]);
f[2]=(A[2][0]*u[0])+(A[2][1]*u[1])+(A[2][2]*X[2])-TEK*X[4]/Jo;
f[3]=TEK*X[2]*po;
f[4]=0;
f[5]=0;

/* Calcul des elements de h(k) */

```

```

h[0]=TEK*u[2]/Ldo;
h[1]=TEK*u[3]/Lqo;
h[2]=0;
h[3]=0;
h[4]=0;
h[5]=0;

/* Calcul des elements de XTIL 24*/
XTIL[0]=u[0]+(f[0]+h[0]);
XTIL[1]=u[1]+(f[1]+h[1]);
XTIL[2]=X[2]+(f[2]+h[2]);
XTIL[3]=X[3]+(f[3]+h[3]);
XTIL[4]=X[4]+(f[4]+h[4]);
XTIL[5]=X[5]+(f[5]+h[5]);

/* Calcul du sign de l'erreur TMP1 */

bu=po*u[1];
bul=-u[0]/Ldo;
bt=-(po*u[0]+po/Lqo*Phifo);
bt1=-u[1]/Lqo;
det=(bu*bt1)-(bul*bt);

/* inversion matrice (a,b; c,d) =(d,-b;-c,a) */

idu= bu/det;
idul=bul/det;
idt= bt/det;
idt1=bt1/det

z1[0]=u[0]-X[0];
z1[1]=u[1]-X[1];

z2[0]=TEK*((idu*z1[0])-(idul*z1[1]));
z2[1]=TEK*((idt*z1[0])-(idt1*z1[1]));

sgm(z2,TMP1); //appel de la procedure sgm

/* Calcul de la correction TMP2 */
TMP2[0]=(G[0][0]*TMP1[0])+(G[0][1]*TMP1[1]);
TMP2[1]=(G[1][0]*TMP1[0])+(G[1][1]*TMP1[1]);
TMP2[2]=(G[2][0]*TMP1[0])+(G[2][1]*TMP1[1]);
TMP2[3]=(G[3][0]*TMP1[0])+(G[3][1]*TMP1[1]);
TMP2[4]=(G[4][0]*TMP1[0])+(G[4][1]*TMP1[1]);
TMP2[5]=(G[5][0]*TMP1[0])+(G[5][1]*TMP1[1]);

/* Calcul de X(k) observe */
X[0]=XTIL[0]+TMP2[0];
X[1]=XTIL[1]+TMP2[1];
X[2]=XTIL[2]+TMP2[2];
X[3]=XTIL[3]+TMP2[3];
X[4]=XTIL[4]+TMP2[4];
X[5]=XTIL[5]+TMP2[5];

```

```

    /* Fabrication du vecteur x */

    for (i=0; i<6; i++)
    {
        x[i]=X[i];
    }
}

/* fonction: Signe d'une matrice 2*1 */
void sgm(double c[2], double d[2])
{
    int i;
    for (i=0; i<2; i++)
    {
        if (c[i]>0)
            d[i]=1;
        else if (c[i]<0)
            d[i]=-1;
        else d[i]=0;
    }
}

#ifdef MATLAB_MEX_FILE /* a MEX-file? */
#include "simulink.c" /* MEX-file interfac*/
#else
#include "cg_sfun.h" /* Code function */
#endif

```

ANNEXE E : PUBLICATIONS

E1/ PUBLICATION N°1

Engineering, 2015, 7, 691-699
Published Online October 2015 in SciRes, <http://www.scirp.org/journal/eng>
<http://dx.doi.org/10.4236/eng.2015.710060>



A Robust Extended Kalman Filter for Speed-Sensorless Control of a Linearized and Decoupled PMSM Drive

P. Tety¹, A. Konaté², Olivier Asseu^{2*}, E. Soro², P. Yoboué², A. R. Kouadjo²

¹Institut National Polytechnique Houphouët Boigny (INPHB), Yamoussoukro, Côte d'Ivoire

²Ecole Supérieure Africaine des Technologies de l'Information et de la Communication (ESATIC), Abidjan, Côte d'Ivoire

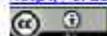
Email: tety@nic.ci, adama.konate@esatic.ci, asseu@yol-co.fr, etienne.soro@esatic.ci, pamela.yoboue@esatic.ci, ranok80@yahoo.fr

Received 22 August 2015; accepted 27 October 2015; published 30 October 2015

Copyright © 2015 by authors and Scientific Research Publishing Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

Abstract

This paper uses a robust feedback linearization strategy in order to assure a good dynamic performance, stability and a decoupling of the currents for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) in a rotating reference frame (d, q) . However this control requires the knowledge of certain variables (speed, torque, position) that are difficult to access or its sensors require the additional mounting space, reduce the reliability in harsh environments and increase the cost of motor. And also a stator resistance variation can induce a performance degradation of the system. Thus a sixth-order Discrete-time Extended Kalman Filter approach is proposed for on-line estimation of speed, rotor position, load torque and stator resistance in a PMSM. The interesting simulations results obtained on a PMSM subjected to the load disturbance show very well the effectiveness and good performance of the proposed nonlinear feedback control and Extended Kalman Filter algorithm for the estimation in the presence of parameter variation and measurement noise.

Keywords

Robust Feedback Control, PMSM, Extended Kalman Filter, Estimation

1. Introduction

In recent years, there has been an emerging growth of PMSM. This machine has been widely used in many in

*Corresponding author.

How to cite this paper: Tety, P., Konaté, A., Asseu, O., Soro, E., Yoboué, P. and Kouadjo, A.R. (2015) A Robust Extended Kalman Filter for Speed-Sensorless Control of a Linearized and Decoupled PMSM Drive. *Engineering*, 7, 691-699. <http://dx.doi.org/10.4236/eng.2015.710060>

dustrial applications. The main advantages, as compared with other AC motor drive, are high power factor, high power density, high torque to current ratio, high efficiency, Hence robustness, lower loss, lower maintenance and less complex motor can be obtained [1] [2].

However, the control of PMSM is proved very difficult because the dynamic model of the PMSM is nonlinear, multidimensional and complex where some parameters vary with temperature or saturation. This nonlinear dynamic behavior induces the use of nonlinear feedback control strategy [3] [4] in order to permit a decoupling of the PMSM variables in a (d, q) coordinate so that stator currents can be separately controlled.

On the other hand, to preserve and improve the reliability under parameters variation and noises injected by the inverter (which can induce a state-space “coupling” and degradation of the system), a robust control approach has been made on the motor drives [5]-[7]. This control algorithm uses H-infinity synthesis of currents correctors in order to insure robust stability and performances of the inner current loop.

To guarantee good performances in presence of parameters variations (more specifically the stator resistance and load variation) and whereas advanced PMSM control strategies require knowledge of the instantaneous speed (which is difficult to access), the technique based on the state observer allowing an on-line estimation of the speed, position, load torque and the stator resistance is necessary.

Accurate estimation of speed in the presence of measurement and system noise, and parameter variations is a challenging task. Kalman filter (KF) named after Rudolph E. Kalman [8] is one of the most well known and often used tools for stochastic estimation. The KF is essentially a set of mathematical equations [9] [10] that implement a predictor-corrector type estimator that is optimal in the sense that it minimizes the estimated error covariance when some presumed conditions are met. For the speed, torque and stator resistance estimation problem of PMSM, where parameter variation and measurement noise is present, KF is the ideal one.

Many literatures on the KF technique and its applications, essentially extended for the estimation of the speed, have been published [11]-[13]. However, using the nonlinear feedback control, this Extended KF (EKF) technique doesn't take into account the combination load torque and stator resistance variation.

In the present research, after a brief review of the PMSM model, on the one hand a robust Input-output linearization and decoupling scheme is developed and on the other hand a sixth-order discrete-time EKF, based on KF principle, is proposed to estimate the speed, currents, position and extended for the load torque and stator resistance reconstruction.

Finally, the proposed combination nonlinear feedback control and EKF approach are confirmed by simulations results carried out on PMSM drive system in the presence of measurement noise and parameter variations.

2. PMSM Equations and Robust Feedback Control

By assuming that the saturation of the magnetic parts and the hysteresis phenomenon are neglected; by considering the case of a smooth-air-gap PMSM (where the inductances are equal: $L_d = L_q$) and according to the field oriented principle where the direct axis current (I_d) is always forced to be zero which simplifies the dynamics and achieve maximum electromagnetic torque per ampere, the PMSM model in the rotor reference (d, q) frame are as follows [2] [5]:

$$\begin{cases} \dot{X} = F(X) + G \cdot U \\ Y = H(X) = [h_1(X) \quad h_2(X)]^T = [I_d \quad I_q]^T \end{cases} \quad (1)$$

with $X = [I_d I_q \Omega \theta]^T$, $U = [V_d V_q]^T$

$$F(X) = \begin{bmatrix} f_1(X) \\ f_2(X) \\ f_3(X) \\ f_4(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \cdot I_q \cdot \Omega \\ -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p \cdot I_d \cdot \Omega - \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q} \Omega \\ -\frac{f}{J} \cdot \Omega + \frac{p \cdot \Phi_f}{J} I_q - \frac{T_L}{J} \\ p \cdot \Omega \end{bmatrix}; \quad G = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

This Equation (1) shows that the dynamic model of PMSM is nonlinear because of the coupling between the electrical currents and some parameters (in particular R_s) vary with temperature. Thus, in order to control independently the currents (I_d , I_q) and then preserve the robustness performance and stability of the system under parameters variation and measurement noise, we can use a robust feedback linearization strategy to regulate the motor states [18]. Thus, we can see that the system (1) has relative degree $r_1 = r_2 = 1$ and can be transformed into a linear and controllable system by chosen:

- a suitable and an appropriate change of coordinates given by:

$$z_1 = h_1(x); \quad z_2 = h_2(x) \quad \text{with} \quad (2)$$

where $[v_1, v_2]^T$ are the new input vector of the obtained decoupled systems

- the feedback linearization control having the following form:

$$u = \begin{bmatrix} L_g h_1(x) & 0 \\ 0 & L_g h_2(x) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_1 - L_f h_1(x) \\ v_2 - L_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 - f_1 \\ v_2 - f_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

This feedback control (3) is effective and leads the system (1) to two decoupled subsystems;

- and two robust controllers $C(s)$, using H_∞ synthesis and "Doyle method" [6] [14], defined as:

$$C(s) = \frac{J(s) \cdot H(s)^{-1}}{1 - J(s)} \quad \text{with} \quad J(s) = \frac{1}{(1 + t_0 s)^2} \quad \text{and} \quad H(s) = \frac{1}{1 + T_s s} \quad (4)$$

The real t_0 is an adjusting positive parameter, chosen adequately small ($t_0 < 1$), in order to satisfy the robustness performance, to have a good regulation and convergence of the currents.

The block diagram structure for the control of (I_d , I_q) can be summarized as follows in Figure 1.

However the control of a PMSM generally required the knowledge of the instantaneous speed of the rotor that is not measurable. Also a variation of the stator resistance or/and load torque (R_s and T_L) can induce a lack of field orientation. In order to achieve better dynamic performance, an on-line estimation of rotor speed, stator resistance and load torque is necessary.

In this study, in order to respect to the parametric variations in the presence of measurement and system noise (stochastic estimation), an EKF's algorithm for speed estimation extended for the stator resistance and load torque reconstruction, is presented and explained in the next section.

3. Model of Extended Kalman Filter

For parameter estimation using a full order EKF, the model structure (1) is discretized directly using Euler approximation (1st order) proposed in [15]. Furthermore, the state vector is extended to the stator resistance and load torque. Thus, choosing the currents (I_d , I_q), speed (Ω), rotor position (θ), load torque (T_L) and stator resistance (R_s) as state variables, the voltages (V_d , V_q) as inputs, the new discrete-time and Stochastic sixth-order nonlinear dynamic model for the PMSM is described by Equation (5):

$$\begin{cases} X_e(k+1) = f(X_e(k), U(k)) + n(k) = X_e(k) + T_e \cdot Q(x_e(k), U(k)) + n(k) \\ Y_e(k) = h(X_e(k)) + r(k) \end{cases} \quad (5)$$

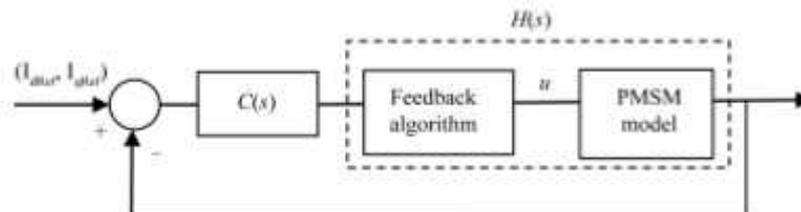


Figure 1. Proposed currents control scheme.

where $X_e(k) = [I_d(k) I_q(k) \Omega(k) q(k) T_z(k) R_s(k)]^T$, $U(k) = [V_d(k) V_q(k)]^T$

$$Q(X_e(k), U(k)) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s(k)}{L_d} I_d(k) + \frac{L_q}{L_d} p \cdot I_q(k) \cdot \Omega(k) + \frac{1}{L_d} V_d \\ -\frac{R_s(k)}{L_q} I_q(k) - \frac{L_d}{L_q} p \cdot I_d(k) \cdot \Omega(k) - \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q} \Omega(k) + \frac{1}{L_q} V_q \\ -\frac{f}{J} \cdot \Omega(k) + \frac{p \cdot \Phi_f}{J} I_q(k) - \frac{T_z(k)}{J} \\ p \cdot \Omega(k) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$Y_e(k) = \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = h(X_e(k)) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot X_e(k) = H \cdot X_e(k)$$

The resulting output vector $Y_e(k)$ consists of the estimated motor current in a rotor reference frame being compared to the measured current. The difference is used to correct the state vector of the system model.

$X_e(k)$ and $Y_e(k)$ are the state vector and output, respectively at the k -th sampling instant, *i.e.* $t = k \cdot T_s$ with T_s the adequate sampling period chosen without failing the stability and the accuracy of the discrete-time model.

The random disturbance input, represented by $n(k)$, is the sum of modeling uncertainty, the discretization errors and the system noise. The measurement noise is represented by $r(k)$. Both $n(k)$ and $r(k)$, are assumed to be white Gaussian noise with zero mean and covariance matrix Q and R respectively. Consider that:

- $\hat{X}_e(k)$ = the estimate of $X_e(k)$ and $K(k+1)$ = EKF gain;
- $\hat{X}_e(k+1|k)$ = the linear minimum mean square estimate of $X_e(k+1)$;
- $P(k+1|k)$ = state prediction covariance error;
- $P(k+1|k+1)$ = state estimation covariance error;
- Initialization gives: $\hat{X}_e(0|0) = \hat{X}_e(0)$ and $P(0|0) = P(0)$.

The steps of the proposed sixth-order Discrete-time Extended Kalman Filter algorithm are as follows:

$$\left\{ \begin{array}{l} 1) \hat{X}_e(k+1|k) = f(\hat{X}_e(k|k), U(k)) \\ 2) F(k) = \left. \frac{\partial f(\hat{X}(k), U(k))}{\partial \hat{X}(k)} \right|_{x_e(k) = \hat{x}_e(k|k)} \\ 3) P(k+1|k) = F(k) \cdot P(k|k) \cdot F^T(k) + Q \\ 4) K(k+1) = P(k+1|k) \cdot H^T [H \cdot P(k+1|k) \cdot H^T + R]^{-1} \\ 5) \Delta Y_e(k+1|k) = Y_e(k+1) - H \cdot \hat{X}_e(k+1|k) \\ 6) \hat{X}_e(k+1|k+1) = \hat{X}_e(k+1|k) + K(k+1) \cdot \Delta Y_e(k+1|k) \\ 7) P(k+1|k+1) = [I - K(k+1) \cdot H] \cdot P(k+1|k) \\ 8) \text{Increment } k \text{ and Go to step 1} \end{array} \right. \quad (6)$$

The EKF algorithm consists of repeated use of step (1-8) for each measurement. $F(k)$ is the Jacobian matrix of partial derivatives of $f(\bullet)$ with respect to $X_e(k)$. From Equation (5), we obtain:

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + T_s \cdot \begin{bmatrix} -\frac{R_s(k)}{L_d} + p \cdot \Omega(k) + p \cdot I_q(k) - \frac{I_d(k)}{L_d} + \frac{1}{L_d} V_d \\ -\frac{R_s(k)}{L_q} - p \cdot \Omega(k) - p \cdot I_d(k) - \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q} - \frac{I_q(k)}{L_q} + \frac{1}{L_q} V_q \\ \frac{f}{J} + \frac{p \cdot \Phi_f}{J} - \frac{1}{J} \\ p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

4. Simulation Results and Discussion

The proposed robust nonlinear feedback control combined with a EKF strategy has been investigated with simulation tests carried out for a 1.6 kW PMSM by means of SIMULINK in order to illustrate its effectiveness against load, measurement noise and parameter variation (Figure 2). The nominal parameters of the PMSM, determined by means of the least-squares identification techniques proposed by the references [16] [17], are shown in the Table 1.

In order to evaluate its robustness and effectiveness, the comparisons between the estimated state variables and the simulated ones have been realized for several operating conditions with the presence of about 15% white noise on the measured currents and with additional load torque ($T_l > 1$ N·m).

Thus the simulations are obtained at first in the nominal case with the parameters of the PMSM (Table 1) and then in the second case, with 50% variation of the nominal stator resistance ($R_s = 1.5 R_{sn}$) in order to verify the behavior of the proposed EKF algorithm estimator with respect to stator resistance and load torque variation.

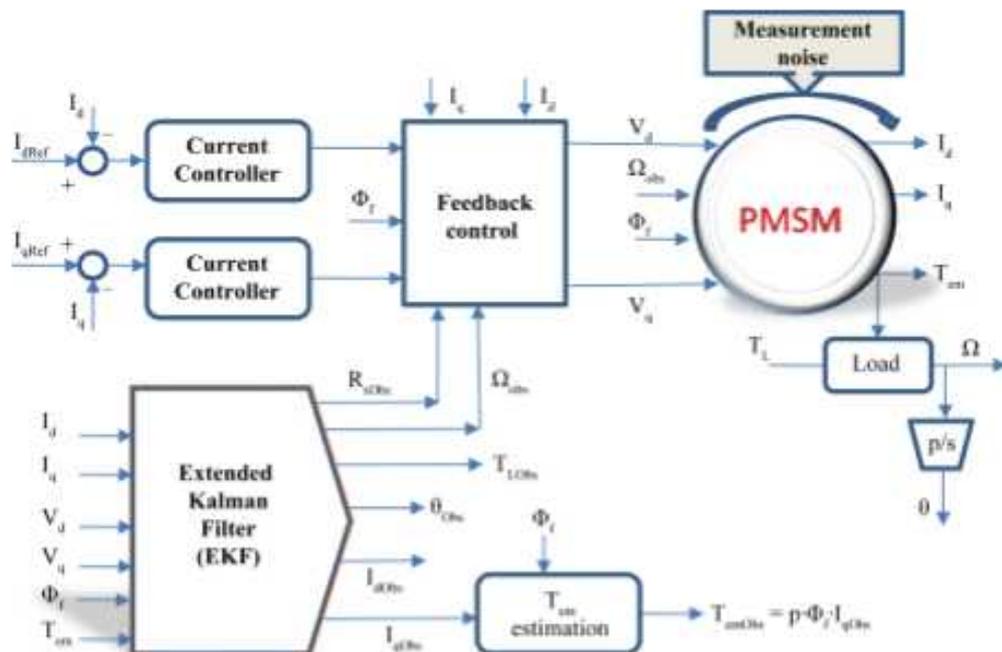


Figure 2. Simulation scheme.

Table 1. Nominal parameters of the PMSM.

$P_{nom} = 1.6$ kW	$U_n = 220/380$ V	$f_n = 0.0162$ N·m·sec·rad ⁻¹
$p = 3$	$\Omega_n = 1000$ rpm	$J_n = 0.0049$ kg·m ²
$R_{sn} = 2.06$ Ω	$Phif_n = 0.29$ Wb	$L_{qn} = L_{dn} = 9.15$ mH

Initialization and Tuning of the EKF Algorithms

The important and difficult part in the design of the full order EKF is choosing the proper values for the covariance matrices Q and R . The change of values of covariance matrices affects both the dynamic and steady-state.

In order to have a good performance, to insure better stability, convergence time and considerable rapidity of the EKF, the chosen values for the covariance matrices Q , R and P can be initialized and adjusted as follows:

$$P_{(n \times n)}(0) = \text{diag}\{10^4\}; \quad R_{(2 \times 2)} = \text{diag}\{10^{-3}\}; \quad Q_{(6 \times 6)} = \text{diag}\{q\},$$

the real q_i must be tuned adequately small: $q \in [0 \ 10^{-1}]$.

Our proposed Feedback control and EKF algorithm operate with a sampling period $T_s = 1$ ms and using Euler approximation.

Experiment simulation were performed and examined with regards to the following tasks: possibility current changing and load torque acting.

Figure 3 and Figure 4 show the responses of the currents, speed, rotor position, load torque and stator resistance for a step variation of the current reference (IdRef) under noisy conditions.

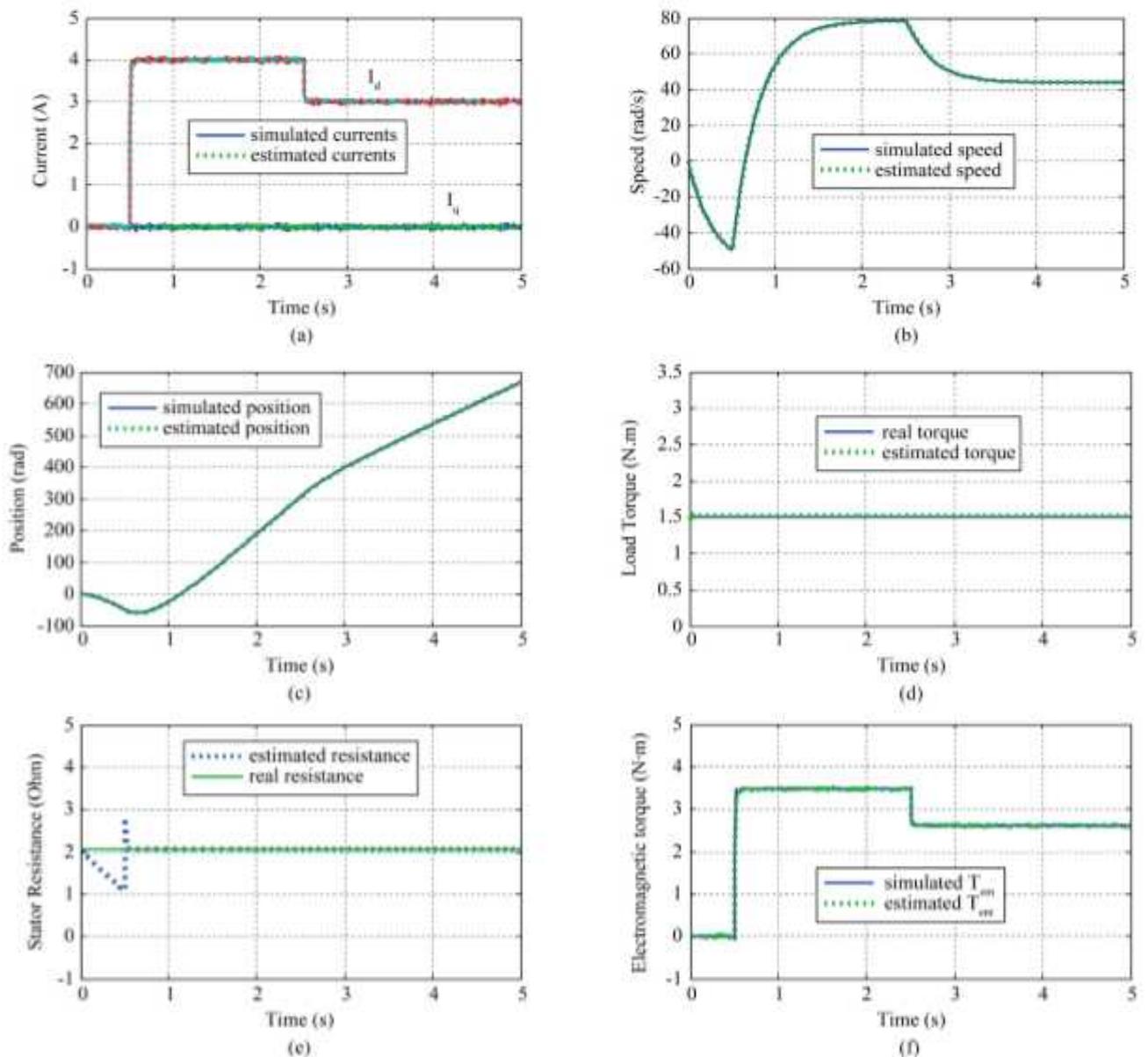


Figure 3. Nominal case ($R_s = R_{s,n}$): Comparison between estimated and simulated values for $T_L = 1.5$ N.m in the presence of measurement noises.

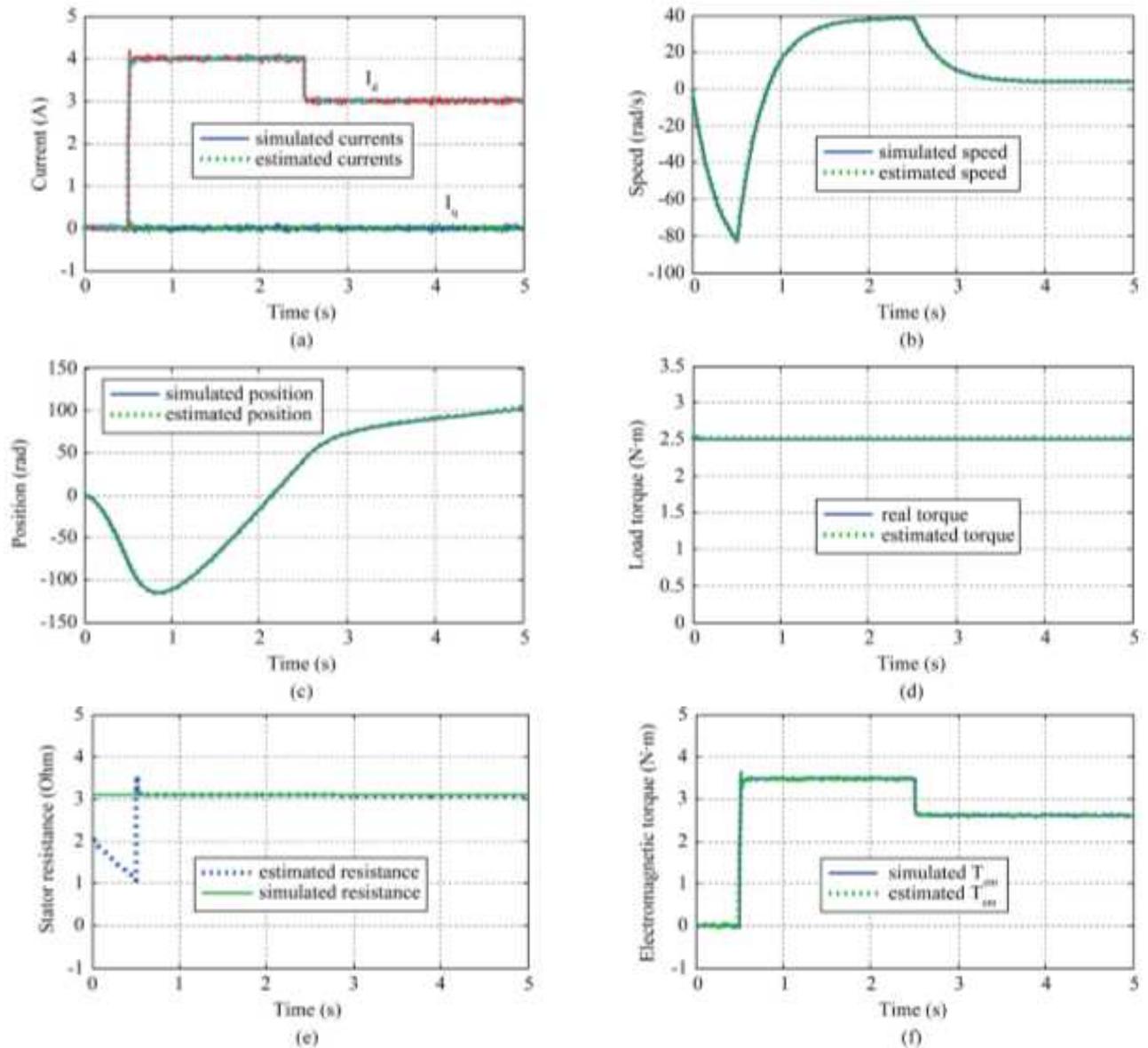


Figure 4. Non nominal case ($R_r = 1.5 \cdot R_{rn}$): Comparison between estimated and simulated values for $T_L = 2.5$ N-m in the presence of measurement noises.

One can see that in both nominal (Figure 3) and non-nominal cases (Figure 4 where $R_r = 1.5 R_{rn}$), the estimated values of currents, speed, rotor position and load torque converge very well to their simulated values and are not affected too much from the injected noise.

The observed better speed responses (Figure 3(b), Figure 4(b)), in the presence of parameter uncertainty and measurement noises, indicate the good regulation and convergence of the currents (with a decoupled system) due to a favorable stator resistance (Figure 3(e), Figure 4(e)) and load torque estimation (Figure 3(d), Figure 4(d)).

These good waveforms illustrate the fast convergence and high performance of the robust decoupling control and EKF algorithm against modeling uncertainty, parametric variation and measurement noise.

5. Conclusions

We have shown in this work that a robust nonlinear feedback control combined with a EKF approach have been realized to permit a linearization, decoupling and regulation of the PMSM states (currents) in order to assure a good dynamic performance of the global system and for solving range of problems in sensorless (speed, rotor

position and load torque) control of PMSM drive without mechanical sensor.

The interesting simulation results obtained on the PMSM show the effectiveness, the convergence and the stability of the proposed control in presence of stator resistance variation, measured noise and load.

Thus in the industrial applications, because of the economic advantages (especially for low-powered motors), one will appreciate very well the experimental implement of this robust EKF sensorless control algorithm to substitute the PMSM mechanical sensor for the reconstitution of the speed, rotor position, load torque and stator resistance.

References

- [1] Dehkordi, A., Gole, A.M. and Maguire, T.L. (2005) PM Synchronous Machine Model for Real-Time Simulation. *International Conference on Power Systems Transients*, Montreal, Paper No. IPST05-159.
- [2] Pillay, P. and Krishnan, R. (1988) Modeling of Permanent Magnet Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **35**, 537-541. <http://dx.doi.org/10.1109/41.9176>
- [3] Li, J. and Li, Y.Z. (2006) Speed Sensorless Nonlinear Control for PM Synchronous Motor Fed by Three-Level Inverter. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Mumbai, 15-17 December 2006, 446-451. <http://dx.doi.org/10.1109/ICIT.2006.372208>
- [4] Marino, R., Tomei, P. and Verrelli, C.M. (2006) Nonlinear Adaptive Output Feedback Control of Synchronous Motors with Damping Windings. *32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Paris, 6-10 November 2006, 1131-1136. <http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2006.347363>
- [5] Deng, Z.H. and Nian, X.H. (2015) Robust Control of Permanent Magnet Synchronous Motors. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, **2**, 143-150.
- [6] Bingyou, L. (2009) Research on H infinity Robust Tracking Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Servo System. *International Conference on Information Engineering and Computer Science, ICIEC*, 1-5
- [7] Zulkifli, S.A. and Ahmad, M.Z. (2011) H ∞ Speed Control for Permanent Magnet Synchronous Motor. *2011 International Conference on Electronic Devices, Systems and Applications (ICEDSA)*, Kuala Lumpur, 25-27 April 2011, 290-293. <http://dx.doi.org/10.1109/ICEDSA.2011.5959059>
- [8] Kalman, R.E. (1960) A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. *Journal of Basic Engineering*, **82**, 35-45. <http://dx.doi.org/10.1115/1.3662552>
- [9] Gowda, M., Ali, W., Coffie, P. and Fuller, J. (2013) Design and Digital Implementation of Controller for PMSM Using Extended Kalman Filter. *Circuits and Systems*, **4**, 489-497. <http://dx.doi.org/10.4236/cs.2013.48064>
- [10] Taibi, D., Titaouine, A., Benchabane, F. and Bennis, O. (2015) Stability Analysis of the Extended Kalman Filter for Permanent Magnet Synchronous Motor. *Journal of Applied Engineering Science & Technology (JAEST)*, **1**, 51-60
- [11] Aissa, A. and Mokhtari, B. (2012) Extended Kalman Filter for Speed Sensorless Direct Torque Control of a PMSM Drive Based Stator Resistance Estimator. *Journal of Electrical and Control Engineering*, **2**, 33-39.
- [12] Fateh, B., Titaouine, A., Bennis, O., Guettaf, A., Yahia, K., et al. (2011) Robust Position and Speed Estimation Algorithm for Permanent Magnet Synchronous Drives. *European Journal of Scientific Research*, **57**, 6-14.
- [13] Cheol, M., Hyun Nam, K., Jung, M., Chae, C. and Kwon, Y. (2012) Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Unscented Kalman Filter. *Proceedings of SICE Annual Conference (SICE)*, 2018-2023.
- [14] Doyle, J.C., Francis, B.A. and Tannenbaum, A.R. (1992) *Feedback Control Theory*. Maxwell MacMillan International, New York, 240 p.
- [15] Lewis, F. (1992) *Applied Optimal Control Estimation-Digital Design and Implementation*. Prentice Hall, New York, 448 p.
- [16] De Fornel, B. and Louis, J.P. (2007) *Identification and Observation of the Electric Actuators*. Hermes, Paris, 250 p.
- [17] Leite, V.T., Araujo, R.M. and Freitas, D.R. (2003) A New Online Identification Methodology for Flux and Parameters Estimation of Vector Controlled Induction Motors. *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03*, **1**, 449-455.
- [18] Asseu, O., Yeo, Z., Koffi, M., Ori, T.R., Loum, G.L., Zoueu, T.J. and Tanoh, A. (2009) Reduced-Order Sliding Mode Flux Observer and Nonlinear Control of an Induction Motor. *Trends in Applied Sciences Research*, **4**, 14-24. <http://dx.doi.org/10.3923/tasr.2009.14.24>

Nomenclature

- T_{em}, T_l : Electromagnetic and load torques (N.m)
 I_d, I_q : (d, q)-axis stator currents (A)
 p, J, f : p : pole number; J : inertia ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$); f : Damping coefficient (Nm·s/rad)
 L_d, L_q : (d, q)-axis inductances (H)
 R_s, T_s : Stator resistance (Ω) and Sampling period (s).
 V_d, V_q : D-axis and q-axis stator voltage (V).
 Φ_f, θ : Φ_f : Rotor magnet flux linkage (Wb); θ : Rotor position at electrical angle (rpm).
 ω_r, Ω : ω_r : Rotor electrical radian speed; Ω : Mechanical rotor speed (rad/s).

An Extended Sliding Mode Observer for Speed, Position and Torque Sensorless Control for PMSM Drive Based Stator Resistance Estimator

Pierre Tety¹, Adama Konaté², Olivier Asseu^{2*}, Etienne Soro², Pamela Yoboué²

¹Institut National Polytechnique Houphouët Boigny (INPHB), Yamoussoukro, Côte d'Ivoire

²Ecole Supérieure Africaine des Technologies de l'Information et de la Communication (ESATIC), Abidjan, Côte d'Ivoire

Email: *oasseu@yahoo.fr

Received 27 August 2015; accepted 1 January 2016; published 4 January 2016

Copyright © 2016 by authors and Scientific Research Publishing Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

Abstract

This paper presents a robust sixth-order Discrete-time Extended Sliding Mode Observer (DESMO) for sensorless control of PMSM in order to estimate the currents, speed, rotor position, load torque and stator resistance. The satisfying simulation results on Simulink/Matlab environment for a 1.6 kW PMSM demonstrate the good performance and stability of the proposed ESMO algorithm against parameter variation, modeling uncertainty, measurement and system noises.

Keywords

PMSM, Extended Sliding Mode Observer, Feedback Control

1. Introduction

Drive applications with PMSM are receiving more and more interest because of their better performance in dynamic and steady state responses, from their greater power density, larger torque/ampere, best efficiency, lower cost and easier maintenance [1] [2]. To achieve high-performance field oriented control, accurate rotor position information, which is usually measured by rotary encoders or resolvers, is indispensable. However, the use of these sensors increases the cost, size, weight, and wiring complexity and reduces the mechanical robustness and the reliability of the overall PMSM drive systems.

*Corresponding author.

How to cite this paper: Tety, P., Konaté, A., Asseu, O., Soro, E. and Yoboué, P. (2016) An Extended Sliding Mode Observer for Speed, Position and Torque Sensorless Control for PMSM Drive Based Stator Resistance Estimator. *Intelligent Control and Automation*, 7, 1-8. <http://dx.doi.org/10.4236/ica.2016.71001>

The goal of the research for this dissertation was to develop a rotor position/speed/load torque sensorless control system with performance comparable to the sensor-based control systems for PMSMs over their entire operating range.

The naturally structure of non-linear multivariable state of PMSM models induces the use of robust feedback linearization method [3] [4] in order to permit a decoupling and good dynamic stability of the PMSM variables in a field-oriented (d, q) coordinate so that stator currents can be separately and independently controlled.

However, this feedback control technique requires the knowledge of the instantaneous speed which is often difficult to access or not usually measurable in practice. Also parameters variations (more specifically the stator resistance and load torque variation) and noises injected by the inverter in the PMSM can induce a lack of field orientation and a state-space "coupling", which can involve a performance degradation of the system.

In order to achieve better system dynamic performance, the approach proposed in this paper consists to design extended observers allowing an on-line estimation of speed, position, load torque and stator resistance.

The Extended Kalman Filter (EKF) presented in [5] [6] can be used for the problem of states estimations for PMSM sensorless control. Unfortunately the initialization and the optimal choice of covariance and gain matrix are delicate. These matrixes play a critical role in robustness of the EKF.

Another approach proposed in [7]-[10] to estimate the state variables in a PMSM is the use of Sliding Mode Observer (SMO). This nonlinear estimator, based on the variable structure system theory, has been chosen to be of type "Sliding Mode" for having many advantages like: robustness to disturbances, low sensitivity to the system parameters vibrations, some gains easily adjusted compared with the EKF.

Thus, this paper proposes a sixth-order Discrete-time Extended Sliding Mode Observer (DESMO) to provide not only Speed/rotor position estimation but also the load torque and stator resistance reconstruction for the PMSM

After a brief review of the PMSM model, the simulation results for a 1.6 kW PMSM drive system are presented to validate the high robustness of the proposed DESMO approach against parameter variations, measurement and system noises.

2. Model of PMSM

By assuming that the saturation of the magnetic parts and the hysteresis phenomenon are neglected; by considering the case of a smooth-air-gap PMSM (where the inductances are equal: $L_d = L_q$) and according to the field oriented principle where the direct axis current (I_d) is always forced to be zero which simplifies the dynamics and achieve maximum electromagnetic torque per ampere, the PMSM model in the rotor reference (d, q) frame are as follows [2] [5]:

$$\begin{cases} \dot{X} = F(X) + G \cdot U \\ Y = H(X) = [h_1(X) \ h_2(X)]^T = [I_d \ I_q]^T \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{with } X = [I_d \ I_q \ \Omega \ \theta]^T, \quad U = [V_d \ V_q]^T$$

$$F(X) = \begin{bmatrix} f_1(X) \\ f_2(X) \\ f_3(X) \\ f_4(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \cdot I_q \cdot \Omega \\ -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p \cdot I_d \cdot \Omega - \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q} \Omega \\ -\frac{f}{J} \cdot \Omega + \frac{p \cdot \Phi_f}{J} I_q - \frac{T_L}{J} \\ p \cdot \Omega \end{bmatrix}; \quad G = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

This relation (1) shows that the PMSM dynamic model can be represented as a non-linear function of speed and stator resistance which varies with temperature. A variation of this parameter can induce, for the PMSM, a lack of field orientation, performance and stability. Thus, to preserve the reliability and robustness stability under the stator resistance variation, a robust input-output linearization via feedback control, proposed by [3] [4], is used to provide a good regulation and convergence of the currents for the PMSM drive. However, the resolution of the feedback control for the PMSM requires an on-line estimation of the speed value that is not measurable.

Thus, in order to take into account the load torque and stator resistance variations, this work uses a full sixth-order Discrete-time ESMO method to provide an on-line estimation of currents, speed, rotor position, load

torque and stator resistance in a PMSM.

3. Discrete-Time ESMO Model

Let us consider the dynamic model of the PMSM given by the system (1). Assume that among the state variable, only the currents $(I_d, I_q) = (z_1, z_2)$ are measurable. Consider that (\hat{z}_1, \hat{z}_2) are the estimates of the currents and denote (\hat{x}_1, \hat{x}_2) the estimates of the speed (Ω) and position (θ). Thus, In order to solve at the same time the problem of the load torque and stator resistance estimations in a PMSM, a six-dimensional extended state vector defined by $X_e = [I_d \ I_q \ \Omega \ \theta \ T_r \ R_s]^T = [z_1 \ z_2 \ x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$ has been introduced.

Thus the proposed ESMO structure is a copy of the model (1), extended to the load torque and stator resistance equation, and by adding corrector gains with switching terms [8]:

$$\dot{\hat{X}}_e = Q(\hat{X}_e, U) + K \cdot J_s \quad (2)$$

$$\text{with } \hat{X}_e = [\hat{I}_d \ \hat{I}_q \ \hat{\Omega} \ \hat{\theta} \ \hat{T}_r \ \hat{R}_s]^T = [\hat{z}_1 \ \hat{z}_2 \ \hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \hat{x}_3 \ \hat{x}_4]^T$$

$$Q(\hat{X}_e, U) = \begin{pmatrix} -\frac{\hat{x}_4}{L_d} \cdot z_1 + p \cdot \hat{x}_1 \cdot z_2 + \frac{V_d}{L_d} \\ -p \cdot \hat{x}_1 \cdot z_1 - \frac{\hat{x}_4}{L_q} \cdot z_2 - \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q} \cdot \hat{x}_1 + \frac{V_q}{L_q} \\ \frac{p \cdot \Phi_f}{J} z_2 - \frac{f}{J} \cdot \hat{x}_1 - \frac{\hat{x}_3}{J} \\ p \cdot \hat{x}_1 \\ \tau \\ \varepsilon \end{pmatrix}$$

where the parameters (τ, ε) present the slow variation of (T_r, R_s) ; K is the observer gain matrices and the switching " J_s " that depends on the estimated currents, is given by:

$$J_s = \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix} \quad \text{with } S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = M^{-1} \cdot \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \cdot z_2 & -\frac{z_1}{L_d} \\ -\left(p \cdot z_1 + \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q}\right) & -\frac{z_2}{L_q} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Setting

$$\begin{bmatrix} \tilde{z}_1 \\ \tilde{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 \\ \tilde{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \\ x_3 - \hat{x}_3 \\ x_4 - \hat{x}_4 \end{bmatrix}$$

the estimation error dynamics is given by:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{z}}_1 \\ \dot{\tilde{z}}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_1 \\ \dot{\tilde{x}}_2 \\ \dot{\tilde{x}}_3 \\ \dot{\tilde{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \cdot z_2 \cdot \tilde{x}_1 - \frac{Z_1}{L_d} \tilde{x}_4 - K_1 \cdot J_s \\ -\left(p \cdot z_1 + \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q}\right) \cdot \tilde{x}_1 - \frac{Z_2}{L_q} \tilde{x}_4 - K_2 \cdot J_s \\ \frac{-f}{J} \cdot \tilde{x}_1 - \frac{1}{J} \cdot \tilde{x}_3 - K_3 \cdot J_s \\ p \cdot \tilde{x}_1 - K_4 \cdot J_s \\ -K_5 \cdot J_s \\ -K_6 \cdot J_s \end{bmatrix}$$

The condition for convergence is verified by chosen the following observer gain matrices K_1, K_2, K_3, K_4, K_5 and K_6 :

$$K = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \\ K_4 \\ K_5 \\ K_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \cdot z_2 & -\frac{z_1}{L_d} \\ -\left(p \cdot z_1 + \frac{p \cdot \Phi_r}{L_q}\right) & -\frac{z_2}{L_q} \\ \alpha - \frac{f}{J} & 0 \\ p & 0 \\ n & n \\ 0 & \alpha \end{bmatrix} \cdot \Gamma; \quad \Gamma = \begin{bmatrix} \beta & 0 \\ 0 & \beta \end{bmatrix} \quad (4)$$

From the expression of K , it can be seen that there are three adjusting gains: (α, β and n) > 0 , which play a critical role in the potential stability of the scheme with respect to stator resistance, speed and load torque estimation. These three adjusting gains must be chosen so that the estimator satisfies robustness properties, global or local stability, good accuracy and considerable rapidity.

In order to implement the ESMO algorithm in a DSP for real-time applications, the proposed extended sliding mode observer must be discretized using Euler approximation (1st order) proposed in [11]. The Discrete-time Extended Sliding Mode Observer (DESMO) should be written as:

$$\begin{cases} \hat{X}_e(k+1) = \hat{X}_e(k) + T_e \cdot Q(\hat{X}_e(k), U(k)) + K(k) \cdot J_s(k) \\ \hat{Y}_e(k) = H(\hat{X}_e(k)) \end{cases} \quad (5)$$

with

$$\hat{X}_e = [\hat{I}_d(k) \hat{I}_q(k) \hat{\Omega}_r(k) \hat{\theta}(k) \hat{T}_r(k) \hat{R}_s(k)]^T, \quad U(k) = [V_d(k) V_q(k)]^T$$

$$K = \begin{bmatrix} K_1(k) \\ K_2(k) \\ K_3(k) \\ K_4(k) \\ K_5(k) \\ K_6(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_e \cdot p \cdot z_2(k) & -T_e \cdot \frac{z_1(k)}{L_d} \\ -T_e \cdot \left(p \cdot z_1(k) + \frac{p \cdot \Phi_r}{L_q}\right) & -T_e \cdot \frac{z_2(k)}{L_q} \\ \alpha - T_e \cdot \frac{f}{J} & 0 \\ T_e \cdot p & 0 \\ n & n \\ 0 & \alpha \end{bmatrix} \cdot \Gamma; \quad \Gamma = \begin{bmatrix} \beta & 0 \\ 0 & \beta \end{bmatrix}$$

$$J_s(k) = \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1(k)) \\ \text{sign}(S_2(k)) \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad S(k) = \begin{bmatrix} S_1(k) \\ S_2(k) \end{bmatrix} = T_e \cdot \begin{bmatrix} p \cdot z_2(k) & -\frac{z_1(k)}{L_d} \\ -\left(p \cdot z_1(k) + \frac{p \cdot \Phi_r}{L_q}\right) & -\frac{z_2(k)}{L_q} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} z_1(k) - \hat{z}_1(k) \\ z_2(k) - \hat{z}_2(k) \end{bmatrix}$$

$$Q(\hat{X}_e(k), U(k)) = \begin{pmatrix} -\frac{\hat{x}_1(k)}{L_d} \cdot z_1(k) + p \cdot \hat{x}_1(k) \cdot z_2(k) + \frac{V_d(k)}{L_d} \\ -p \cdot \hat{x}_1(k) \cdot z_1(k) - \frac{\hat{x}_2(k)}{L_q} \cdot z_2(k) - \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q} \cdot \hat{x}_1(k) + \frac{V_q(k)}{L_q} \\ \frac{p \cdot \Phi_f}{J} \cdot z_2(k) - \frac{f}{J} \cdot \hat{x}_1(k) - \frac{\hat{x}_1(k)}{J} \\ p \cdot \hat{x}_1(k) \\ \tau \\ \varepsilon \end{pmatrix}$$

$$\hat{Y}_e(k) = \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = H(\hat{X}_e(k)) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \hat{X}_e(k)$$

where k means the k^{th} sampling time, i.e. $t = kT_s$ with T_s the adequate sampling period chosen without failing the stability and the accuracy of the discrete-time model.

4. Simulation Results and Discussion

Finally, the proposed scheme (Figure 1), a combination nonlinear feedback control and DESMO approach, is carried out for a 1.6 kW PMSM by the simulation on SIMULINK /MATLAB in order to evaluate its robustness and effectiveness in the presence of measurement noise and parameter variations.

The nominal parameters of the PMSM are given in the Table 1. The sampling period is $T_s = 1$ ms.

Two kinds of tests have been performed (with nominal and non-nominal parameters) in order to compare the behaviour of the DESMO algorithm with respect to parameter variation and the presence of about 20% noise on the simulated currents:

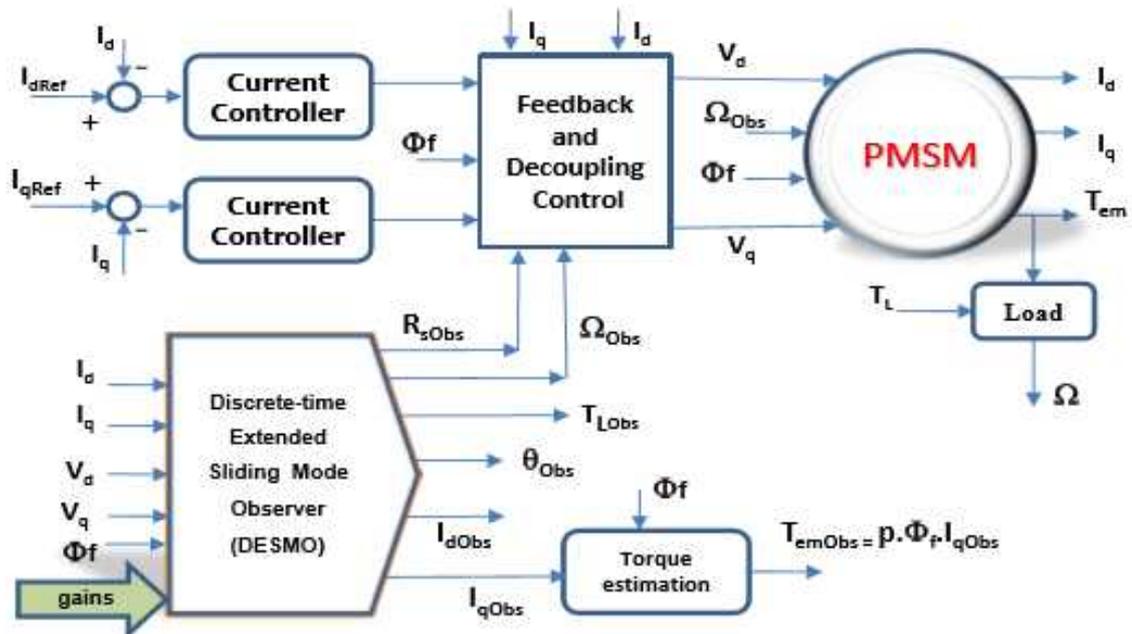


Figure 1. Simulation scheme.

Table 1. Nominal parameters of the PMSM.

$P_{\text{nom}} = 1.6$ kW	$U_n = 220/380$ V	$f_s = 0.0162$ N.m.sec.rad ⁻¹
$p = 3$	$\Omega_n = 1000$ rpm	$J_n = 0.0049$ kg.m ²
$R_{\text{on}} = 2.06$ Ω	$\Phi_{f1} = 0.29$ Wb	$L_{qn} = L_{dn} = 9.15$ mH

- **Figure 2** shows the simulation results with nominal parameters for a load torque ($T_L = 2 \text{ N.m}$);
- **Figure 3** illustrates the results where the stator resistance varies ($R_s = 2.R_{sn}$) with a load torque $T_L = 3 \text{ N.m}$ and a step variation in current I_d (4 to 3 A).

For each test, the comparative simulation and estimated results are presented. Better estimation performance yielded by the proposed DESMO is obvious from the observation results. Thus it can be seen that the estimation waves are quite similar to the simulation ones. The observed speed, position and load torque indicate the good

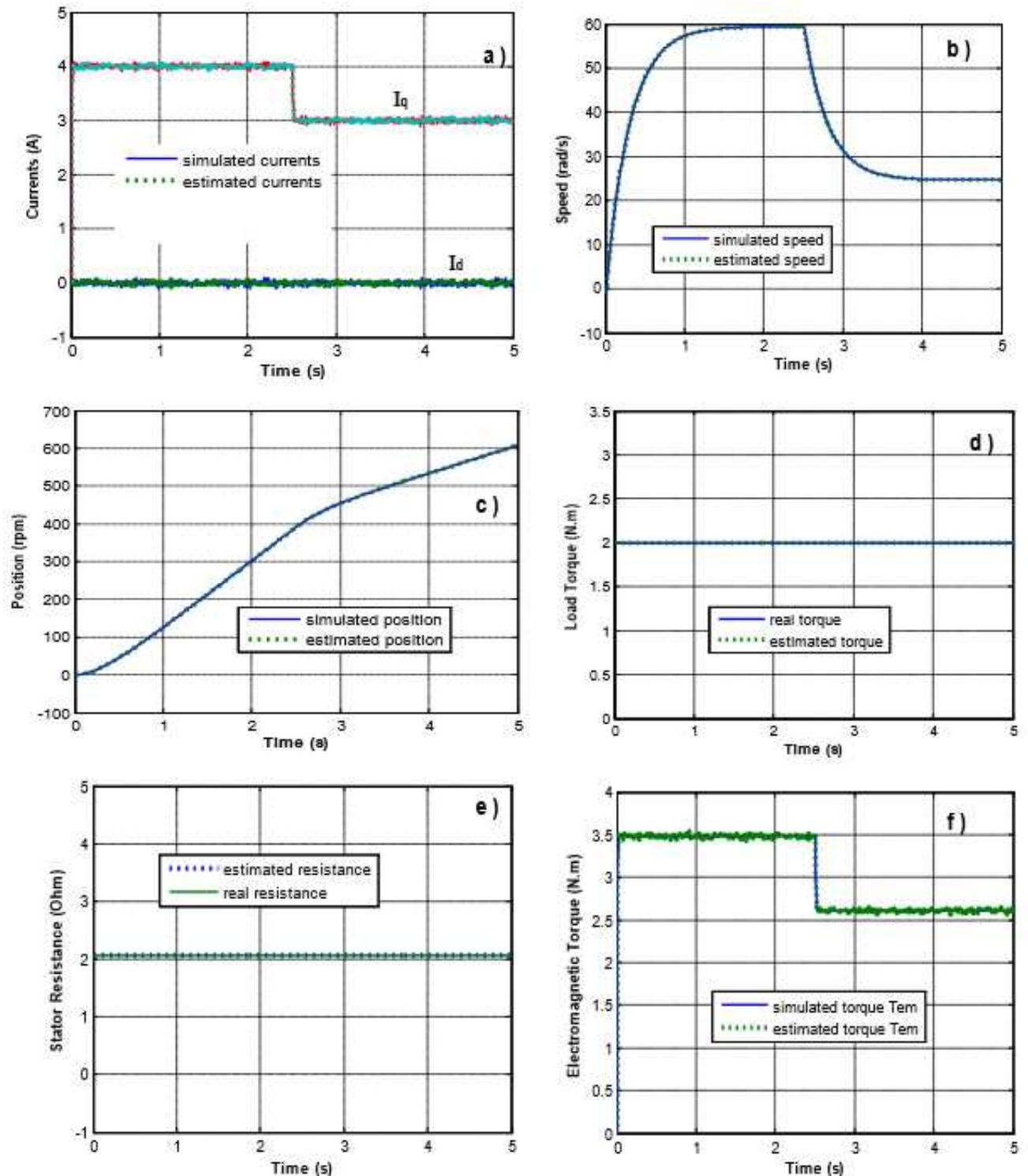


Figure 2. Nominal case ($R_s = R_{sn}$): Comparison between estimated and simulated values for $T_L = 2 \text{ N.m}$ in the presence of measurement noise.

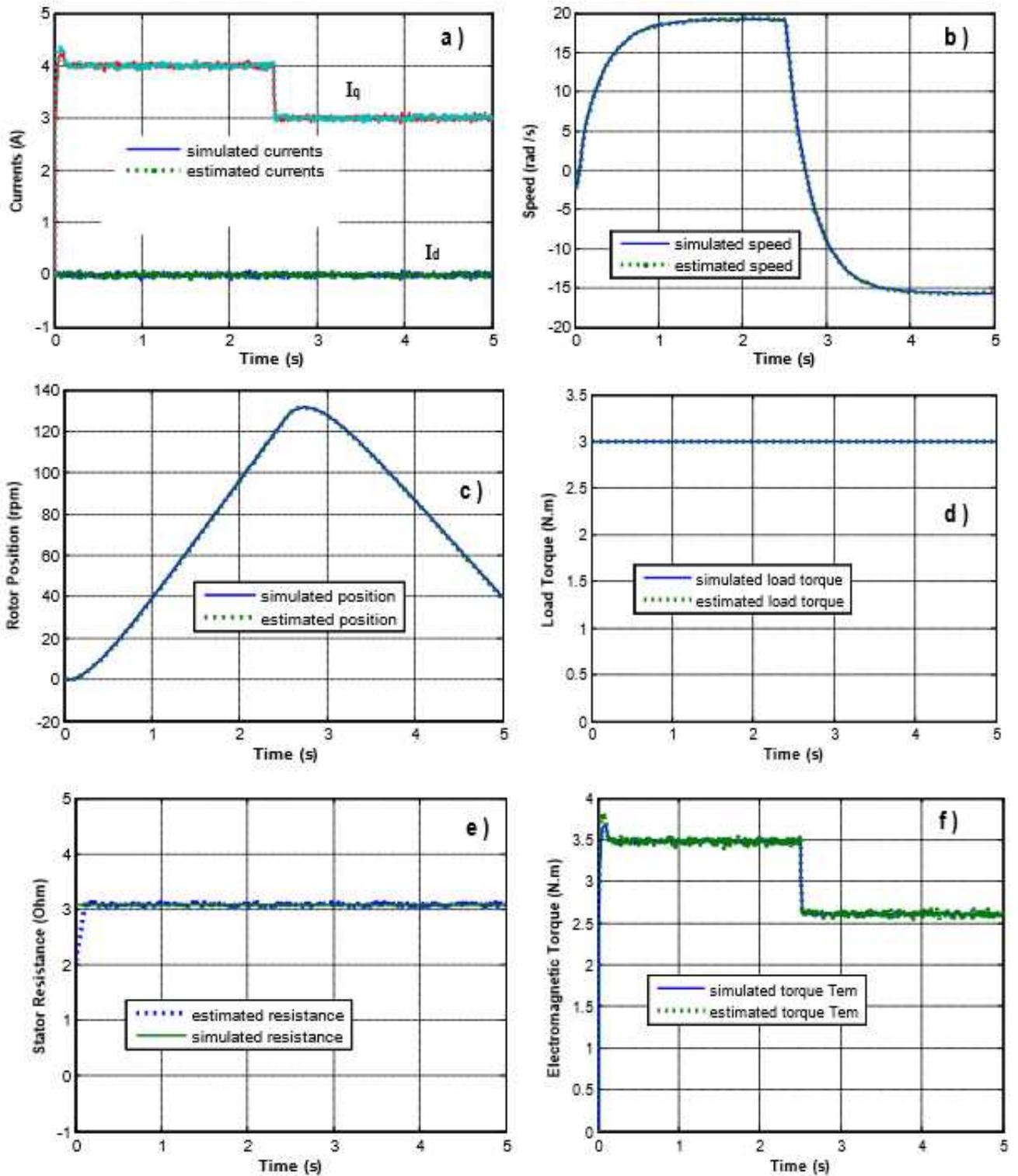


Figure 3. Non Nominal case ($R_s = 1.5 \times R_{s,n}$): Comparison between estimated and simulated values for $T_L = 3$ N.m in the presence of measurement noises.

orientation (the current I_q converges very well to zero) which is due to a favourable stator resistance estimation. Also we can see an absence or a rejection of noises on the speed, position and load torque values in the both figure cases. Furthermore A variation in load torque cannot influence on the speed/position response that remains acceptable.

All those good waveforms show that the agreement between the observation dynamic performance and the simulated ones is demonstrated.

5. Conclusions

In this research, a robust feedback linearization strategy and a DESMO algorithm are used not only to decouple and then control independently the currents of the PMSM in a field-oriented (d, q) coordinate but also to provide the unmeasurable state variable estimation (speed, position, stator resistance and load torque). A series of simulations tests have been achieved on the PMSM. The results obtained have demonstrated a good performance of this robust decoupling control and DESMO algorithm against stator resistance variations, measured noise and load torque.

Thus, in the industrial applications, one will appreciate very well the experimental implement of this robust estimator for the reconstitution of the speed, position and the torque as well as the stator resistance.

References

- [1] Dehkordi, A., Gole, A.M. and Maguire, T.L. (2005) PM Synchronous Machine Model for Real-Time Simulation. *International Conference on Power Systems Transients*, Montreal, Paper No. IPST05-159.
- [2] Pillay, P. and Krishnan, R. (1988) Modeling of Permanent Magnet Motor Drives. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, **35**, 537-541. <http://dx.doi.org/10.1109/41.9176>
- [3] Jun, L. and Yuzhou, L. (2006) Speed Sensorless Nonlinear Control for PM Synchronous Motor Fed by Three-Level Inverter. *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Mumbai, 15-17 December 2006, 446-451.
- [4] Marino, R., Tomei P. and Verrelli, C.M. (2006) Nonlinear Adaptive Output Feedback Control of Synchronous Motors with Damping Windings. *32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Paris, 6-10 November 2006, 1131-1136. <http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2006.347363>
- [5] Taibi, D., Titaouine, A., Benchabane, F. and Bennis, O. (2015) Stability Analysis of the Extended Kalman Filter for Permanent Magnet Synchronous Motor. *Journal of Applied Engineering Science & Technology (JAEST)*, **1**, 51-60.
- [6] Aissa, A. and Mokhtari, B. (2012) Extended Kalman Filter for Speed Sensorless Direct Torque Control of a PMSM Drive Based Stator Resistance Estimator. *Journal of Electrical and Control Engineering*, **2**, 33-39.
- [7] Kazraji, S.M., Soflayi, R.B. and Sharifian, M.B. (2014) Sliding-Mode Observer for Speed and Position Sensorless Control of Linear-PMSM. *Electrical Control and Communication Engineering*, **5**, 20-26. <http://dx.doi.org/10.2478/ecce-2014-0003>
- [8] Lindita, D. and Aida, S. (2013) An Improved Performance of Sensorless PMSM Drive Control with Sliding Mode Observer in Low Speed Operation. *International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT)*, **4**, 2205-2211.
- [9] Yue, Z., Wei, Q. and Long, W. (2012) Compensation Algorithms for Sliding Mode Observers in Sensorless Control of IPMSMs. *IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)*, Greenville, 4-8 March 2012, 1-7. <http://dx.doi.org/10.1109/IEVC.2012.6183241>
- [10] Foo, G. and Rahman, M.F. (2010) Sensorless Sliding-Mode MTPA Control of an IPM Synchronous Motor Drive Using a Sliding-Mode Observer and HF Signal Injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**, 1270-1278. <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2030820>
- [11] Lewis, F. (1992) Applied Optimal Control Estimation-Digital Design and Implementation. Prentice Hall, New York, 448 p.

Nomenclature

T_{em} , T_l : Electromagnetic and load torques (N.m).

I_d , I_q : (d, q)-axis stator currents (A).

p , J , f : p : pole number; J : inertia ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$); f : Damping coefficient (Nm.s/rad).

L_d , L_q : (d, q)-axis inductances (H).

R_s , T_s : Stator resistance (W) and Sampling period (s).

V_d , V_q : D-axis and q-axis stator voltage (V).

Φ_f , θ : Rotor magnet flux linkage (Wb); θ : Rotor position at electrical angle (rpm).

ω_r , Ω , ω_r : Rotor electrical radian speed; Ω : Mechanical rotor speed (rad/s).



Full Length Research Paper

Implementation of a reduced-order Estimator for an Asynchronous Machine drive system Implémentation d'un Estimateur d'ordre réduit pour le control d'une Machine Asynchrone

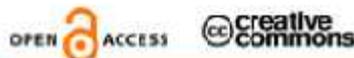
A. Konaté¹, P. Yoboue¹, E. Soro¹, O. Asseu¹, P. Tety², X. Lin-Shi²

¹Ecole Supérieure Africaine des Technologies d'Information et de Communication (ESATIC), Abidjan, Côte d'Ivoire

²Department of Electrical and Electronic Engineering, Institut National Polytechnique Houphouët Boigny (INPHB), Yamoussoukro, Côte d'Ivoire

³Université de Lyon, AMPERE, INSA Lyon, Villeurbanne, France

Received June 2014 – Accepted December 2014



*Corresponding author. E-mail: yoboue@esatic.ci, vasseur@yahoo.fr

Author(s) agree that this article remain permanently open access under the terms of the Creative Commons Attribution License 4.0 International License.

Abstract:

A reduced-order discrete-time Extended Sliding Mode Observer (ESMO) is introduced, in this paper, for on-line estimation of rotor fluxes and rotor time constant. The satisfying simulations results on Matlab-Simulink[®] environment and experimental results carried out on a 1,8 kW induction machine demonstrate the excellent performance and high robustness of the proposed ESMO against parameter variations, modeling uncertainty and measurement noise. It is concluded that the implementation in real-time of this reduced-order ESMO in the industrial applications, compared with the full-order ESMO, permit on the one hand to overcome the heavy computational effort, complexity and hard tuning of the estimation algorithm and, on the other hand, to reduce the execution time of the observation with a good accuracy and considerable rapidity.

Keywords: Induction motors; Reduced-order extended sliding mode observers; Parameter estimation; Test bench.

Résumé :

Des algorithmes d'observation par modes glissants étendus d'ordre réduit ont introduits dans ce document, pour l'estimation en flux et constante de temps rotorique. De résultats de simulations réalisées sur Matlab-Simulink[®] et les résultats expérimentaux issus de tests sur une machine à induction de 1,8 kW, montrent l'excellente performance et une grande robustesse de l'ESMO d'ordre réduit proposé. Il est conclu que la mise en œuvre en temps réel de cet ordre réduit ESMO dans les applications industrielles, par rapport à l'ESMO d'ordre complet, ce qui permet d'une part de surmonter l'effort de calcul lourd, la complexité et le réglage dur de l'algorithme d'estimation et, d'autre part, de réduire le temps d'exécution de l'observation avec une bonne précision et une rapidité considérable.

Mots-clés : Moteur à induction; ESMO d'ordre réduit; Paramètre d'estimation; Banc de test

Cite this article:

A. Konaté, P. Yoboue, E. Soro, O. Asseu, P. Tety, X. Lin-Shi (2015). Implementations of a reduced-order Estimator for an Asynchronous Machine drive system. *Revue Cames – Sci. Appl. & de l'Ing.*, Vol. 1(2), pp. 37-45. ISSN 2312-8712.

1. Introduction

The induction machine (IM) is widely used in industrial

applications due to its reasonable cost, robust qualities and simple maintenance. However, the control of IM

drives is proved very difficult since the dynamic systems are nonlinear, the electric rotor variables (such as flux, torque) are not measurable and the physical parameters are often imprecisely known or variable. For instance, the rotor resistance drifts with the temperature of the rotor current frequency. One of the most significant developments in this area has been the Field-Oriented Control (FOC) [1-2] which allows an efficient control of the torque dynamics of an IM. However, a variation of the rotor resistance can induce a lack of field orientation. In order to achieve better dynamic performance, an on-line estimation of rotor fluxes and rotor resistance is necessary. In [3-4], a full-order Sliding Mode Observer (SMO) has been used with success for rotor fluxes estimation. This full-order SMO, built from the dynamic model of the IM by adding corrector gains with switching terms [5-7], is used to provide not only the un-measurable state variable estimation (rotor fluxes) but also the estimation of the measurable parameters (stator currents). However, the determination of the measurable parameters estimation imposes some estimation algorithms very long and usually sophisticated with an increase of the computational volume. Therefore, in order to reduce the computation rate of the estimation algorithms, the currents estimation is not necessary since they are measured. So after a brief review of the IM model and the conventional sliding mode observer, the main aim of this study is to present the experimental results carried out on a 1.8 kW IM drive system [8] in order to show the effectiveness of the proposed Reduced-order Discrete-time Extended Sliding Mode Observer (RDESMO) method which permits to solve only the problem of the rotor fluxes and rotor time constant estimations.

2. Induction Motor Model and Full-Order Sliding Mode Observer

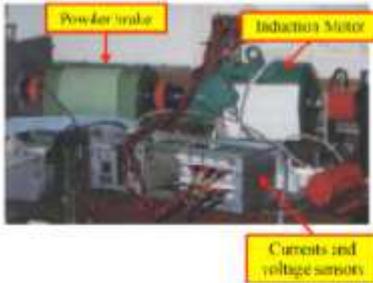


Figure 1. A global view of the test bench

This study, conducted in the Laboratory of applied Electronic (ESATIC Abidjan, Côte d'Ivoire) by a theoretical

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\sigma_r \cdot \Phi_{dr} + \omega_s \cdot \Phi_{qr} + \sigma_r L_m I_{dr} \\ -\omega_s \cdot \Phi_{dr} - \sigma_r \cdot \Phi_{qr} + \sigma_r L_m I_{qr} \\ \sigma_r \cdot \beta \cdot \Phi_{dr} + \beta \omega_r \cdot \Phi_{qr} - \lambda I_{dr} + \omega_s I_{qr} \\ -\beta \omega_r \cdot \Phi_{dr} + \beta \sigma_r \cdot \Phi_{qr} - \omega_s I_{dr} - \lambda I_{qr} \end{bmatrix}; g = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma_r L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma_r L_s} \end{bmatrix} \quad (2)$$

work, has been implemented and validated in real-time on a test bench (Figure 1); which is constructed and assembled in the research Centre of Electrical Engineering, National Institute of Applied Sciences (INSA) in Lyon-France. Globally the test bench is composed of an induction motor; a powder brake completed by current and voltage sensors. An engine bench description is basically detailed in the results section. By assuming that the saturation of the magnetic parts and the hysteresis phenomenon are neglected, the classical dynamic model of the induction motor in a (d, q) synchronous reference frame can be described by De Fornel and Louis [9]:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (1.a')$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \frac{L_m}{L_r} \Phi_{ds} + \sigma L_s I_{dr} \\ \Phi_{qr} = \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qs} + \sigma L_s I_{qr} \end{cases} \quad (1.a'')$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (1.b')$$

and

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.b'')$$

From Equations 1.a and 1.b, using as state variables the rotor fluxes (Φ_{dr} , Φ_{qr}) and the stator currents (I_{ds} , I_{qs}), the electrical dynamic model of the IM, completed with the output equation, can be represented as a time-varying fourth-order system given by:

$$\dot{x} = f(x) + g u; y = [y_1 \ y_2]^T = [I_{ds} \ I_{qs}]^T$$

$$\text{with } x = [\Phi_{dr} \ \Phi_{qr} \ I_{ds} \ I_{qs}]^T, u = [V_{ds} \ V_{qs}]^T$$

$$\left. \sigma_r = \frac{1}{T_r}; \quad \lambda = \lambda(\sigma_r) = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + (1-\sigma)\sigma_r \right); \quad \beta = \frac{1-\sigma}{\sigma L_m}; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right\}$$

λ , σ and β are parameters used to simplify the equations. Moreover, by choosing a rotating reference frame (d, q) so that the direction of axis d is always coincident with the direction of the rotor flux representative vector (field orientation), it is well known that this rotor field orientation in a rotating synchronous reference frame realizes:

$$\Phi_{dr} = \Phi_r = \text{Constant and } \Phi_{qr} = 0 \quad (3)$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -\sigma_r \hat{x}_1 + \omega_{sl} \hat{x}_2 + \sigma_r L_m z_1 + \Gamma_1 I_s \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\omega_{sl} \hat{x}_1 - \sigma_r \hat{x}_2 + \sigma_r L_m z_2 + \Gamma_2 I_s \\ \dot{\hat{z}}_1 = \beta \sigma_r \hat{x}_1 + \beta \omega_r \hat{x}_2 - \lambda z_1 + \omega_s z_2 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} + \Lambda_1 I_s \\ \dot{\hat{z}}_2 = -\beta \omega_r \hat{x}_1 + \beta \sigma_r \hat{x}_2 - \omega_s z_1 - \lambda z_2 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} + \Lambda_2 I_s \end{cases} \quad (4)$$

where Γ_1 , Γ_2 and Λ_1 , Λ_2 are the observer gains.

Assume that among the state variable, only the stator currents noted z_1, z_2 are measurable.

Denote \hat{x}_1 and \hat{x}_2 the estimates of the fluxes Φ_{dr} and Φ_{qr} . Consider that \hat{z}_1 and \hat{z}_2 are the estimates of the stator currents I_{ds} and I_{qs} . The classical full-order sliding mode observer is a copy of the model (Equations 2) by adding corrector gains with switching terms [4]:

The switching "Is" that depends on the estimated currents, is given by.

$$I_s = \begin{bmatrix} \text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{bmatrix} \quad \text{with } S = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta \sigma_r & \beta \omega_r \\ -\beta \omega_r & \beta \sigma_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Setting $\tilde{x} = x - \hat{x}$, $\tilde{z} = z - \hat{z}$, the estimation error dynamics is defined by:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}}_1 = -\sigma_r \tilde{x}_1 + \omega_{sl} \tilde{x}_2 - \Gamma_1 I_s \\ \dot{\tilde{x}}_2 = -\omega_{sl} \tilde{x}_1 - \sigma_r \tilde{x}_2 - \Gamma_2 I_s \\ \dot{\tilde{z}}_1 = \beta \sigma_r \tilde{x}_1 + \beta \omega_r \tilde{x}_2 - \Lambda_1 I_s \\ \dot{\tilde{z}}_2 = -\beta \omega_r \tilde{x}_1 + \beta \sigma_r \tilde{x}_2 - \Lambda_2 I_s \end{cases}$$

The conditions for convergence is verified by chosen the observer gain matrices (Equations 6) where q and n are two positive adjusting parameters:

$$\begin{bmatrix} \Lambda_1 \\ \Lambda_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \beta \sigma_r & \beta \omega_r \\ -\beta \omega_r & \beta \sigma_r \end{bmatrix} \Delta; \quad \begin{bmatrix} \Gamma_1 \\ \Gamma_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q - \sigma_r & \omega_r \\ -\omega_{sl} & q - \sigma_r \end{bmatrix} \Delta; \quad \Delta = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & n \end{bmatrix} \quad (6)$$

3. Reduced-order Discrete-Time Extended Sliding Mode Observer

As previously underline, a variation of the rotor resistance can induce performance degradation of the system. Also the stator currents are measurable therefore their on-line estimation is not necessary. Thus a Reduced-order Extended Sliding Mode Observer (RESMO) is introduced. In order to estimate the rotor flux and rotor time constant ($\sigma_r = 1/T_r = R_r/L_r$) variations, a three-dimensional state vector defined by $X_r = [\Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad \sigma_r]^T$ is

has been introduced. σ_r is assumed to be constant during a sampling period: $\frac{d\sigma_r}{dt} = 0$.

The corresponding reduced-order extended state space equation becomes Equation (7).

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_3 L_m I_{ds} - x_3 x_1 + \omega_{sl} x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 L_m I_{qs} - \omega_{sl} x_1 - x_3 x_2 \\ \dot{x}_3 = 0 \end{cases} \quad (7)$$

The fact that the state vector only consists of the rotor flux and resistance offers an advantage namely the reduction of the computational volume and complexity. Thus the rotor flux and resistance can be easily and rapidly estimated.

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \hat{x}_3 \cdot L_m \cdot I_{ds} - \hat{x}_3 \cdot \hat{x}_1 + \omega_{sl} \cdot \hat{x}_2 + \Gamma_1 \cdot I_{sr} \\ \dot{\hat{x}}_2 = \hat{x}_3 \cdot L_m \cdot I_{qs} - \omega_{sl} \cdot \hat{x}_1 - \hat{x}_3 \cdot \hat{x}_2 + \Gamma_2 \cdot I_{sr} \\ \dot{\hat{x}}_3 = \Gamma_3 \cdot I_{sr} \end{cases} \quad (8)$$

where Γ_1 and Γ_2 are the observer gains defined as in Equations 6.

$$I_{sr} = \begin{cases} -\text{sign}(s_1) \\ \text{sign}(s_2) \end{cases} \quad \text{with } S = \begin{bmatrix} -s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} = M \tilde{Z}_r \quad \text{and} \quad M = \begin{bmatrix} -\beta \sigma_r & \beta \omega_r \\ \beta \omega_r & \beta \sigma_r \end{bmatrix} \quad (9)$$

In order to determine the observer gain matrix Γ_1 , it can be supposed that the observation errors of the fluxes converge to zero. The estimation error dynamics of the fluxes $\tilde{x}_i = x_i - \hat{x}_i = 0$ ($i=1, 2$) are then given by:

$$\begin{aligned} 0 &= \tilde{x}_3 \cdot \hat{x}_1 + \hat{x}_3 \cdot \tilde{x}_1 + \omega_{sl} \cdot \tilde{x}_2 + L_m \cdot I_{ds} \cdot \tilde{x}_3 - \Gamma_1 \cdot I_{sr} \\ 0 &= -\omega_{sl} \cdot \tilde{x}_1 - \tilde{x}_3 \cdot \hat{x}_2 + \hat{x}_3 \cdot \tilde{x}_2 + L_m \cdot I_{qs} \cdot \tilde{x}_3 - \Gamma_2 \cdot I_{sr} \end{aligned}$$

By replacing the expressions of Γ_1 and Γ_2 , we obtain:

$$\tilde{x}_3 = \Gamma_3 \cdot I_{sr} = \Gamma_3 \cdot \Delta^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} = \Gamma_3 \cdot \Delta^{-1} \cdot \frac{1}{q} \begin{bmatrix} L_m \cdot I_{ds} & \hat{x}_1 \\ L_m \cdot I_{qs} & -\hat{x}_2 \end{bmatrix} \tilde{x}_3 \quad (10)$$

We can see that this error dynamics is locally and exponentially stable by chosen:

$$\Gamma_3 = m \cdot q \begin{bmatrix} L_m \cdot I_{ds} - \hat{x}_1 \\ L_m \cdot I_{qs} - \hat{x}_2 \end{bmatrix}^T \cdot \Delta \quad (11)$$

with $m > 0$.

The parameter m is adjusted with respect to rotor time constant estimation. In order to implement the RESMO

$$\begin{cases} \bar{x}(k+1) = x(k) + T_e \cdot J_1(x(k), v(k)) + \frac{T_e^2}{\gamma_1} \cdot J_2(x(k), v(k)) \\ \bar{y}(k) = x(k) \end{cases} \quad (12)$$

where

$$x(k) = [\Phi_{ds}(k) \quad \Phi_{qs}(k) \quad \sigma_r(k)]^T \quad , \quad v(k) = [I_{ds}(k) \quad I_{qs}(k)]^T$$

Denote \hat{x}_1 , \hat{x}_2 and \hat{x}_3 the estimates of the fluxes and rotor time constant. The proposed RESMO (Equation 8) is a copy of the model (Equation 7) by adding corrector gains with switching terms:

The switching "Lr" is in the form as described in Equations (9) where \tilde{Z}_r is a function depending on the measures of stator currents, voltages and speed.

$$\begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{q} \begin{bmatrix} L_m \cdot I_{ds} - \hat{x}_1 \\ L_m \cdot I_{qs} - \hat{x}_2 \end{bmatrix} \tilde{x}_3$$

The estimation error dynamics of the rotor time constant is given by Equation (10):

algorithm in a DSP for real-time applications, the corresponding three-dimension state space equation defined in Equation (7) must be discretized using Euler approximation (2nd order) proposed in [10]. Thus the new discrete-time varying model represented by a function depending on the stator current is given by:

$$I_1(\mathbf{x}(k), v(k)) = \begin{bmatrix} -\sigma_r(k) \cdot \Phi_{dr}(k) + \omega_{s1}(k) \cdot \Phi_{qr}(k) + \sigma_r(k) L_m I_{ds}(k) \\ -\omega_{s1}(k) \Phi_{dr}(k) - \sigma_r(k) \Phi_{qr}(k) - \sigma_r(k) L_m I_{qs}(k) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$J_2(\mathbf{x}(k), v(k)) = \begin{bmatrix} (\sigma_r^2(k) - \omega_{s1}^2(k)) \Phi_{dr}(k) - 2 \omega_{s1}(k) \sigma_r(k) \Phi_{qr}(k) \\ -\sigma_r^2(k) L_m I_{ds}(k) + \sigma_r(k) L_m \omega_{s1}(k) I_{qs}(k) \\ 2 \omega_{s1}(k) \sigma_r(k) \Phi_{dr}(k) + (\sigma_r^2(k) - \omega_{s1}^2(k)) \Phi_{qr}(k) \\ -\sigma_r(k) L_m \omega_{s1}(k) I_{ds}(k) - \sigma_r^2(k) L_m I_{qs}(k) \\ 0 \end{bmatrix}$$

where k means the k^{th} sampling time, i.e. $t=k.T_e$ with T_e the adequate sampling period chosen without failing the stability and the accuracy of the discrete-time model.

The proposed RDESMC can be defined by the following equation:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \hat{\mathbf{x}}(k) + T_e J_1(\hat{\mathbf{x}}(k), v(k)) + \frac{T_e^2}{2!} J_2(\hat{\mathbf{x}}(k), v(k)) + G(k) I_{sr}(k) \quad (13)$$

where the prediction vector is :

The switching vector $I_{sr}(k)$, deduced from the continuous case given by Equation (9), can be written as :

$$\check{\mathbf{x}}(k+1) = \check{\mathbf{x}}(k) + T_e J_1(\check{\mathbf{x}}(k), v(k)) + \frac{T_e^2}{2!} J_2(\check{\mathbf{x}}(k), v(k))$$

$$\text{with } \check{\mathbf{x}}(k) = [\check{\Phi}_{dr}(k) \quad \check{\Phi}_{qr}(k) \quad \check{\sigma}_r(k)]^T$$

$$I_{sr}(k) = \begin{bmatrix} \text{sign}(s_1(k)) \\ \text{sign}(s_2(k)) \end{bmatrix} \text{ with } S = \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_2(k) \end{bmatrix} = T_e M(k) \tilde{Z}(k+1) \quad (14)$$

By setting

from the electrical Equations (1a') and (1a''), an approximate discrete-time relation of the fluxes is given by Equations (15):

$$z_{rd}(k+1) = \Phi_{dr}(k+1) - \Phi_{dr}(k) - T_e \omega_s(k) \Phi_{qr}(k)$$

$$\text{and } z_{rq}(k+1) = \Phi_{qr}(k+1) - \Phi_{qr}(k) + T_e \omega_s(k) \Phi_{dr}(k),$$

$$\begin{cases} z_{rd}(k+1) = \frac{T_e L_r}{L_m} [V_{ds}(k) - R_s I_{ds}(k)] - \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} [I_{ds}(k+1) - I_{ds}(k) - T_e \omega_s(k) I_{qs}(k)] \\ z_{rq}(k+1) = \frac{T_e L_r}{L_m} [V_{qs}(k) - R_s I_{qs}(k)] - \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} [I_{qs}(k+1) - I_{qs}(k) + T_e \omega_s(k) I_{ds}(k)] \end{cases}$$

and

$$\begin{pmatrix} \hat{z}_{rd}(k+1) \\ \hat{z}_{rq}(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \check{\Phi}_{dr}(k+1) - \hat{\Phi}_{dr}(k) - T_e \omega_s(k) \hat{\Phi}_{qr}(k) \\ \check{\Phi}_{qr}(k+1) - \hat{\Phi}_{qr}(k) + T_e \omega_s(k) \hat{\Phi}_{dr}(k) \end{pmatrix} \quad (15)$$

The proposed gain matrix representation $G(k)$, deduced from the continuous case given by Equations (6) and (11), can be defined as follows (discrete-time approach):

$$G_r(k) = T_p \begin{pmatrix} \Gamma_1(k) \\ \Gamma_2(k) \\ \Gamma_3(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} q - T_c \hat{\sigma}_r(k) & T_c \omega_{sl}(k) \\ -T_p \omega_{sl}(k) & q - T_c \hat{\sigma}_r(k) \\ T_p (m L_m I_{ds}(k) - \hat{\Phi}_{dr}(k)) & T_p (m L_m I_{qs}(k) - \hat{\Phi}_{qr}(k)) \end{pmatrix} \Delta \quad (16)$$

Finally, from the expressions (16), it can be seen that there are three positive adjusting gains: q , n and m which play a critical role in the stability and the velocity of the observer convergence. These three adjusting parameters must be chosen so that the reduced observer satisfies robustness properties, global or local stability, good accuracy and considerable rapidity. Once the fluxes are estimated, it is easy to deduce the estimated torque defined by Equation (17):

$$\hat{C}_{em}(k) = p \frac{L_m}{L_s} (\hat{\Phi}_{dr}(k) I_{qs}(k) - \hat{\Phi}_{qr}(k) I_{ds}(k)) \quad (17)$$

4. Simulation and experimental results

In order to verify the feasibility of the proposed RDESMO, the simulation on SIMULINK from Math work has been carried out for a 1.8 kW induction motor controlled with a field oriented vector strategy (Figure 2).

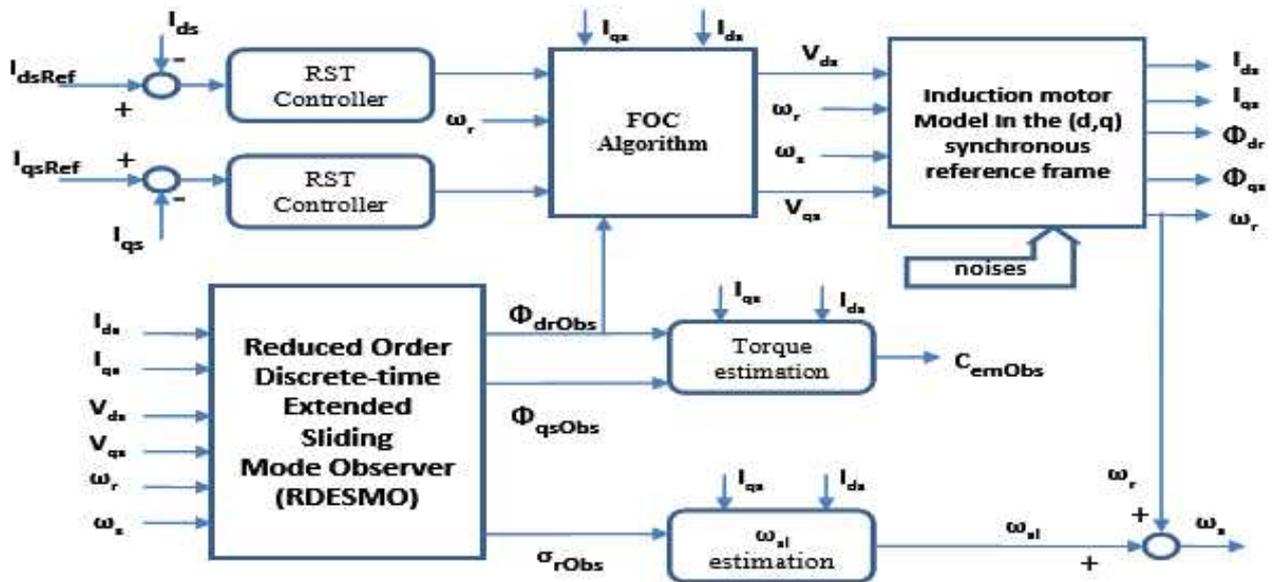


Figure 2. Simulation scheme

The nominal parameters of the induction motor are given in the Table I.

Table I. Nominal parameters of the Induction motor

$P_{nn} = 1.8 \text{ kW}$	$U_n = 220 / 380 \text{ V}$	$I_n = 20.8 / 12 \text{ A}$	$p = 2$
$f_n = 50 \text{ Hz}$	$\Omega_n = 1420 \text{ rpm}$	$J_n = 0.15 \text{ kg.N/m}^2$	$\xi_n = 0.05$ N.m.s/rad
$R_{ss} = 5.7 \Omega$	$R_{rn} = 1.475 \Omega$	$L_{rs} = 0.1786 \text{ H}$	$L_{rn} = 0.1262 \text{ H}$
$L_{sn} = 0.0504 \text{ H}$	$L_{mn} = 0.1262 \text{ H}$		

The RDESMO is implanted in a S function using C language. In order to evaluate its performances and effectiveness, the comparisons between the observed state variables and the simulated ones have been realized for

several operating conditions with the presence of about 20 % noise on the simulated currents.

Thus, using a sampling period $T_c = 1 \text{ ms}$, the simulations are obtained at first in the nominal case with the nominal parameters of the IM (Table I) used to realize vector control orientation and then, in the second case, with 50 % variation of the nominal rotor time constant ($\sigma_r = 1.5\sigma_{rn}$) in order to verify the rotor time constant tracking and flux estimation. Two RST controllers are placed in the current loops I_{qs} and I_{ds} in order to realize the regulation of the flux and torque current respectively.

Figure 3 and Figure 4 show the simulation results for a step variation of the currents reference (I_{dsRef} and I_{qsRef}).

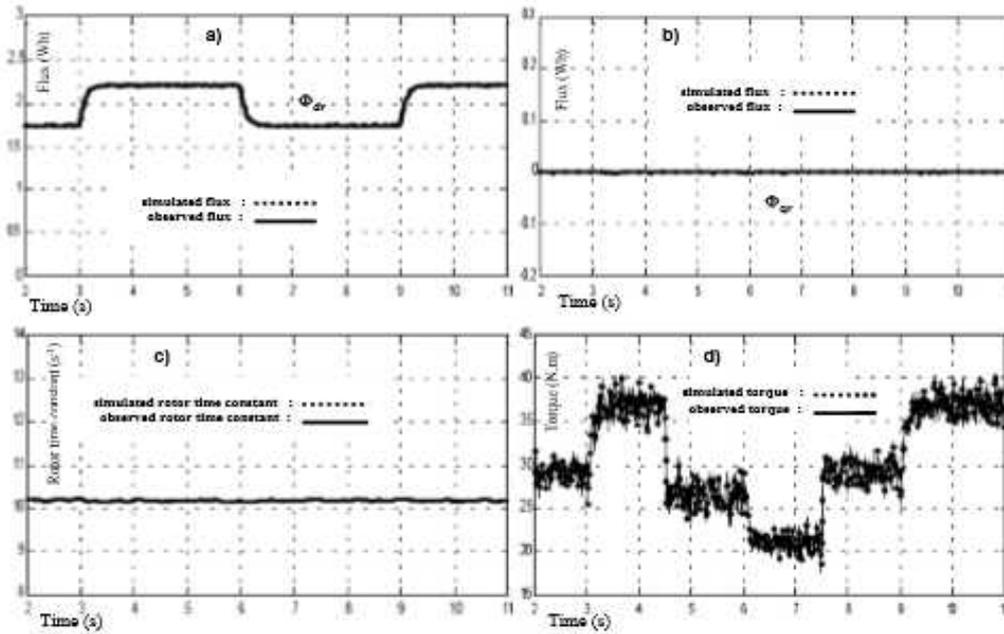


Figure 3. Nominal case ($R_r = R_{rn}$) with the presence of noises

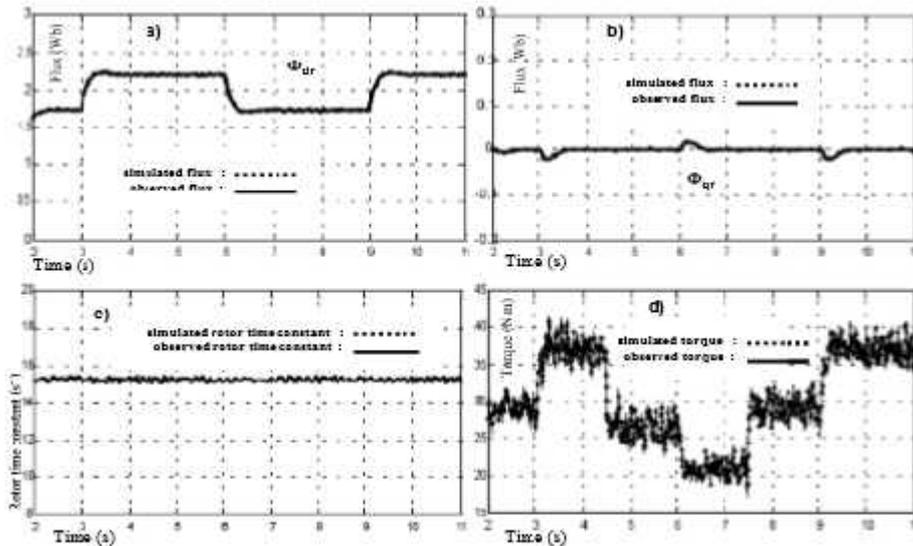


Figure 4. Non Nominal case ($R_r = 1.5R_{rn}$) with the presence of noises

In the case of rotor resistance variation where $R_r = 1.5R_m$ (Figure 4), one can see perturbations on the flux orientation when the current I_{qs} varies in order to generate the required torque. However these waveforms remain acceptable and show that in both nominal (Figure 3.a, 3.b, 3.c, 3.d) and non-nominal cases (Figure 4.a, 4.b, 4.c, 4.d), the observed values of fluxes, rotor time constant and torque converge very well to their simulated values. Finally, the implementation in real-time of the proposed scheme is carried out on a testing bench. Figure 5 shows the experimental set-up. It is composed of a 1.8 kW induction motor, a powder brake with load torque meas-

urements, three LEM current sensors and a 2000 point incremental encoder. A PC-board and a Dspace1102 combined a TMS320C31/40MHz are used to implement PWM function, and control algorithms. Our proposed RDESMO has been implemented using Euler approximation. The PWM and the position measurement work at 10 kHz. Field-oriented control and RDESMO operate at 1 ms sampling period. A 15 kW three phase static inverter is supplied by a voltage source which provides about 0-400 V with current limitation of about 6 A.

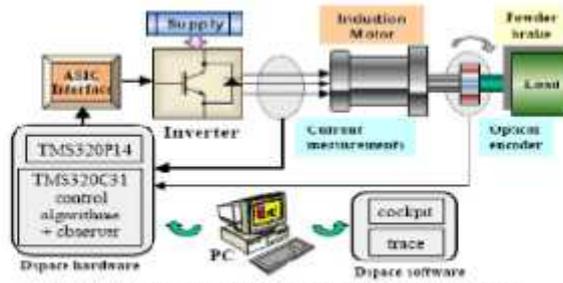


Figure 5. Experimental configuration diagram

Two kinds of tests have been performed (without and with load torque) in order to compare the behaviour of the reduced observer algorithm with respect to parameter variation:

- Figure 6 shows the simulation and experimental results at a constant speed of 700 rpm, with a

stator current $I_{ds} = 4.3$ A without load torque ($C_l \equiv 0$ N.m)

- Figure 7 illustrates the results where the motor speed is regulated at 1000 rpm with a load torque $C_l = 3$ N.m and a stator current $I_{ds} = 2.5$ A.

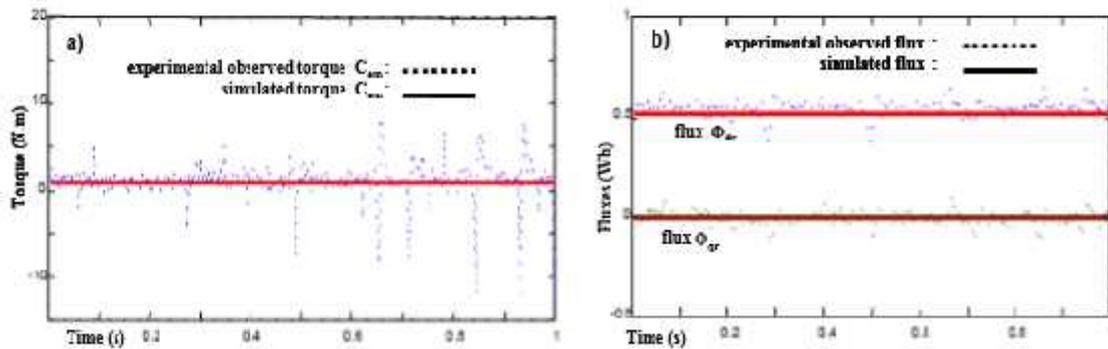


Figure 6. Results for regulating the motor speed to 700 rpm without load torque $C_l \equiv 0$ N.m

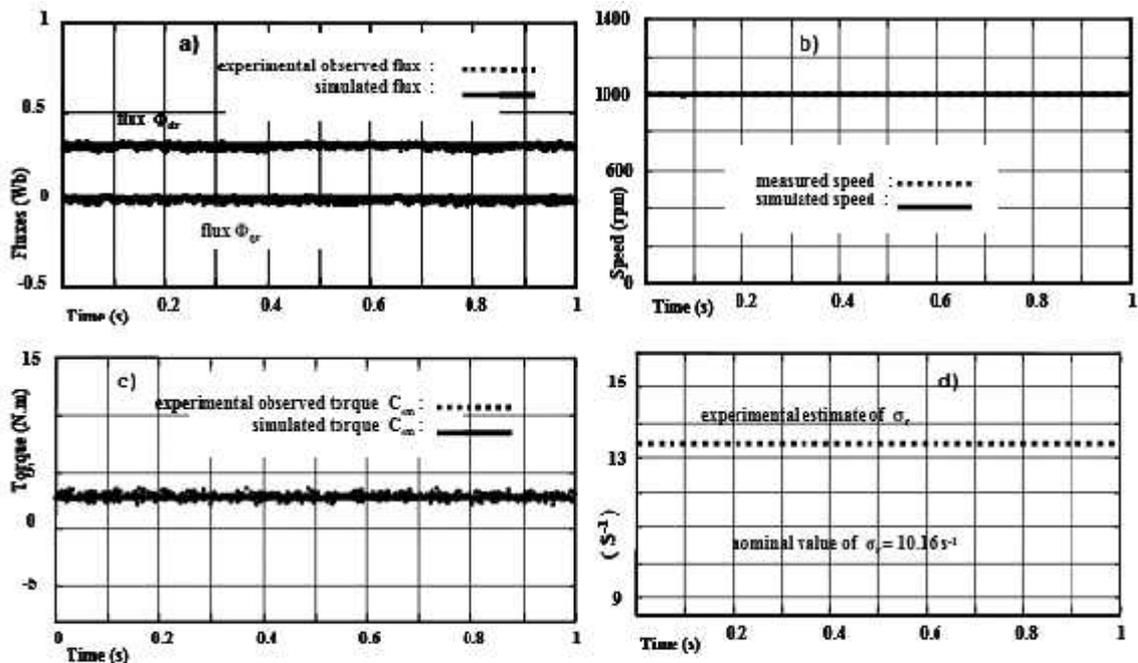


Figure 7. Results for regulating the motor speed to 1000 rpm with a load torque $C_l = 3$ N.m

For each test, the comparative simulation and experimental results are presented. Better estimation performance yielded by the proposed reduced order sliding

mode observer is obvious from the experimental results. Thus it can be seen that the experimental waves are quite similar to the simulation ones. The experimental ob-

served fluxes (Figure 6.b, 7.a) indicates the good orientation (the flux Φ_{qr} is constant and Φ_{dr} converges to zero) which is due to a favorable rotor time constant estimation (Figure 7.b). The maximum relative error between experimental and simulated observed fluxes is less than 2%. Here the rotor time constant effectively drifts with the overheating of the IM because its estimated value is superior to the nominal one ($\sigma_m = 10.16 \text{ s}^{-1}$). The experimental estimated torque (Figure 6.a, 7.c) is in good agreement with the simulated value with a maximum gap around 0.2 N.m. The weak perturbations on the experimented fluxes or torque are probably tied to position noises and the inverter. The agreement between the experimental dynamic performance and the simulated ones is demonstrated.

5. Conclusion

A new approach for robust flux estimation on high-performance IM drive, namely, in sensorless control, was presented in this paper. It is based on a reduced order extended sliding mode observer algorithm and on an innovative methodology used in the state-space model discretization. The proposed RDESMO was successfully implemented for a direct rotor flux oriented IM drive. Very important and practical aspects and new improvements were introduced that strongly reduce the execution time of this new algorithm and simplify the tuning of

gain matrices. In fact, the execution time of the RDESMO algorithm is about half of the full order extended SMO. The interesting simulation and experimental results obtained on the induction motor show the good performance and robustness of the RDESMO algorithm with respect to the rotor resistance variations, noises and load. The experimental results are in good agreement with the simulated value with a maximum relative error around 2% for fluxes and a maximum gap around 0.2 N.m for the torque. The main contribution of this work is that the well-known drawbacks of the full order extended SMO, like heavy computational effort for real-time applications; complexity and hard tuning of the algorithm are widely overcome using the proposed RDESMO.

Nomenclature

C_{em}, C_l	Electromagnetic and load torques (N.m)
I_{ds}, I_{qs}	Stationary frame (d, q)-axis stator currents (A)
I_{dr}, I_{qr}, I_{mr}	Stationary frame (d, q)-axis rotor currents and rotor magnetizing current (A)
p, J, f	p : pole pair No.; J : inertia (kg.m^2); f : friction coefficient (Nm.s/rad)
L_r, L_s, L_m, L_f	Rotor, stator, mutual and leakage inductances (H)
R_s, R_r	Stator and rotor referred resistance (Ω)

T_e, T_r, T_s	Sampling period, rotor and stator time constant: $T_r = L_r/R_r$; $T_s = L_s/R_s$, (s)
V_{ds}, V_{qs}	Stationary frame d- and q-axis stator voltage (V)
$\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}$	d-q components of rotor fluxes (Φ_{dr}, Φ_{qr}) and stator fluxes (Φ_{ds}, Φ_{qs}), (Wb)
$\omega_s, \omega_r, \omega_d$	Stator, rotor and slip pulsation (cr speed), (rad/s)

REFERENCES

- [1] M. Montanari, S. Peresada, A. Tilli and A. Torielli, "Speed sensorless control of induction motor based on indirect field orientation", *Proceedings of the 33th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society*, Rome, 2000, pp. 1858-1863.
- [2] F. Roncero-Sanchez, A. Garcia-Cerrada and Y. Felb-Batle, "Rotor-resistance estimation for induction machines with indirect field orientation", *Control Engineering Practice*, vol. 15, issue 9, 2007, pp. 1119-1133. Doi: 10.1016/j.conengprac.2007.01.005
- [3] A. Derdiyok, "Speed-sensorless control of induction motor using a continuous control approach of sliding-mode and flux observer", *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, vol. 52, Issue 4, 2005, pp. 1170-1176. Doi: 10.1109/TIE.2005.851594
- [4] B.P. Amuliu and K. Ali, "Sliding-Mode Flux Observer with Online Rotor Parameter Estimation for Induction Motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, Issue 2, 2007, pp. 716-723. Doi: 10.1109/TIE.2007.891786
- [5] L. J. Li, X. Longya and Z. Zhang, "An adaptive sliding-mode observer for induction motor sensorless speed control", *Industry Applications, IEEE Transactions*, vol. 41, Issue 4, 2005, pp. 1039 - 1046. Doi: 10.1109/TIA.2005.851585
- [6] A. Benchaib, A. Rachid, E. Audrezet and M. Tadjine, "Real-time sliding mode observer and control of an induction motor", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, Issue 1, 1999, pp. 128-138. Doi: 10.1109/41.744404
- [7] H. Shraim, M. Ouladsine and L. Fridman, "Sliding Mode Observers to Replace Vehicles Expensive Sensors and to preview Driving Critical Situations", *International Journal of Vehicle Autonomous*, Vol. 5, 2007, pp. 3345-3361.
- [8] E. Mendes, A. Glumineau and J.P. Barbot, "Control and observation of the induction machine, experimental results", *Journal European of automated Systems*, Vol. 36, Issue 5, 2002, pp. 36: 140-140.
- [9] B. De Fornel and J.P. Louis, "Identification et observation des actionneurs électriques - Volume 2, Exemples d'observateurs", Hermes Science Publications, Traité EGEM, série Génie électrique, 2007.
- [10] F. Lewis, "Applied Optimal Control Estimation- Digital Design and Implementation", Prentice Hall, New York, 1992.



AN EFFICIENT DECOUPLING AND ESTIMATOR FOR PMSM MOTOR CONTROL

P. Yoboue^{a,*}, A. Konaté^a, E. Soro^a, O. Asseu^a, P. Tety^b and A. Kouadjo^a

^aEcole Supérieure Africaine des Technologies d'Information et de
Communication (ESATIC)

Abidjan, Treichville, Km4 Bd de Marseille, Cote d'Ivoire

e-mail: pamela.yoboue@esatic.ci

oasseu@yahoo.fr

^bDepartment of Electrical and Electronic Engineering

Institut National Polytechnique Houphouët Boigny (INP HB)

BP 1093 Yamoussoukro, Côte d'Ivoire

Abstract

This paper presents a high dynamic current control and speed estimation strategy for permanent magnet synchronous machine drives without a speed transducer. The strategy is based on the exact linearization methodology and Extended Sliding Mode Observer (ESMO) algorithm. The performances of the proposed control strategy are analysed by simulations for a 1.6 kW PMSM. The obtained results show the effectiveness of the proposed robust current control approach and speed observation algorithm under load torque and stator resistance variation.

Received: December 30, 2013; Accepted: February 14, 2014

2010 Mathematics Subject Classification: 93-XX.

Keywords and phrases: synchronous machine, extended sliding mode estimator, robustness, feedback control.

*Corresponding author

Nomenclature

- T_{em}, T_l : Electromagnetic and load torques (N·m)
- I_d, I_q : (d, q)-axis stator currents (A)
- p, J, f : p : pole number; J : inertia ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$); f : damping coefficient (Nm·s/rad)
- L_d, L_q : (d, q)-axis inductances (H)
- R_s, T : Stator resistance (Ω) and sampling period (s)
- V_d, V_q : D -axis and q -axis stator voltage (V)
- Φ_f : Rotor magnet flux linkage (Wb)
- ω_r, Ω : ω_r : rotor electrical radian speed and Ω : mechanical rotor speed (rad/s).

1. Introduction

AC Motors are divided into two types, Synchronous Motor (SM) and Induction Motor (IM). The nonlinear dynamic behaviour of these AC Motors induces the use of the robust feedback linearization control in order to assure a good performance and stability of the global system with respect to parameters variations (specifically resistance variation). However, as this feedback control requires the knowledge of certain variables (speed, torque) that are difficult to measure, an observer for estimation of these variables is necessary. Many results using a feedback linearization and observation approach for the control of an Induction Motor have been published [1, 2]. In this paper, we revisit and use the feedback linearization algorithm and observation technique to control a synchronous motor [3, 4].

The class of synchronous machines is comprised of PMSM and wound SM. In recent years, PMSM (Permanent Magnet Synchronous Machine) are

widely used in low and mid power applications such as computer peripheral equipments, robotics and adjustable speed drives. The high efficiency and simple controller of the PMSM drives [5, 6] compared with the IM make them a good alternative in certain applications namely automobiles and aerospace technology.

Because of these advantages (high power density and reliability), PMSM are indeed excellent for use in high-performance servo drives where a fast and accurate torque response is required.

The central idea of this work consists in, on the one hand, to design a robust nonlinear control strategy in order to decouple and independently control the stator currents of the PMSM in a synchronous reference (d, q) frame and on the other hand, to determine an extended observer allowing an on-line estimation of rotor speed under the stator resistance variation. Note that a variation of the stator resistance (which varies with the temperature or the magnetic state and in the presence of disturbances) can induce an instability and degradation of the system.

For the parameter observation, the Extended Kalman Filter [7-9], can be used for real-time estimation of rotor speed and stator resistance. Unfortunately the initialization and the optimal choice of covariance and gain matrix are delicate, complex and require large computational demand in terms of CPU time and memory. Thus, for the parameters estimation, this work uses a sliding mode observer [10] which, compared with the Kalman Filter, presents some gains easily adjusting and a simple algorithm.

Simulation results are presented to confirm the superior performances of our proposed theoretical findings.

2. Physical Model of the PMSM

This research project, conducted in the Laboratory of Applied Electronic (ESATIC Abidjan, Côte d'Ivoire) by a theoretical work, has been confirmed by simulation results for a 1.6 kW PMSM.

By assuming that the saturation of the magnetic parts and the hysteresis phenomenon are neglected, the electrical and mechanical equations of the PMSM in the rotor reference (d, q) frame are as follows [11, 12]:

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - S_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + S_d \end{cases} \text{ with } \begin{cases} S_q = \omega_r \cdot L_q \cdot I_q \\ S_d = \omega_r \cdot L_d \cdot I_d + \omega_r \cdot \Phi_f \end{cases} \quad (1)$$

The equation for the motor dynamics is:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_L - f \cdot \Omega, \text{ where } T_{em} = p \cdot [\Phi_f \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q]$$

$$\text{and } \omega_r = p \cdot \Omega. \quad (2)$$

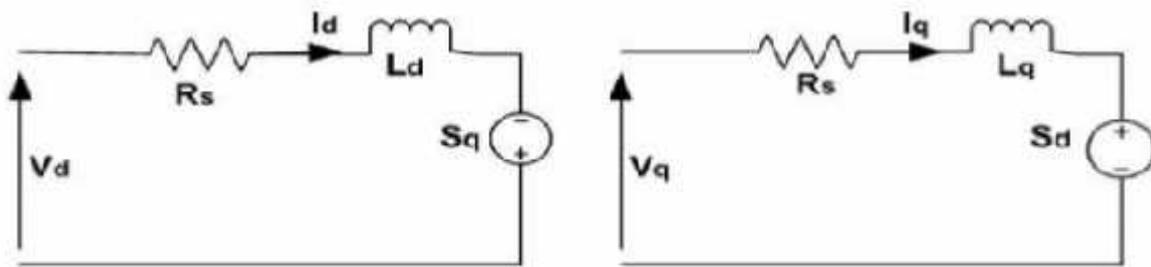


Figure 1. PMSM equivalent circuit from dynamic equations.

From equation (1), it is obvious that the dynamic model of PMSM is nonlinear because of the coupling between the speed and the electrical currents. By considering the case of a smooth-air-gap PMSM [13] (where the stator inductances are equal: $L_d = L_q$) and according to the field oriented principle where the direct axis current I_d is always forced to be zero which simplifies the dynamics and achieves maximum electromagnetic torque per ampere (in this condition $T_{em} = p \cdot \Phi_f \cdot I_q$), the PMSM model can be rewritten as follows:

$$\begin{cases} \dot{X} = F(X) + G \cdot U \\ Y = H(X) = [h_1(X) \ h_2(X)]^T = [I_d \ I_q]^T \end{cases} \quad (3)$$

with $X = [I_d \ I_q \ \Omega]^T$, $U = [V_d \ V_q]^T$,

$$F(X) = \begin{bmatrix} f_1(X) \\ f_2(X) \\ f_3(X) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \cdot I_q \cdot \Omega \\ -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p \cdot I_d \cdot \Omega - \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q} \Omega \\ -\frac{f}{J} \cdot \Omega + \frac{p \cdot \Phi_f}{J} I_q - \frac{T_L}{J} \end{bmatrix};$$

$$G = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

3. Robust Input-output Linearization via Feedback for a Nonlinear System

The central idea of this section is to analyze the synthesis of feedback control for the nonlinear dynamic model of the PMSM given by the system equation (3). Thus, in order to control independently the currents (I_d, I_q) and then preserve the robustness performance and stability of the system under parameters variation (in particular the stator resistance variations), a robust input-output linearization approach, proposed in [14], can be used for the system equation (3).

Therefore, we can see that the system equation (3) has relative degree $r_1 = r_2 = 1$ and can be transformed into a linear and controllable system by chosen:

- An appropriate change of coordinates given by:

$$z_1 = h_1(x); z_2 = h_2(x) \text{ with } z_1 = v_1, z_2 = v_2,$$

where $[v_1, v_2]^T$ are the new input vectors of the obtained decoupled systems.

- The feedback linearization control having the following form:

$$u = \begin{bmatrix} L_g h_1(x) & 0 \\ 0 & L_g h_2(x) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 - L_f h_1(x) \\ v_2 - L_f h_2(x) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_1 - f_1 \\ v_2 - f_2 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

- And two robust controllers $C(s)$ defined by:

$$C(s) = \frac{R(s) \cdot H(s)^{-1}}{1 - R(s)} \text{ with } R(s) = \frac{1}{(1 + t_0 s)^2} \text{ and } H(s) = \frac{1}{1 + Ts}, \quad (5)$$

where the real t_0 is an adjusting positive parameter.

The block diagram structure for the control of (I_d, I_q) is shown in Figure 2:

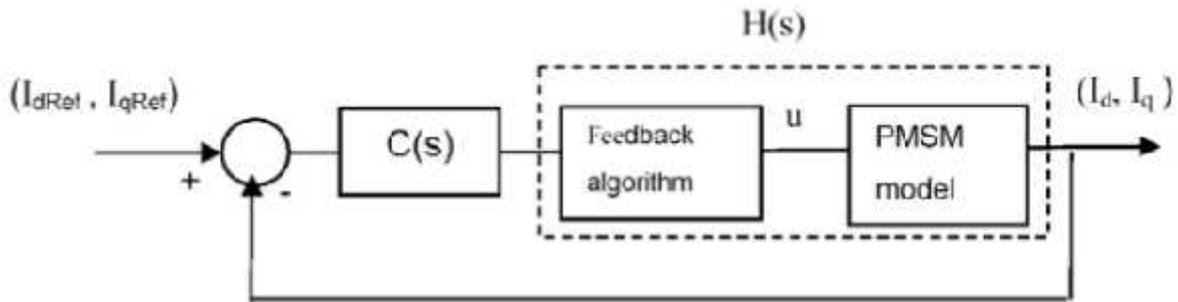


Figure 2. Proposed currents control scheme.

However, the control of a PMSM generally required the knowledge of the instantaneous speed of the rotor that is not measurable. Also, a variation of the stator resistance can induce a lack of field orientation. In order to achieve better dynamic performance, an on-line estimation of rotor speed and stator resistance is necessary. Here an ESMO is designed for on-line estimation of currents (I_d, I_q) , torque (T_{em}) , speed (ω_r) and stator resistance (R_s) .

4. Extended Sliding Mode Observer (ESMO)

Assume that among the state variables given by the system equation (3), only the stator currents (I_d, I_q) noted (z_1, z_2) are measurable. Denote (\hat{x}_1, \hat{x}_2) the estimates of the rotor speed and stator resistance (ω_r, R_s) . Consider that \hat{z}_1 and \hat{z}_2 are the estimates of the stator currents I_d and I_q . Thus, the proposed ESMO is a copy of the model equation (3) extended to the stator resistance equation and by adding corrector gains with switching terms:

$$\dot{\hat{X}}_e = Q(\hat{X}_e, U) + K \cdot J_s \text{ with } \hat{X}_e = [\hat{I}_d \ \hat{I}_q \ \hat{\omega}_r \ \hat{R}_s]^T = [\hat{z}_1 \ \hat{z}_2, \hat{x}_1 \ \hat{x}_2]^T,$$

$$Q(\hat{X}_e, U) = \begin{pmatrix} -\frac{\hat{x}_2}{L_d} \cdot z_1 + p \cdot \hat{x}_1 \cdot z_2 + \frac{V_d}{L_d} \\ -p \cdot \hat{x}_1 \cdot z_1 - \frac{\hat{x}_2}{L_q} \cdot z_2 - \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q} \cdot \hat{x}_1 - \frac{V_q}{L_q} \\ \frac{p \cdot \Phi_f}{J} z_2 - \frac{f}{J} \cdot \hat{x}_1 - \frac{T_L}{J} \\ \varepsilon \end{pmatrix}, \quad (6)$$

where ε is the slow variation of R_s and the switching J_s is defined as:

$$J_s = \begin{bmatrix} \text{sign}(M_1) \\ \text{sign}(M_2) \end{bmatrix} \text{ with } \begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \cdot z_2 & 0 \\ 0 & -\left(p \cdot z_1 + \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q}\right) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} z_1 - \hat{z}_1 \\ z_2 - \hat{z}_2 \end{bmatrix}. \quad (7)$$

In order to satisfy and verify the convergence condition for the system equation (6), the observer gain matrices K_1, K_2, K_3 and K_4 can be chosen by:

$$K = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \\ K_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \cdot z_2 & 0 \\ 0 & -\left(p \cdot z_1 + \frac{p \cdot \Phi_f}{L_q}\right) \\ q - \frac{f}{J} & 0 \\ 0 & q \end{bmatrix} \Delta; \quad \Delta = \begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & n \end{bmatrix}. \quad (8)$$

In order to implement the control algorithm in a DSP for real-time applications, the proposed ESMO must be discretized using Euler approximation (1st order). Thus, the Discrete-time Extended Sliding Mode Observer (DESMO) is given by:

$$\hat{X}_e(k+1) = \hat{X}_e(k) + T_e \cdot Q(\hat{X}_e(k), U(k)) + K(k) \cdot J_s(k), \quad (9)$$

where $t = k \cdot T_e$ with T_e the sampling period and

$$\hat{X}_e(k) = [\hat{I}_d(k) \ \hat{I}_q(k) \ \hat{\omega}_r(k) \ \hat{R}_s(k)]^T.$$

From the expressions defined in equation (8), it can be seen that there are two positive adjusting gains: q and n which play a critical role in the potential stability of the scheme with respect to stator resistance estimation. These two adjusting gains must be chosen so that the estimator (equation (9)) satisfies robustness properties, global or local stability, good accuracy and considerable rapidity.

5. Simulation Results

We have used SIMULINK software of MATLAB to test in simulations the performance of the proposed DESMO algorithm, controlled by a robust feedback linearization technique (Figure 3).

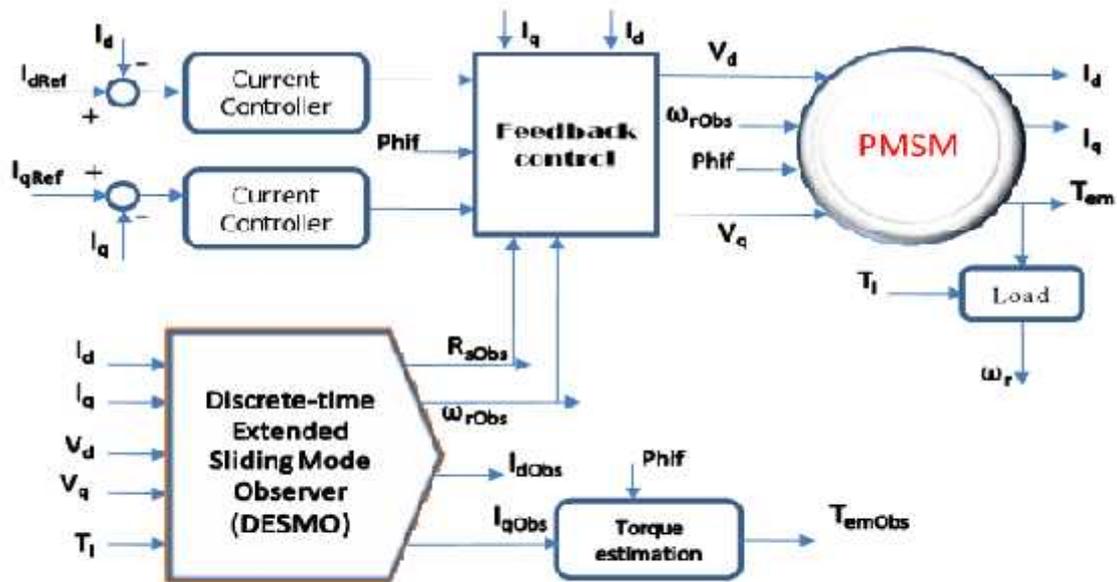


Figure 3. Simulation scheme.

Table 1. Nominal parameters of the PMSM

$P_{mn} = 1.6\text{kW}$	$U_n = 220/380\text{V}$	$f_n = 0.0162\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{sec} \cdot \text{rad}^{-1}$
$p = 3$	$\Omega_n = 1000\text{rpm}$	$J_n = 0.0049\text{kg} \cdot \text{m}^2$
$R_{sn} = 2.06\Omega$	$Phif_n = 0.29\text{Wb}$	$I_{qn} = I_{dn} = 9.15\text{mH}$

The simulation tests are applied for a 1.6kW PMSM which its parameters (Table 1) were determined using a least-squares identification procedure [15].

In order to illustrate the robustness of the nonlinear control and speed observer algorithm, the comparisons between the estimated state variables and the simulated ones have been performed for investigating the effectiveness of the proposed control scheme in the presence of stator resistance variation and a load torque ($T_l = 1.5\text{N} \cdot \text{m}$).

Thus, the simulations are obtained at first in the nominal case with the parameters of the PMSM (Table 1) and then in the second case, with 50% variation of the nominal stator resistance ($R_s = 1.5R_{sn}$) in order to verify the behaviour of the proposed DESMO algorithms with respect to stator resistance variation.

The two positive gains (q and n) must be adequately tuned in order to have a good performance, convergence and considerable rapidity of our proposed feedback control and DESMO strategy. The DESMO algorithm is initialized as follows: $T_e = 1\text{ms}$, $q = 5 \cdot 10^3$ and $n = 10^{-6}$.

Figure 4 and Figure 5 show the simulation results for a step input of the currents (I_{dRef} and I_{qRef}). One can see that in both nominal (Figure 4) and non-nominal cases (Figure 5), the estimated values of currents, rotor speed and torque converge very well to their simulated values due to the good stator resistance estimation.

Figure 4(a) and Figure 5(h) indicate a good regulation, uncoupling and fast convergence between the stator currents (I_d and I_q) due to an excellent choice of the robust controllers $C(s)$ given by equation (5) and placed in the currents loop.

The waveforms show the good rotor speed estimation with a robustness to parametric variations because a stator resistance variation cannot influence on the speed response that remains acceptable.

All those results confirm the validity, strong performance and high accuracy of the nonlinear feedback control and DESMO algorithm against stator resistance variations and load torque.

6. Conclusion

A nonlinear strategy and observation method have been proposed and used for the control of a PMSM. In this approach, the components I_d and I_q are regulated using a robust feedback linearization control, so that I_d is equal to zero which simplifies the dynamics, the controller and observer are designed and well integrated in the total PMSM system including load torque and parametric variations.

Best simulation results show fast response, good estimation and performances obtained with proposed control algorithms, with a perfect choice of the adjusting parameters. Thus, the current control operates with enough stability and good speed estimation. Note also that the high accuracy and strong robustness to stator resistance variation and load in all the systems confirm the advantages of the proposed decoupling control strategy and DESMO algorithm applied to the PMSM.

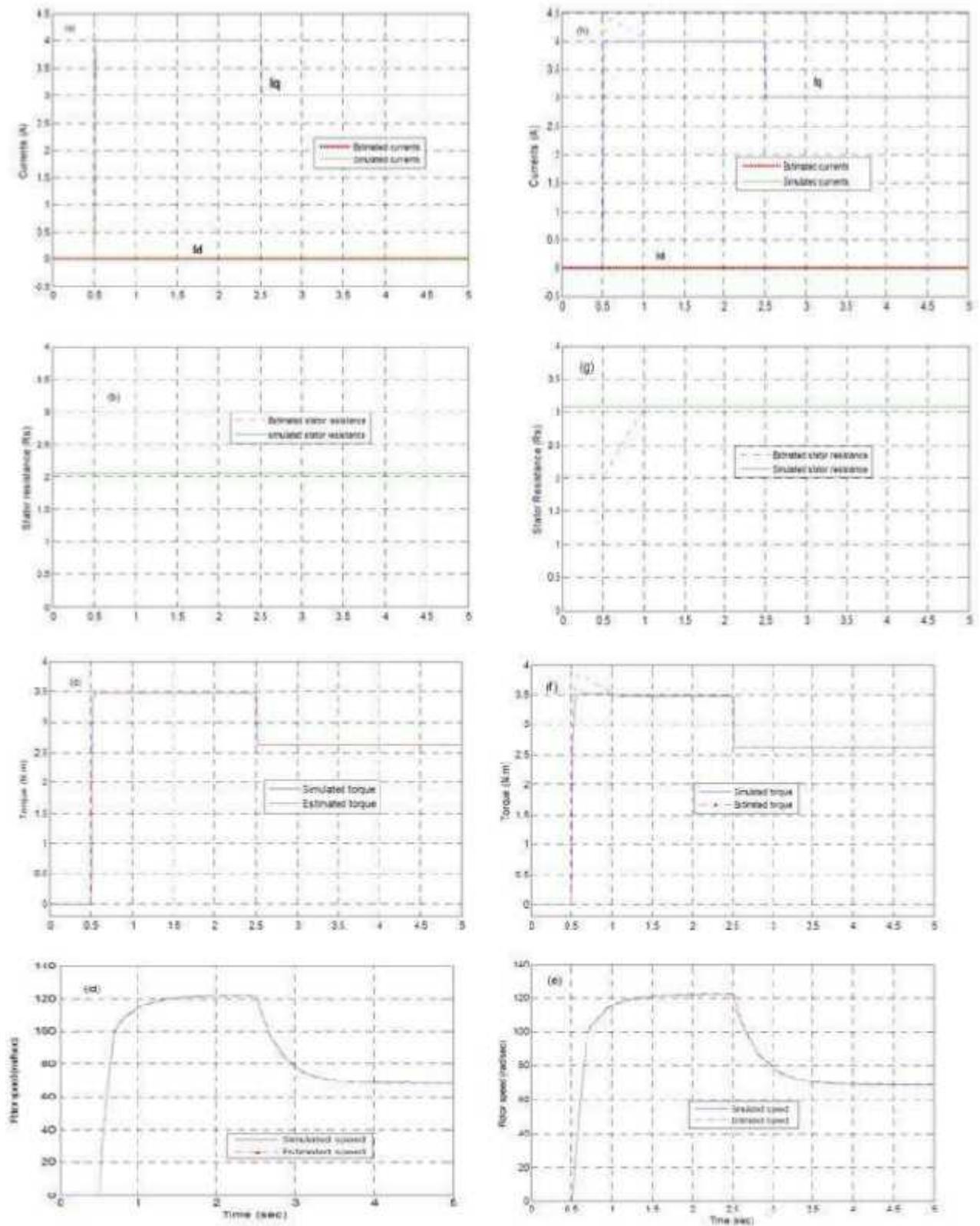


Figure 4. Nominal case ($R_y = R_{yn}$): **Figure 5.** Non-nominal case ($R_y = 1.5R_{yn}$): Comparison between estimated and simulated values.

References

- [1] B. P. Amuliu and K. Ali, Sliding-mode flux observer with online rotor parameter estimation for induction motors, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 54(2) (2007), 716-723.
- [2] R. Yazdanpanah, J. Soltani and R. Arab Markadeh, Nonlinear torque and stator flux controller for induction motor drive based on adaptive input-output feedback linearization and sliding mode control, *Energy Conversion and Management* 49 (2008), 541-550.
- [3] L. Jun and L. Yuzhou, Speed sensorless nonlinear control for PM synchronous motor fed by three-level inverter, *Indust. Tech., IEEE International Conf., Mumbai, 2006*, pp. 446-451.
- [4] F. Poulain, L. Praly and R. Ortega, An observer for permanent magnet synchronous motors with currents and voltages as only measurements, *IEEE Conf. Decision Contr., 2008*, pp. 5390-5395.
- [5] A. Dehkordi, A. M. Gole and T. L. Maguire, PM synchronous machine model for real-time simulation, *Inter. Conf. on Power Syst. Transients, Montreal, Paper No. IPST05-159, 2005*.
- [6] X. Dianguo and Y. Gao, A simple and robust speed control scheme of permanent magnet synchronous motor, *J. Control Theory Appl.* 2 (2004), 165-168.
- [7] B. Murat, S. Bogosyan and M. Gokasan, Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters, *Industrial Electronics, IEEE Trans.* 54 (2007), 272-280.
- [8] E. Blanchard, S. Adrian and C. Sandu, Parameter estimation method using an extended Kalman filter, *Proc. of the Joint North America, Asia-Pacific ISTVS Conf. and Annual Meeting of Japanese Society for Terramechanics, Fairbanks, Alaska, USA, June 23-26, 2007*.
- [9] X. Xi, Z. Meng, L. Yongdong and L. Min, On-line estimation of permanent magnet flux linkage ripple for PMSM based on a Kalman filter, *Proc. IECON, 2006*, pp. 1171-1175.
- [10] C. Vasilios and I. M. Nikolaos, PMSM sensorless speed estimation based on sliding mode observers, *Power Elect. Specialists Conf., PESC, Rhodes, 2008*, pp. 2838-2843.
- [11] P. Pillay and R. Krishnan, Modeling of permanent magnet motor drives, *IEEE Trans. Industrial Electronics* 35 (1988), 537-541.

- [12] M. S. Merzoug and H. Benalla, Nonlinear backstepping control of permanent magnet synchronous motor (PMSM), *Intern. J. Syst. Control* 1(1) (2010), 30-34.
- [13] A. Loria, Robust linear control of (chaotic) permanent-magnet synchronous motors with uncertainties, *IEEE Transactions on Circuits and Systems* 56 (2009), 2109-2122.
- [14] R. Marino, P. Tomei and C. M. Verrelli, Nonlinear adaptive output feedback control of synchronous motors with damping windings, *IEEE Ind. Elect. Conf.*, Paris, 2006, pp. 1131-1136.
- [15] M. Bodson, J. N. Chiasson, R. Novotnak and R. B. Rekowski, High-performance nonlinear feedback control of a permanent magnet stepper motor, *IEEE Trans. on Control Syst. Technology* 1 (1993), 5-14.



AN EFFICIENT NANOPARTICLES-SnO₂ GAS SENSOR FOR INDUSTRIAL APPLICATIONS

P. Yoboue^{1,*}, A. Konaté¹, O. Asseu¹, P. Tety² and P. Ménini³

¹Ecole Supérieure Africaine des TIC (ESATIC)

Abidjan, Treichville, Km4 Bd de Marseille, Côte d'Ivoire

e-mail: yoboue_pam@yahoo.fr

²Institut National Polytechnique Houphouët Boigny (INP HB)

BP 1093 Yamoussoukro, Côte d'Ivoire

³CNRS; LAAS; 7, avenue du colonel Roche

F-31077 Toulouse, France

Abstract

The sensor presented in this article consists of a nanostructured tin oxide as high sensitive material and an efficient high temperature microhotplate. Tin oxide nanoparticles are in suspension in a solvent (colloidal solution) and then are deposited by contactless methods such as microinjection on a new efficient microhotplate. The microhotplate has been developed with high electrical and mechanical stabilities up to 650°C with a low power of consumption (< 80mW) and allows an efficient control of temperature, useful for detection of gases. In this work, the gas sensor developed is exposed to different polluting gases like carbon monoxide, propane and nitrogen dioxide at different temperatures to determine the optimum operating temperatures which

Received: November 27, 2013; Accepted: December 23, 2013

Keywords and phrases: gas sensors, high temperature, Pt-microhotplate, tin oxide, nanostructures.

*Corresponding author

allow obtaining the highest sensitivity for each gas. It is also demonstrated that these gas sensors present a better sensitivity and above all a better stability compared to commercial metal oxide gas sensors.

1. Introduction

Until now, gas sensors using metal oxides are subject to increased research. They are common in automotive applications and high consumption applications. Today, they represent an alternative to marketed detectors based on infrared, electrochemical or photo-ionization detection systems [1, 2]. Those marketed detectors are very expensive, not easy portable. They also consume a lot of energy (on the order of Watt). Metal oxide gas sensors manufacturing combines standard microelectronic technologies and micro-machined silicon devices techniques. That allows reaching the needs of the market such as low cost of manufacturing thanks to miniaturization of sensors. Moreover, the operating principle of metal oxide gas sensor facilitates sensor portability. This principle is based on the change in the electrical conductivity of sensitive layer in presence of gas resulting from reactions that occur at the sensitive material surface, from 200°C [3-5]. The associate electronic that consists in measurement of this electrical conductivity is simple.

Metal oxide gas sensors present a simple structure (Figure 1) [1-5] which could be decomposed into two parts. One part is metal oxide sensitive layer (SnO_2 , WO_3 , ZnO ...) which reacts with gases. The second part is the microhotplate which is composed of electrodes to measure the conductivity of the metal oxide and a heating platform which supports and thermally activates the sensitive layer for detection. The principal element of platform is a heater which is electrically isolated from the electrodes thanks to an insulating layer.

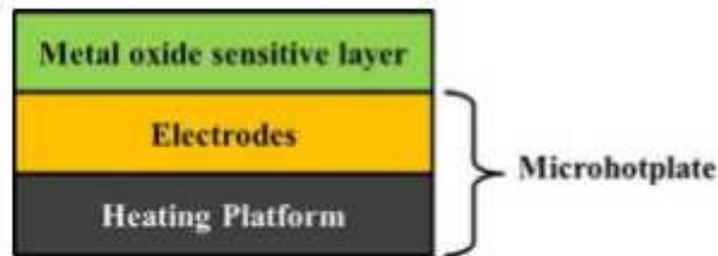


Figure 1. Bloc diagram of metal oxide gas sensor.

In the market, two kinds of metal oxide gas sensors could be found. There are those based on solid substrate such alumina. As example, the SP series of sensors from FIS Inc. [6] can be cited. The structure is illustrated in Figure 2. It is composed of metal oxide material (generally, SnO_2 metal oxide) formed on gold electrodes which are printed on the alumina substrate. The heater is printed on the reverse of the substrate.

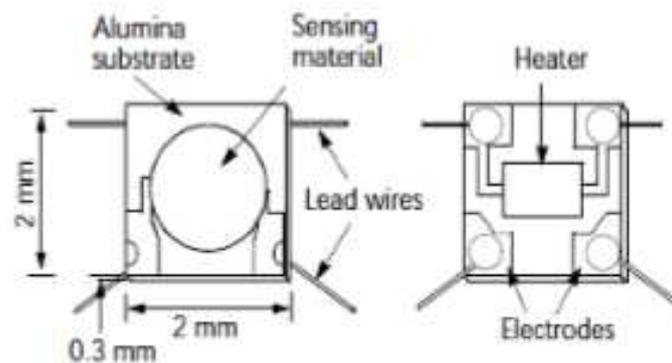


Figure 2. Structure of metal oxide gas sensor using a solid substrate [6].

Those sensors needed high power consumption for optimal operation (a typical operating temperature of 400°C for around 400mW). This high consumption can be improved by specific materials. Unfortunately, it is still important (over 200mW).

The second kind of commercial gas sensors use membrane-type structure as microhotplate whose main goal is to reduce power consumption and minimize the thermal inertia. That appears more interesting. Metal oxide gas sensors from MICS Company E2V Sensors [7] can be cited, as example. The structure of such sensors (illustrated in Figure 3) consists in an opening in the rear face of a silicon substrate so as to leave a thin diaphragm acting as

mechanical support. SnO_2 is generally used as sensitive material and is made by a physical vapor deposition (PVD) method. Most of those devices have a heater made of polysilicon. They require an average power consumption of around 80mW for a temperature of around 400°C. Studies conducted on this kind of metal oxide sensors exhibit some drawbacks essentially linked to a drift of the resistance of the polysilicon heater observed at high operating temperatures over 450°C [8-10] and a poor thermo mechanical stability of sensors which can lead to a progressive loss of sensor performances upon time [11].

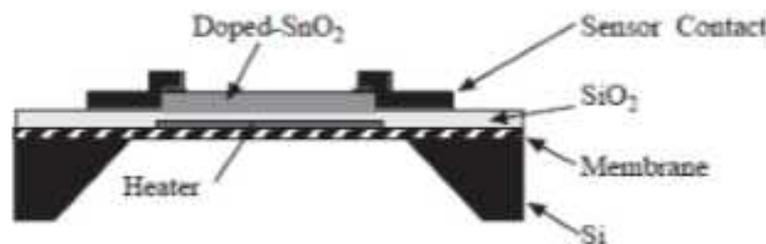


Figure 3. Membrane-type structure of commercial metal oxide gas sensor [7].

Concerning the sensitive material, the advantage of PVD methods is a precise control of deposit (thickness and size). However, those techniques which are very expensive, allow having compact deposit of sensitive layer. That induces small area for surface reactions and therefore that provides poor performance in terms of sensitivity [12]. Recently, research has been directed towards the synthesis of nanostructured materials with significant inter-granular porosity to greatly improve the effective area and hence the sensitivity [13-16].

This work proposes solutions to those problems in order to develop a more efficient sensor remaining miniature and inexpensive. In the first step, this article will present separately, the new microhotplate which is the membrane-type structure of commercial metal oxide gas sensor, optimized and the sensitive material which is a highly sensitive nanosized SnO_2 . Then the combination of the two components will be described. Finally, results of conducted tests and conclusion will be provided.

2. Material and Methods

2.1. An optimized microhotplate

The membrane-type structure of commercial metal oxide gas sensor [7] platform has been used as basis for this work. The device is commonly composed of a silicon substrate with SiN_x membrane and integrates polysilicon plate as heater. Manufacturing of such gas sensors follows standard microelectronic technology and silicon micromachining techniques. Sensors present a very good homogeneity with a temperature gradient of $0.05^\circ\text{C}/\mu\text{m}$ on the area where sensitive material will be deposited (active area). However, as stated above, these devices have reliability problems over time, when operating at high temperatures (particularly, over 450°C). They showed an irreversible degradation of the polysilicon layer and that degrades the performances of the sensor and limits its life.

Design and material modifications have been brought in order to reach excellent stability (thermal and mechanical stabilities), to keep a low power for high temperature ($< 100\text{mW}$ for temperature over 450°C) and to have low response time ($< 30\text{ms}$). The goal of those optimizations has also been having good temperature homogeneity on active area. Temperature homogeneity is an important parameter for metal oxide gas sensors. Indeed, bad homogeneity (or high temperature gradient) on active area can lead to instability or uncontrolled drift over time.

The optimized platform is composed of a silicon substrate on which it has been deposited successively:

- A thinner $\text{SiO}_2/\text{SiN}_x$ membrane for low thermal conductivity and low stress. The method of manufacturing used in [17] provides a bilayer membrane with minimal residual stress (better than SiN_x alone).
- A Ti/Pt heater to activate sensitive metal oxide layer with a homogeneous temperature. The polysilicon has been replaced by

platinum (Pt) one to solve drift problems. Platinum has better thermal properties and more stable over time. Titanium (Ti) has been used as adhesion for Pt on silicon substrate.

The design of the heater was obtained after study of several geometries simulated by finite element method (FEM method). Following this study, it was shown that the geometry of the rounded spiral (Figure 4) gave a good compromise between power of consumption and thermal homogeneity unlike other geometries (meander shape, circular shape and square spiral shape) previously used [10]. The rounded shape of the spiral allowed having a better temperature distribution on the active area and reducing hot spots which appeared, particularly, in the corners of square spiral shape, for example [10].

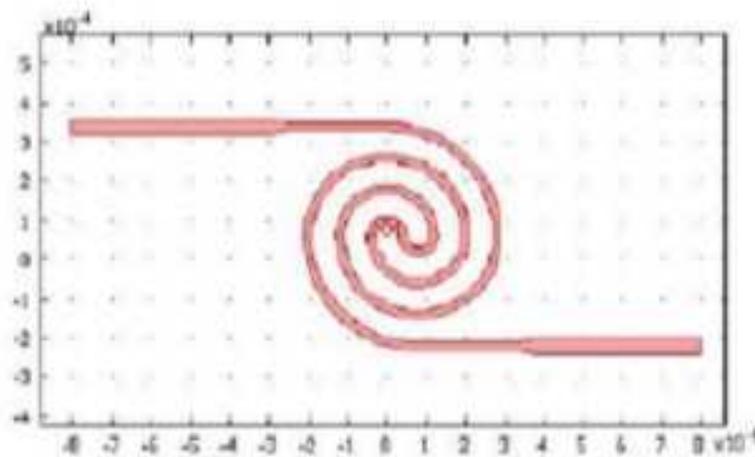


Figure 4. Simulated design of heater using COMSOL multiphysics software.

- A thin film of PECVD- SiO_2 insulated layer to separate the heater from measurement electrodes (electrical insulation).
- Interdigitated Ti/Pt electrodes for good electrical contact with the sensitive layer and for measuring their high resistance.

The last step of the process was the backside releasing of the membrane by DRIE (deep reactive ion etching). A bad membrane releasing could decrease sensor's reliability by allowing heat losses [10, 17]. Packaged microhotplate is illustrated in Figure 5.

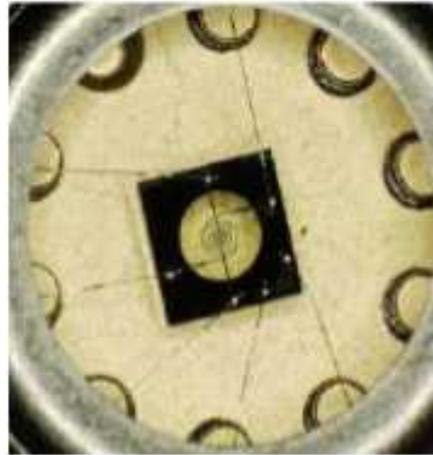


Figure 5. Optimized microhotplate.

2.2. SnO₂ sensitive material

SnO₂ sensitive material has been used in our work because of its high sensitivity to gases. Although very selective and highly dependent on the ambient humidity, sensors based on SnO₂ are recognized as having a high sensitivity to reducing gases (CO, hydrocarbons, hydrogen ...) and a good stability during operation reducing atmosphere. They represent the best compromise to detect both reducing and oxidizing [18].

2.3. Nanoparticles SnO₂ sensitive elements and their integration on the optimized microhotplate

SnO₂ -nanostructured has been used as sensitive layer of the sensor. It is a sensitive material which has been synthesized in the form of colloidal solution obtained by organometallic route [19]. The goal of this kind of synthesis is to prepare individual SnO_x/Sn nanoparticles with small size around 20nm. The solution is then deposited on the microhotplate by microinjection technique. Figure 6 illustrates the process of integration of nanoparticles SnO₂ on the optimized microhotplate (see Figure 6a). The apparatus used is composed of a microscope, a capillary tube (filled with the colloidal solution) surrounded by a piezoelectric actuator and a control unit controlled by PC [20]. The solution is ejected by applying a pulse to the actuator that contracts. A pressure wave is created in the liquid through the

tube using ADK401 pipette (see Figure 6b). Solution is accelerated and a part is ejected from the tube to form a micro droplet of few picoliters.

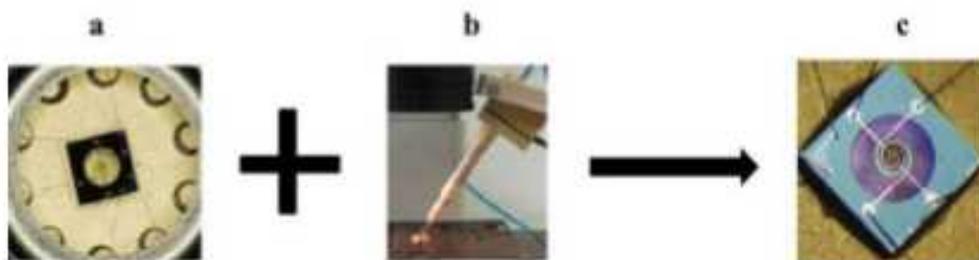


Figure 6. Process of integration of nanoparticles SnO_2 on the optimized microhotplate.

Then the drop has been slowly and fully oxidized in-situ by a specific temperature profile (empirically defined and applied to our sensitive layers) in order to keep the size of 20nm. A porous nanosensitive layer (Figure 7) is obtained without coalescence and cracking.

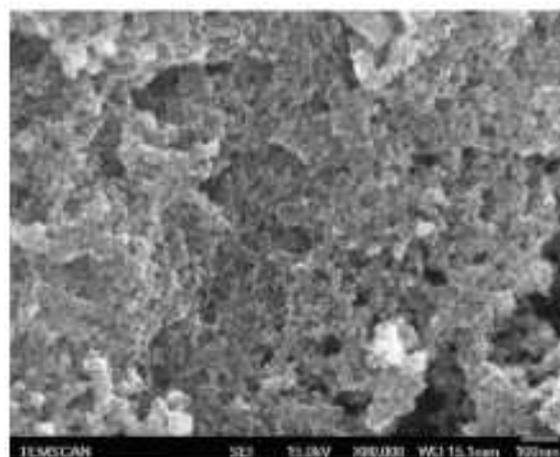


Figure 7. TEM image of SnO_2 nanoparticles obtained after oxidation.

3. Results and Discussion

3.1. Performances of the optimized microhotplate

Tests conducted on the optimized microhotplates showed that the devices could reach 650°C for consumption lower than 100mW. This result was excellent in comparison with to the classical commercial heater (450°C for less than 100mW).

From ambient temperature, the device could reach 550°C in about 25ms. The cooling time was of the same order.

Thermal distribution simulations carried out on 200µm diameter of active area and centered on heater have been conducted. An average temperature gradient of 0.25°C/µm was obtained with maximal temperature of 550°C (Figure 8). This interesting result for our applications at high temperature was confirmed experimentally.

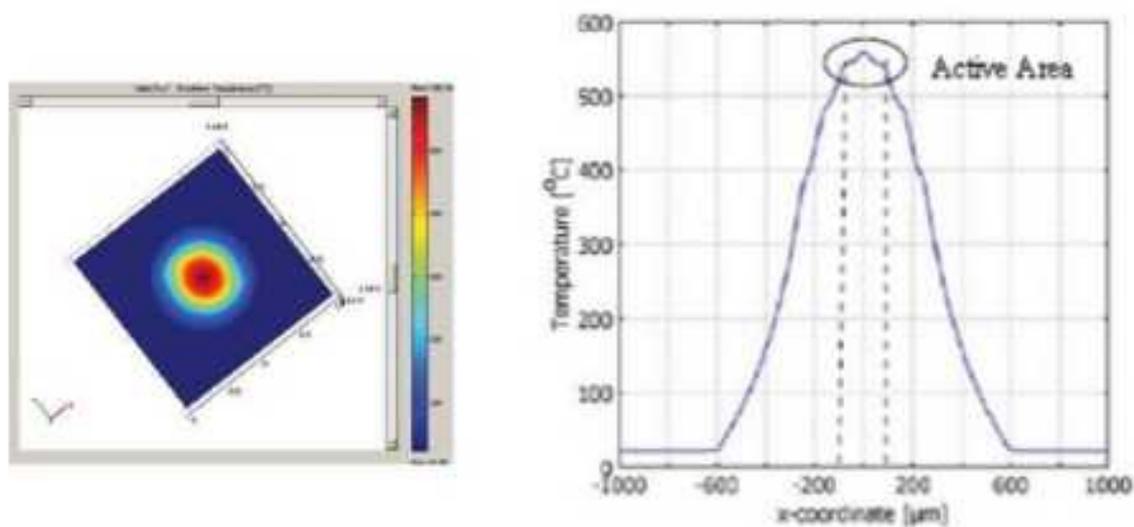


Figure 8. Electrothermal simulation of optimized microhotplate using COMSOL multiphysics software.

Tests have been conducted to confirm electrical stability of this microhotplate. Particularly, a 13-month ageing test has been carried out. Results are shown in Figure 9. It appears that the heater is remarkably stable at very high temperature up to 550°C.

For a constant voltage up to 7.5V (which corresponds to around 65mW for a temperature of 550°C), it can be observed that the structure showed a very good stability. For higher and constant voltage of 8V (650°C), the microhotplate presented an increasing of power before stabilization.

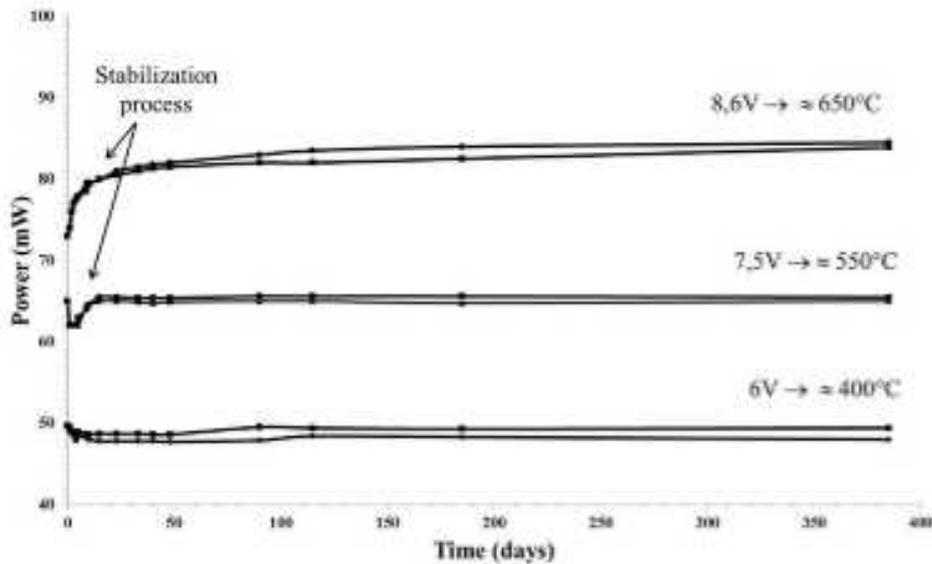


Figure 9. Ageing test of optimized microhotplate using three different continuous voltage supplies (6V, 7.5V and 8.6V): parameter T is the operating temperature.

Concerning electromechanical performances, two geometries based on square and rounded membranes have been developed and evaluated after membrane releasing. Tests led on those two types of membrane gave following results:

- First, the interest of the circular platform can be observed in Figure 10(a). Indeed, the cross deformations of square membrane were eliminated with the circular shape.
- Then, for the square membrane form, maximal deformation of the structure was about $8\mu\text{m}$ at rest with nonlinear variations up to $2\mu\text{m}$ when functioning (see Figure 11).
- The rounded structure (Figure 10(b)) allows reducing the deflection around $0.5\mu\text{m}$ only with low variations in functioning (some hundreds of nm) as shown in Figure 11.

In view of the results, the rounded geometry appeared the most reliable. The optimized microhotplate will participate to the reliability of the device.

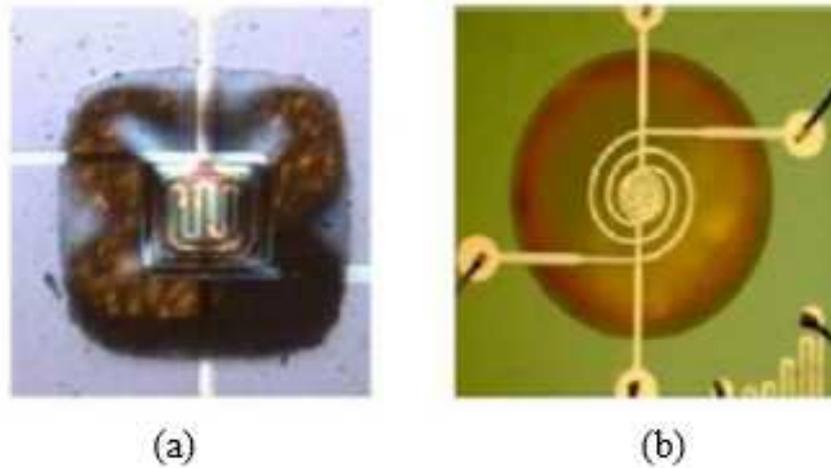


Figure 10. Microhotplates for metal oxide gas sensors: (a) square membrane structure; and (b) optimized structure (rounded shape).

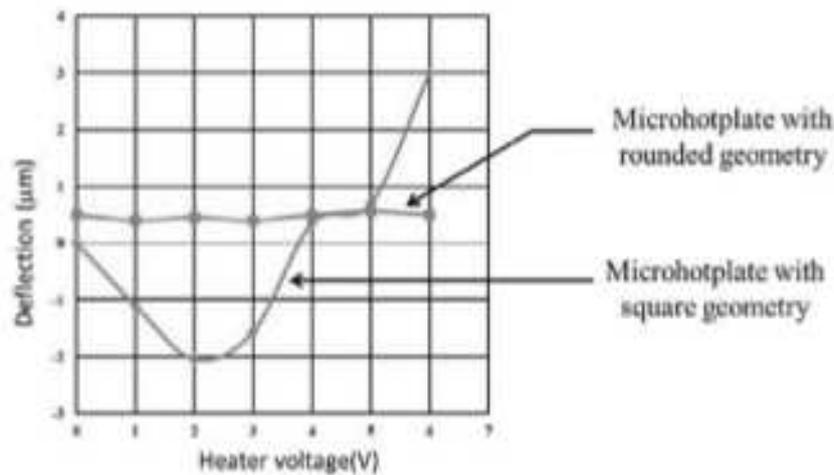


Figure 11. Measurements of membrane deformations from optical profiler: membrane deformations for different voltages applied to the heater.

3.2. Performances in gas detection

Tests were conducted to check stability of the optimized sensors after depositing sensitive layer. Before any tests, an initial stabilization period of 8 hours under operating conditions (air, 50% HR) was necessary for the sensor signal to reach a stable baseline. Then sensor's resistance was measured when it is exposed under three concentrations (50ppm, 200ppm and 500ppm) of CO and C₃H₈ at 500°C. Results shown in Figure 12 revealed that sensitivity to CO was approximately twice higher than C₃H₈ one.

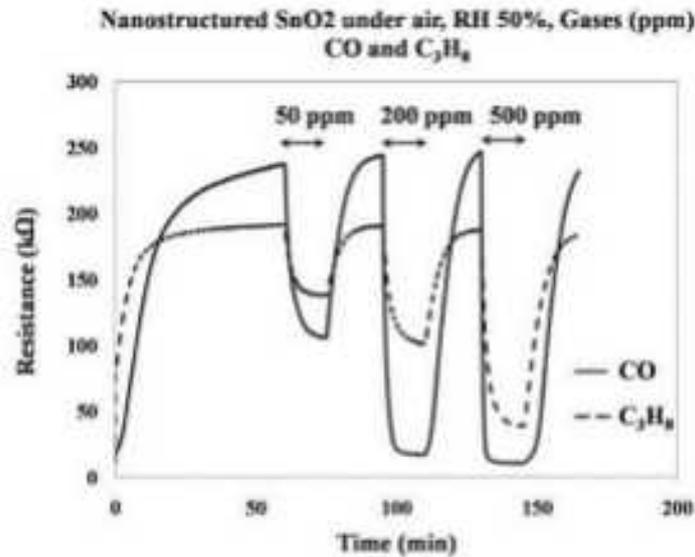


Figure 12. Transient response to CO and C₃H₈ at 500°C.

Corresponding relative sensitivity S to those gases is shown in Table 1 with S defined by:

$$S = \frac{R_{air} - R_{gas}}{R_{air}}$$

R_{air} : resistance of sensor under the air,

R_{gas} : resistance of sensor under gas.

Table 1. Gases relative sensitivities of nanostructured SnO₂ to CO and C₃H₈ for three concentrations (50ppm, 200ppm and 500ppm) at 500°C

	50ppm	200ppm	500ppm
CO	55%	91%	96%
C ₃ H ₈	28%	47%	79%

These results showed that a specific gas had an optimum temperature at which it is detected as confirmed in literature [21]. More tests had been led to find the optimum temperature for each gas. Those tests consisted in applying different supplies to the heater in order to reach various temperatures from 300°C to 650°C. A concentration of 200ppm of gases was used. Results

helped plot the relative sensitivity S according to the working temperature, as presented in Figure 13. This test provides the highest CO and C₃H₈ responses (on the order of 90% at 500°C for CO and 70% at 550°C for C₃H₈) with a significant fall for lower and higher temperatures. These results had never been shown before. Indeed, the foregoing sensors do not function beyond 450°C.

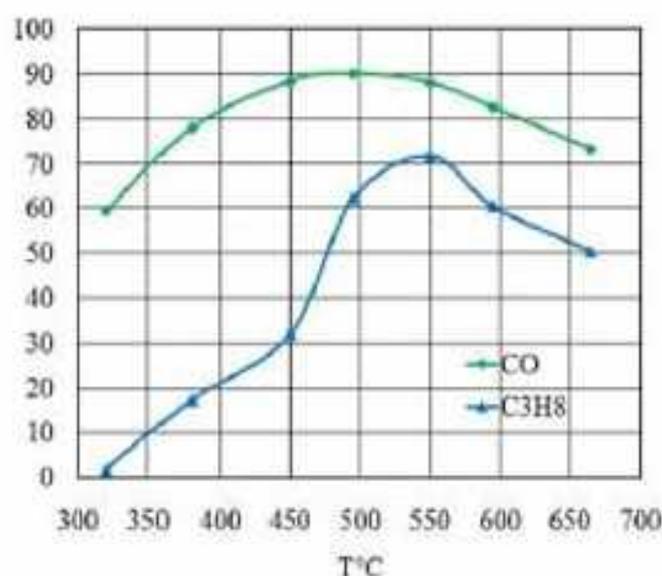


Figure 13. Relative sensitivity to CO and C₃H₈ at 500°C versus operating temperature.

Another test has been led under an oxidative gas (NO₂) and dry air to compare responses of our nanostructured-SnO₂ gas sensor with some MICS SnO₂ gas sensors (those commercial sensors were used as reference during this project). Exposure under 2ppm of gas was led for different operating temperatures (250°C, 350°C, 450°C and 550°C). Results presented in Figure 14 and Figure 15 showed performances sensibly better than the commercial one in terms of sensitivity and stability for our gas sensor. Moreover, in accordance with literature, the better sensitivity of NO₂ gas sensor is obtained at low operating temperatures [22, 23]. The transient response to NO₂ was more stable with the optimize gas sensor as shown in Figure 15.

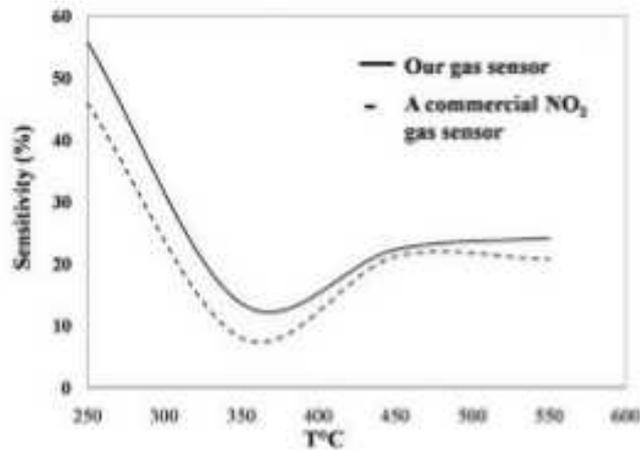


Figure 14. Comparison of sensitivities of nanostructured-SnO₂ gas sensor and a commercial one's to 2ppm of NO₂ at different operating temperatures.

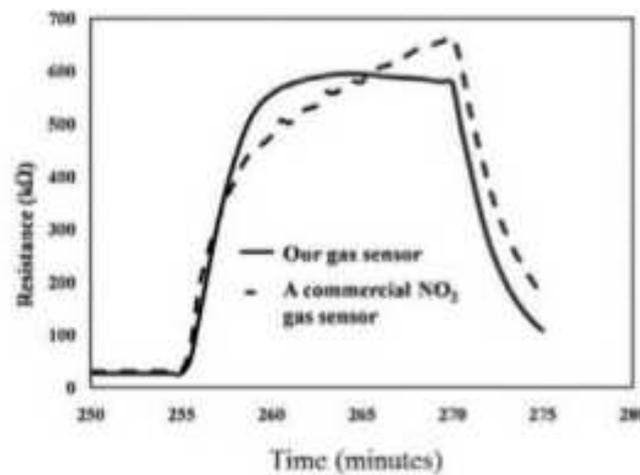


Figure 15. Stability of transient response of nanostructured- SnO₂ gas sensor and commercial one's to 2ppm of NO₂ at 250°C.

4. Conclusion

An industrializable metal oxide gas sensor with thermal, electrical and mechanical performances vastly superior to those of common commercial sensors has been developed. The optimized sensor allows reaching a stable temperature of 550°C for less than 70mW. The platinum microhotplate shows an excellent robustness and quick time response around 25ms. The temperature gradient of 0.25°C/μm obtained is suitable for our applications.

Nanostructured- SnO₂ has been integrated as high sensitive material. Gas detection tests show better responses in terms of sensitivity and stability in comparison with to some commercial gas sensors.

References

- [1] G. Korotcenkov, Metal oxides for solid-state gas sensors: what determines our choice?, *Materials Science and Engineering B* 139 (2007), 1-23.
- [2] CNM Gas Sensor Group, Gas Sensors and Detector Devices.
- [3] H. Windishmann and P. Mark, A model for the operation of a thin film SnO_x conductance modulation carbon monoxide sensor, *J. Electrochemical Society* 126 (1979), 627-633.
- [4] I. Sayago, J. Gutiérrez, L. Arés, J. I. Robla, M. C. Horrillo, J. Getino and J. A. Agapito, The interaction of different oxidizing agent on doped tin oxide, *Sensors and Actuators B* 25 (1995), 512-515.
- [5] B. Ruhland, Th. Becker and G. Müller, Gas-kinetic interactions of nitrous oxides with SnO₂ surfaces, *Sensors and Actuators B* 50 (1998), 85-94.
- [6] FIS Intelligent Sensors, Gas Sensors.
- [7] E2V, "gas sensors".
- [8] D. Briand, P. Q. Pham and N. F. deRooij, Reliability of freestanding polysilicon microheaters to be used as igniters in solid propellant microthrusters, *Sensors and Actuators A* 135 (2006), 329-336.
- [9] C. Shi, X. Liu and R. Chuai, Piezoresistive sensitivity, linearity and resistance time drift of polysilicon nanofilms with different deposition temperatures, *Sensors* 2 (2009), 1141-1166.
- [10] Ph. Menini, H. Chalabi, N. Yoboue, V. Conedera, L. Salvagnac and K. Aguir, High performances of new microhotplate for gas sensors, *Euroensors XXII Dresden Germany*, 2008.
- [11] G. Blasquez, X. Chauffeur, P. Pons, Ph. Menini and P. Favaro, Thermal Drifts due to Thermomechanical Deformations in Capacitive Pressure Sensors, *EUROSENSORS XII*, Southampton, 13-16 September 1998, pp. 411-414.
- [12] N. Yamazoe and N. Miura, Some basic aspects of semiconductor gas sensors, *Chemical Sensor Technology* 4 (1992), 19-42.

- [13] C. Xu, J. Tamaki, N. Miura and N. Yamazoe, Grain size effects on gas sensitivity of porous SnO₂ -based elements, *Sensors and Actuators B* 3 (1991), 147-155.
- [14] E. Rossinyol, J. Arbiol, F. Peiró, A. Cornet, J. R. Morante, B. Tian, T. Bo and D. Zhao, Nanostructured metal oxides synthesized by hard template method for gas sensing applications, *Sensors and Actuators B* 109 (2005), 57-63.
- [15] C. Baratto, E. Comini, G. Faglia, G. Sberveglieri, M. Zha and A. Zappettini, Metal oxide nanocrystals for gas sensing, *Sensors and Actuators B* 109 (2005), 2-6.
- [16] G. Korotcenkov and B. K. Cho, The role of grain size on the thermal instability of nanostructured metal oxides used in gas sensor applications and approaches for grain-size stabilization, *Progress in Crystal Growth and Characterization of Materials* 58 (2012), 167-208.
- [17] C. Rossi, P. Temple-Boyer and D. Esteve, Realization and performance of thin SiO₂/SiN_x membrane for micro-heater applications, *Sensors and Actuators A* 64 (1998), 241-245.
- [18] M. Batzill and U. Diebold, The surface and materials science of tin oxide, *Progress in Surface Science* 79 (2005), 47-154.
- [19] C. Nayral, T. Ould-Ely, A. Maisonnat, B. Chaudret, P. Fau, L. Lescouzres and A. Peyre-Lavigne, A novel mechanism for the synthesis of tin/tin oxide nanoparticles of low size dispersion of nanostructured SnO₂ for the sensitive layers of gas sensors, *Advanced Materials* 11 (1999), 61-63.
- [20] Microdrop Technologies.
- [21] H. Meixner and U. Lampe, Metal Oxide Sensors, *Sensors and Actuators B* 33(1-3) (1996), 198-202.
- [22] J. Kaur, S. C. Roy and M. C. Bhatnagar, Highly sensitive SnO₂ thin film NO₂ gas sensor operating at low temperature, *Sensors and Actuators B* 123 (2007), 1090-1095.
- [23] A. Sharma, M. Tomar and V. Gupta, Low temperature operating SnO₂ thin film sensor loaded with WO₃ micro-discs with enhanced response for NO₂ gas, *Sensors and Actuators B* 161 (2012), 1114-1118.