

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DE Badji Mokhtar Annaba

Pour l'obtention du grade de

DOCTEUR

Institut d'électrotechnique

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR

2008

SPECIALITE : Commande Eléctrique

Présentée par

Ben Si Ali Nadia

**CONTRIBUTION A L'AMELIORATION DES PERFORMANCES STATIQUES ET
DYNAMIQUES D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE PAR UN CONVERTISSEUR
DE FREQUENCE**

Directeur de Thèse : **S.Saad**

Présentée et soutenue publiquement le 04 mars 2002

COMPOSITION DU JURY

Président : R . ABDESSEMED Professeur Université de Batna

Rapporteur : S. SAAD MC Université de Annaba

Examineurs : N. DEBACHE Professeur Université d'Annaba

A. Omeiri MC Université de Annaba

F. NACERI Professeur Université de Batna

A. Azziz. CHAGUI MC Université de Batna

Invité : E.ETIEN MC Université de Poitiers France

Résumé

Dans plusieurs domaines industriels, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Elle permet d'augmenter la fiabilité, de diminuer la maintenance et de réduire le coût.

Nous présentons dans cette thèse, une étude de la commande vectorielle sans capteur de la machine asynchrone. On s'est intéressé spécialement à l'étude des observateurs adaptatifs utilisés pour l'estimation de la vitesse de rotation. En effet cette dernière est estimée à partir de la seule mesure des courants et tensions statoriques.

Ces systèmes souffrent du problème d'instabilité, et sont très sensibles aux variations paramétriques surtout pour le fonctionnement basse vitesse. Par conséquent, une analyse de la stabilité a été effectuée. Plusieurs travaux se sont consacrés à la détermination des zones instables. Ils utilisent les fonctions de transfert et appliquent le critère de Routh Hurwitz. Dans cette thèse on propose d'utiliser la représentation des lieux des pôles qui possèdent une partie réelle positive pour localiser les zones instables. On trouve qu'elles apparaissent en régime moteur et en régime générateur. Un autre critère peut être utilisé pour trouver l'expression analytique de ces zones dans la plan couple vitesse. C'est le critère du déterminant. En analysant le signe du déterminant on peut définir l'intervalle de stabilité.

Pour résoudre le problème de l'instabilité, un gain optimal a été calculé, qui permet de réduire la zone instable à une droite définie par $\omega_s = 0$.

Mots-clés: Machine à induction, commande vectorielle, commande sans capteur de vitesse, estimateurs et observateurs adaptatifs, adaptation des paramètres résistifs.

Abstract

In several industrial fields, the removal of the mechanical sensor speed can be of economic interest and improve the reliability. It allows to decrease maintenance and reduce the cost.

We present in this thesis, a study of sensorless field oriented control of induction motor. especially, we are interested by adaptive observers used for rotor speed estimation. In this case, speed is estimated by using only measurement variables (stator current and voltage). These systems suffer from instability problems and sensitivity to parameter mismatch at low speed operation. consequently, analysis of stability was carried out. Several works were devoted in order to find the unstable regions. they use transfer functions and apply the criterion of Routh Hurwitz.

In this thesis, we propose to use representation of poles which have a positive real part to locate the unstable zones. We find that they can appear in both monitoring and regenerating mode.

Another criterion can be used to find analytical expression of these regions in speed-torque plane. It is the determinant criterion.

In order to guarantee stability, an optimal observer gain was proposed which can reduce the unstable regions to a line defined by $\omega_s = 0$.

Keywords: Induction machine, field oriented control, sensorless control, estimators and adaptive observers, resistive parameters adaptation.

*A mes parents
mon mari
et mes enfants
A tous je dédie cette thèse.*

Remerciements

Je remercie tout ceux qui m'ont aidé à élaborer ce travail.

Mes remerciements vont à mon encadreur , Monsieur Saad Salah, pour son aide ses conseils et son soutien.

Je remercie vivement Monsieur Erik Etien, Maître de conférence et membre de recherche au LAII pour son aide et son soutien. Grâce à lui on a pu travailler en groupe et aboutir à des résultats satisfaisant qui sont le fruit de l'effort de plusieurs personnes.

Je remercie également Monsieur Smail Bachir, parce que grâce à lui j'ai pu travailler avec le groupe de recherche de LAII à Poitiers et avancer dans mes recherches.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur Gérard Champenois pour avoir mis à ma disposition la documentation, le banc d'essai et le matériel nécessaire pour que je puisse avancer dans mon travail de recherche.

Je tiens à remercier aussi Monsieur Claude Chaigne enseignant et membre de recherche au LAII, ainsi que Monsieur Guillaume Mercère.

Je tiens aussi à remercier les personnes qui m'ont soutenus en France Madjid, Salah, Amel, Malika, Bilel, Florin.

J'adresse ma profonde gratitude à Monsieur R. Abdessemed professeur à l'université Batna pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury.

J'exprime mes remerciements les plus sincères à Monsieur N. Debbache Professeur à

l'université de Annaba, et doyen de la faculté des sciences de l'ingénieur d'avoir accepter d'être un des examinateurs.

Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur A. Omeiri maître de conférence à l'université de Annaba pour m'avoir fait l'honneur en acceptant d'être un des examinateurs dans le jury de ma thèse.

Je tiens à remercier Monsieur F. Nacéri professeur à l'université de Batna d'être un des examinateurs de ma thèse.

Je remercie aussi Monsieur A. Azziz. Chagui de m'avoir fait l'honneur en acceptant d'être un membre de jury en tant qu'examineur.

Liste des tableaux

1.1	Transformation Triphasé-Diphase	8
-----	---	---

Table des figures

1.1	Transformation de Park	9
1.2	Tensions Triphasées d’Alimentation	14
1.3	Réponse de la MAS pour un démarrage à vide suivie	14
1.4	Courant Statorique	15
2.1	Association convertisseur-machine	18
2.2	Structure d’une MLI sinus-triangle	20
2.3	Schéma de simulation de l’association onduleur MLI-MAS	20
2.4	Représentation de la MLI et des tensions de l’onduleur	21
2.5	Association onduleur MLI-machine asynchrone $f_p = 750Hz$	22
2.6	Courant statorique $f_p = 750Hz$	22
2.7	Association onduleur MLI-machine asynchrone $f_p = 3KHz$	23
2.8	Courant statorique $f_p = 3KHz$	23
3.1	Decouplage en commande vectorielle	27
3.2	Bloc de simulation du principe du contrôle vectorielle	29
3.3	Principe du contrôle vectorielle	29
3.4	Description des couplages	30
3.5	Reconstitution des tensions	31
3.6	Commande découplée	31
3.7	Commande découplée	32
3.8	Contrôle du courant i_{sd}	32
3.9	Contrôle du flux en boucle ouverte	33
3.10	Contrôle du courant i_{sd} en boucle fermée	34
3.11	Boucle de flux	34
3.12	Contrôle du courant i_{sq} en boucle fermée	35
3.13	Schéma de régulation et d’asservissement de la vitesse	36
3.14	Schéma bloc de la commande vectorielle de la MAS	37

3.15	Résultats de simulation du FOC de la MAS alimentée	38
3.16	Résultats de simulation du FOC de la MAS alimentée par	39
3.17	Courant statorique	39
4.1	Représentation générale de la machine asynchrone	43
4.2	Estimation du flux rotorique et de θ_s	46
4.3	Schéma de principe d'un observateur	47
4.4	Observateur Adaptatif	54
4.5	Bloc diagramme de la commande RFOC sans capteur	55
4.6	Évolution des variables estimées et réelles lors d'une inversion de ω	56
4.7	Erreur entre variables estimées et réelles	56
4.8	points d'instabilité	57
4.9	Droite d'inobservabilité	58
4.10	Variation de la résistance statorique	59
4.11	L'erreur pour une variation de R_s	60
4.12	Variation de la résistance rotorique	60
4.13	L'erreur pour une variation de R_r	60
4.14	Observateur adaptatif :estimation de ω et de R_s	64
4.15	Estimation simultanée de ω et R_s	64
4.16	L'erreur lors de l'estimation simultanée de ω et R_s	65
5.1	Estimation de la vitesse : Régions d'instabilité obtenues par	72
5.2	Estimation de la vitesse : Régions d'instabilité. $K_{i\omega} = 3000, K_{p\omega} = 0$	72
5.3	Région d'instabilité dans le plan couple-vitesse	74
5.4	Estimation de la vitesse : Régions d'instabilité pour différents $K_{p\omega}$	75
5.5	Zones instables en régime générateur	76
5.6	Simulation en mode générateur(quadrant II)	76
5.7	Inversion du sens de rotation avec couple nominal	77
5.8	Simulation en mode moteur(quadrant I)	78
5.9	Régions d'instabilité obtenues par l'analyse du signe des V.Ps	79
5.10	Estimation de ω et R_s . Régions d'instabilité	79
5.11	Zones instables en régime générateur (méthode du déterminant)	80
5.12	Régime moteur :Transition d'une zone stable à une zone stable	81
5.13	Régime moteur :Transition d'une zone stable à une zone instable	82
5.14	Régime générateur :Transition d'une zone stable à une zone instable	83
5.15	Inversion du sens de rotation	84

6.1	Région d'instabilité (observateur de Rashed)	88
6.2	Région d'instabilité (observateur de Suwankawin)	91
6.3	Mode générateur, a) :quadrant II, b) :quadrant IV	93

Liste des variables

Les paramètres

$R_s(\Omega)$:	Résistance statorique par phase
$R_r(\Omega)$:	Résistance rotorique par phase
$l_s(H)$:	Inductance propre statorique par phase
$l_r(H)$:	Inductance propre rotorique par phase
$l_{ss}(H)$:	Inductance mutuelle entre deux phases statorique
$l_{rr}(H)$:	Inductance mutuelle entre deux phases rotorique
$l_m(H)$:	Inductance mutuelle max entre phases statoriques et rotoriques
$L_s(H)$:	Inductance statorique par phase
$L_r(H)$:	Inductance rotorique par phase
$L_m(H)$:	Inductance mutuelle
$L_{fs}(H)$:	Inductance de fuite statorique par phase
$L_{fr}(H)$:	Inductance de fuite rotorique par phase
$L_{fr}(H)$:	Inductance de fuite totale par phase
$T_s(s)$:	Constante de temps statorique($\frac{L_s}{R_s}$)
$T_r(s)$:	Constante de temps rotorique($\frac{L_r}{R_r}$)
σ	:	constante de fuite($1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$)

Repères

a, b, c	:	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	:	Axes du référentiel de Park
α, β	:	Axes du référentiel statorique

Symboles utilisés

$U_o(V)$: Tension continue à l'entrée de l'onduleur
$T_{em}(N.m)$: Couple électromagnétique
$T_L(N.m)$: Couple de charge
g	: glissement
$f_s(Hz)$: Fréquence d'alimentation
$f_p(Hz)$: Fréquence de la porteuse
$f_{ref}(Hz)$: Fréquence du signal de référence
$\theta_r(rad)$: Angle entre le stator et le rotor
$\theta_s(rad)$: Angle entre le stator et l'axe d
$\omega_s(rad/s)$: pulsation es grandeurs électriques statorique
$\omega_{sl}(rad/s)$: pulsation des grandeurs électriques rotorique
$\Omega(rad/s)$: Vitesse mécanique de rotation
$V_{m_{ref}}(V)$: Valeur de crête de la tension de référence
$V_{m_p}(V)$: Valeur de crête de la porteuse
$T_{i=a,b,c}$: Grandeur logique $T_i = 1, 0$
$I_{i=a,b,c}$: Interrupteur d'un bras de l'onduleur
\underline{x}	: Grandeur vectorielle (vecteur d'état)
U	: Vecteur de commande de dimension m
Y	: Vecteur de sortie
G	: Gain de l'observateur
\Re	: Partie réelle d'une grandeur complexe
\Im	: Partie imaginaire d'une grandeur complexe
s	: Variable utilisée pour la transformée de Laplace
$()_g$: Grandeur exprimée dans un repère général
$\widehat{()}$: Valeur estimée
p	: nombre de paire de pôles
J	: Moment d'inertie des parties tournantes
f	: Coefficient de frottement visqueux
$\dot{()}$: La dérivée
$()_{ref}$: Valeur de référence
$()^*$: expression conjuguée
\otimes	: Produit de Kronecker
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
FOC	: Field Oriented Control
V.Ps	: Valeurs Propres

Grandeurs magnétiques

$\psi_{(a,b,c)_s}(Wb)$: Flux statorique phase a, b,ou c
$\psi_{(a,b,c)_r}(Wb)$: Flux rotorique phase a, b,ou c
$\psi_{sd,q}(Wb)$: Flux statorique diphasées dans le repère(dq)
$\psi_{s\alpha,\beta}(Wb)$: Flux statorique diphasées dans le repère($\alpha\beta$)
$\psi_{rd,q}(Wb)$: Flux rotorique diphasées dans le repère(dq)
$\psi_{r\alpha,\beta}(Wb)$: Flux rotorique diphasées dans le repère($\alpha\beta$)

Grandeurs électriques

$U_n(V)$: Tension nominale
$V_s(V)$: Tension statorique
$v_{(a,b,c)_s}(V)$: Tension statorique phase a, b,ou c
$v_{sd,q}(V)$: Tension statorique diphasées dans le repère(dq)
$v_{s\alpha,\beta}(V)$: Tension statorique diphasées dans le repère($\alpha\beta$)
$I_n(A)$: Courant nominale
$I_s(A)$: Courant statorique
$i_{(a,b,c)_s}(A)$: Courant statorique phase a, b,ou c
$i_{sd,q}(A)$: Courant statorique diphasées dans le repère(dq)
$i_{s\alpha,\beta}(A)$: Courant statorique diphasées dans le repère($\alpha\beta$)

Table des matières

Introduction générale	1
1 Introduction	1
2 Problématique, objectifs et état de l'art	1
3 Organisation du rapport de thèse	3
Chapitre 1 Modélisation de la machine asynchrone	5
1.1 Introduction	6
1.2 Présentation de la machine	6
1.2.1 Hypothèses simplificatrices	6
1.3 Modèle du moteur asynchrone	7
1.3.1 Transformations	8
1.3.1.1 Transformation triphasé-diphasé	8
1.3.1.2 Transformation de Park	8
1.3.2 Equations électriques	10
1.3.3 Equations magnétiques	10
1.3.4 Équation mécanique	10
1.3.5 Choix du référentiel	11
1.3.6 Référentiel lié au stator	11
1.3.7 Référentiel lié au rotor	11
1.3.8 Référentiel lié au champ tournant	12
1.3.9 Représentation d'état	12
1.4 Résultats de simulation	13
1.5 Conclusion	15
Chapitre 2 Modélisation et Commande de l'onduleur	16
2.1 Introduction	17
2.2 Modélisation de l'onduleur de tension	17

2.3	MLI sinus-Triangle	20
2.4	Résultats de simulation	21
2.5	Conclusion	24
Chapitre 3 Commande vectorielle de la machine asynchrone		25
3.1	Introduction	26
3.2	Principe de la commande vectorielle à flux orienté	26
3.2.1	Découplage	29
3.2.1.1	Découplage par compensation	30
3.3	Asservissement du flux rotorique	32
3.4	Asservissement de la vitesse mécanique	35
3.5	Résultats de simulation	38
3.6	Conclusion	40
Chapitre 4 Estimation et observation		41
4.1	Introduction	42
4.2	Estimation et observation du flux	42
4.2.1	Machine à induction	42
4.2.1.1	Convergence des flux réels et estimés	44
4.2.2	Estimation du flux rotorique dans la commande à flux orienté	45
4.2.3	Théorie des observateurs	46
4.2.4	Modèle sous forme d'une représentation d'état	47
4.2.5	Détermination de la matrice de gain K	49
4.3	Estimation de la vitesse de rotation	51
4.3.1	Estimation de la vitesse de rotation par modèle adaptatif	51
4.3.1.1	Observateur adaptatif du flux et de la vitesse	52
4.3.1.2	Droite d'inobservabilité	58
4.4	Estimation des paramètres résistifs	59
4.4.1	Estimation de la résistance statorique	61
4.5	Estimation simultanée de la vitesse de rotation et de R_s	63
4.6	Conclusion	65
Chapitre 5 Analyse de stabilité		66
5.1	Introduction	67
5.2	Analyse de la stabilité	67

5.2.1	Modèles linéarisés	69
5.2.2	Matrice d'état de l'erreur d'observation	70
5.2.3	Critère de stabilité lors de l'estimation de la vitesse	71
5.2.4	Stabilité lors de l'estimation simultanée de la vitesse et de R_s	78
5.3	Conclusion	84
Chapitre 6 Synthèse de l'observateur		85
6.1	Introduction	86
6.2	Synthèse de l'observateur lors de l'estimation de la vitesse	86
6.2.1	Action sur la loi d'adaptation	87
6.2.1.1	Observateur de Rashed	87
6.2.2	Action sur le gain de retour	89
6.2.2.1	Observateur de Kubota [KUB 02]	89
6.2.2.2	Observateur de Suwankawin [SUW 02]	90
6.3	Désignation du gain optimal	91
6.4	conclusion	94
Conclusion générale		95
Annexes		96
Annexe A Spécification des paramètres		96
A.1	Paramètres de la machine	96
Annexe B Valeurs propres		97
B.1	calcul des valeurs propres	97
B.1.1	valeurs propres de A'	97
B.1.2	valeurs propres de K'	98
Annexe C Erreurs et notations		99
Bibliographie		100

Introduction générale

1 Introduction

Le moteur asynchrone est de plus en plus utilisé dans le domaine des entraînements à vitesse variable. Ce moteur se distingue par une construction mécanique simple et robuste. Par contre l'alimentation par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu. Grâce à des processeurs performants, il est possible d'implémenter des stratégies de commandes assez complexes. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement une performance dynamique élevée, égale à celle d'un entraînement avec moteur à courant continu.

La commande des moteurs asynchrones est à l'ordre du jour comme en témoignent plusieurs travaux réalisés dans la dernière décennie. Ces travaux sont particulièrement motivés par des considérations d'ordre économique et théorique.

2 Problématique, objectifs et état de l'art

La problématique de commande des machines asynchrones est relativement riche par rapport à celle des moteurs à courant continu. Il s'agit d'un problème de commande non-linéaire multivariable où l'état n'est pas complètement mesurable et/ou les paramètres électriques sont très sensibles aux conditions thermiques et magnétiques. Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers de charges extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statiques et dynamiques doivent être très élevées, ce qui conduit à une sophistication et une robustesse de leurs commandes. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut provenir des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux) ou mécaniques (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux physiques directement captés. D'un autre côté certaines grandeurs internes d'une machines asynchrone conventionnelle ne sont ni

accessibles ni mesurables directement (flux magnétique, couple électromagnétique, couple résistant). L'utilisation de capteurs impose donc un surcoût, beaucoup de maintenance et augmente la complexité des systèmes. Dans ces conditions les techniques d'automatique tel que l'estimation et l'observation sont de plus en plus utilisées pour la reconstitution des variables non mesurables dans les différentes structures de commandes dites performantes.

L'absence de capteur dans les systèmes de contrôle est un problème majeur de l'industrie. La mesure de certaines grandeurs indispensables pour le contrôle peut s'avérer techniquement difficile. Dans ce cas, il devient nécessaire de faire appel à des techniques de contrôle et d'observation "**sans capteur**" (sensorless control techniques en anglo saxon), basées sur l'exploitation des propriétés de l'observabilité des systèmes. De plus, ces techniques doivent prendre en compte les phénomènes de non linéarités inhérents aux systèmes étudiés.

Le thème traité dans ce mémoire porte essentiellement sur la commande vectorielle "sans capteur" des moteurs asynchrones.

Plusieurs approches d'estimation et d'observation sont développées dans la littérature. On trouve les approches sans modèle parmi lesquelles on peut citer celles utilisant l'intelligence artificielle tel que réseaux de neurones et la logique flou [JEL 04] et celles qui utilisent les phénomènes parasites liés à la géométrie de la machines en utilisant les harmoniques d'encoches ou en injectant des signaux haute fréquence [MOR 05] [VEL 03] [DRE 02]. On trouve aussi les approches basées sur un modèle de comportement de la machine tel que les observateurs déterministes (filtre de Luenberger) , stochastiques (filtre de Kalman) [MOR 05] ou par mode glissant [DER 05] et les méthodes adaptative développées principalement par Kubota [VER 88] [KUB 93] [SCH 92]. C'est cette dernière méthode qu'on a choisi pour l'étude de la commande sans capteur de la machine asynchrone.

Le premier objectif de cette thèse est l'étude des observateurs adaptatifs utilisés pour l'estimation du flux et de la vitesse et le second est consacré à l'analyse de la stabilité de l'observateur, en particulier en régime générateur basse vitesse. Cette étude est effectuée lors de l'estimation de la vitesse seule, puis lors de l'estimation simultanée de la vitesse rotorique et de la résistance statorique.

3 Organisation du rapport de thèse

Le premier chapitre est consacré à *la présentation et la modélisation de la machine à induction* en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état. Des simulations ont été effectués pour analyser le comportement de la machine à vide et en charge lorsque cette dernière est alimentée directement par le réseau triphasé.

Le deuxième chapitre traite *la modélisation et la commande de l'onduleur de tension*. La technique de modulation de largeur d'impulsion MLI a été utilisé pour obtenir des tensions de sorties aussi proches que possible de la forme sinusoïdale.

Le chapitre 3 est consacré à *l'étude de la commande vectorielle par orientation du flux*, en particulier celle du flux rotorique. Cette technique permet de simplifier la commande du moteur à induction et de réaliser un découplage entre la commande du flux et celle du couple.

Le chapitre 4 est consacré à *l'estimation du flux et de la vitesse*. On présente dans cette partie les observateurs adaptatifs utilisés pour l'estimation du flux et de la vitesse de rotation. Cette dernière est estimée au travers d'un mécanisme d'adaptation obtenu par un choix adéquat d'une fonction de Lyapunov. Puisque les paramètres résistifs peuvent changer avec la température, leurs variations influent considérablement sur la commande et sur la robustesse de l'observateur et en particulier pour les faibles tensions. Leurs adaptations devient nécessaire, on propose d'étudier en particulier l'estimation simultanée de la vitesse de rotation et de la résistance statorique.

Les résultats obtenus par simulation dans le chapitre 4 montrent l'existence d'une divergence entre valeurs estimées et réelles dans certaines zones. Ceci nous a motivé à effectuer dans le cinquième chapitre *l'étude de la stabilité du système*. Pour cela on a utilisé, d'une part, la représentation des lieux des pôles pour trouver les zones instables dans le plan couple vitesse (λ_i sont les valeurs propres de la matrice d'état). D'autre part, la méthode du déterminant nous a permis de définir l'expression analytique de l'intervalle de ces zones stables.

Le chapitre 6 est consacré à *la synthèse de l'observateur*, l'objectif est de trouver une méthode pour réduire les zones instables et garantir les performances de l'observateur en agissant sur la loi d'adaptation ou sur le gain de l'observateur. Quelques méthodes sont

présentées. Un gain optimal est calculé permettant de réduire la zone instable à la droite de glissement définie par $\omega_s = 0$.

Publications en congrès internationaux

[BENS 06] N. Ben Si Ali, C. Chaigne, S. Tnani, E. Etien, Member IEEE, G. Champenois "Optimal Observer Design for Sensorless Control of Induction Motor in Regenerating-Mode", IEEE, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2006.

Publications en revue ou journal

[BENS 07a] N. Ben Si Ali, S. Saad, E. Etien, C. Chaigne, G. Champenois "Sensorless Control of Induction Machine with Stator Resistance Estimation", International Journal of Electrical and Power Engineering IJEPE, 1(1) : 93-98, 2007.

[BENS 07b] N. Ben Si Ali, S. Saad, A. Bouhenna, C. Chaigne, E. Etien, G. Champenois "Stability Analysis of Simultaneous Speed and Stator Resistance Estimation in Sensorless Control of Induction Machine", International Review of Electrical Engineering IREE, Vol.2 ,n.1 , Février 2007.

[ETIE 06] E. Etien, N. Ben Si Ali, C. Chaigne, G. Champenois "Adaptive Speed Observers for Sensorless Control of Induction Motors : a New Criterion of Stability", International Review of Electrical Engineering IREE, Vol. 0 ,n. 0 , Janvier-Février 2006.

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

1.1 Introduction

Pour la commande d'un système, la première étape consiste à le modéliser. Modéliser, c'est à dire élaborer un objet mathématique qui permet soit de décrire et prédire le comportement dynamique du système lorsque ce dernier est soumis à des influences externes, soit d'appliquer des méthodes pour améliorer son comportement. On doit donc distinguer, la modélisation pour l'analyse qui demande la construction de modèles précis et souvent complexes, et la modélisation pour la synthèse qui demande des modèles exploitables par les méthodes disponibles.

1.2 Présentation de la machine

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinés 3 enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court circuit [BAR 82].

1.2.1 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine asynchrone les hypothèses classiques sont rappelées [CHAI 05] [BAR 82] :

1. le moteur fonctionne en régime équilibré et il est alimenté par une source triphasée de tensions ;
2. les trois phases de l'armature statorique sont identiques ce qui implique que les valeurs des paramètres (R_{s_x} la résistance statorique et l_{s_x} l'inductance propre de l'enroulement x) sont identiques ;
3. le rotor est constitué d'une cage d'écureuil équivalente à 3 enroulements rotoriques qui possèdent des propriétés similaires à celles décrites pour l'armature statorique ;
4. le court circuit imposé par le principe même de la cage d'écureuil impose une source triphasée de tensions nulles au rotor ;
5. si les courants statoriques injectés dans les enroulements sont sinusoïdaux, alors les champs magnétiques résultants ont une répartition sinusoïdale dans l'espace et les forces électromotrices induites sont aussi sinusoïdales dans le temps ;

6. les pertes ferromagnétiques et l'effet de peau sont négligés ;
7. les parties en fer des circuits magnétiques ne sont pas saturées.

1.3 Modèle du moteur asynchrone

Le choix d'un modèle de représentation, qu'il soit formel ou issu d'une identification se fait toujours en fonction du type de commande à réaliser.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions.

Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase "a" statorique et la phase "a" rotorique.

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (1.1)$$

Pour les trois phases statoriques et rotoriques on aura [BAR 82], [HAU 95], [VAS 92] :

$$[v_{abc_s}] = R_s [i_{abc_s}] + \frac{d}{dt} [\psi_{abc_s}] \quad (1.2)$$

$$[v_{abc_r}] = R_r [i_{abc_r}] + \frac{d}{dt} [\psi_{abc_r}] \quad (1.3)$$

Le rotor étant en court circuit, ses tensions sont nulles. Donc on aura :

$$[0] = R_r [i_{abc_r}] + \frac{d}{dt} [\psi_{abc_r}] \quad (1.4)$$

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne.

$$\begin{bmatrix} \psi_{a_s} \\ \psi_{b_s} \\ \psi_{c_s} \\ \psi_{a_r} \\ \psi_{b_r} \\ \psi_{c_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & l_{ss} & l_{ss} & l_1 & l_3 & l_2 \\ l_{ss} & l_s & l_{ss} & l_2 & l_1 & l_3 \\ l_{ss} & l_{ss} & l_s & l_3 & l_2 & l_1 \\ l_1 & l_2 & l_3 & l_r & l_{rr} & l_{rr} \\ l_3 & l_1 & l_2 & l_{rr} & l_r & l_{rr} \\ l_2 & l_3 & l_1 & l_{rr} & l_{rr} & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a_s} \\ i_{b_s} \\ i_{c_s} \\ i_{a_r} \\ i_{b_r} \\ i_{c_r} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Avec :

$$l_1 = l_m \cos(\theta)$$

$$l_2 = l_m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$l_3 = l_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

1.3.1 Transformations

1.3.1.1 Transformation triphasé-diphasé

Les grandeurs triphasées rencontrées dans le modèle de la machine asynchrone (courants, tensions, flux) peuvent être représentées par un vecteur tournant dans un repère noté (a, b, c). L'idée de Clarke et Concordia est de représenter le même vecteur tournant dans un repère orthonormé (α, β) [CHAO 05]. Le repère (α, β) est fixe par rapport au repère (a, b, c) figure(1.1). La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient $\frac{3}{2}$). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes [BAGH 99]. Le choix de matrice non normée (Clarke) est pratique en commande car elle permet de comparer directement, par exemple, des valeurs efficaces en régime permanent.

Passage d'un système Triphasé abc vers un système Diphasé $\alpha\beta$	
Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
$[X_{\alpha\beta}] = T_{23}[X_{abc}]$ $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$[X_{\alpha\beta}] = C_{23}[X_{abc}]$ $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

TAB. 1.1 – Transformation Triphasé-Diphasé

1.3.1.2 Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (a,b,c) vers le repère (α, β) puis vers un repère (d, q) . Le repère (α, β) est toujours fixe par rapport au repère (a,b,c) figure(1.1), par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe (α, β) un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park. Si l'on note respectivement θ_s et θ_r les angles de la transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques. Il existe

une relation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final.

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (1.6)$$

Notons que θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta}{dt}$$

Donc

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega \quad (1.7)$$

Avec : $\omega = p\Omega$

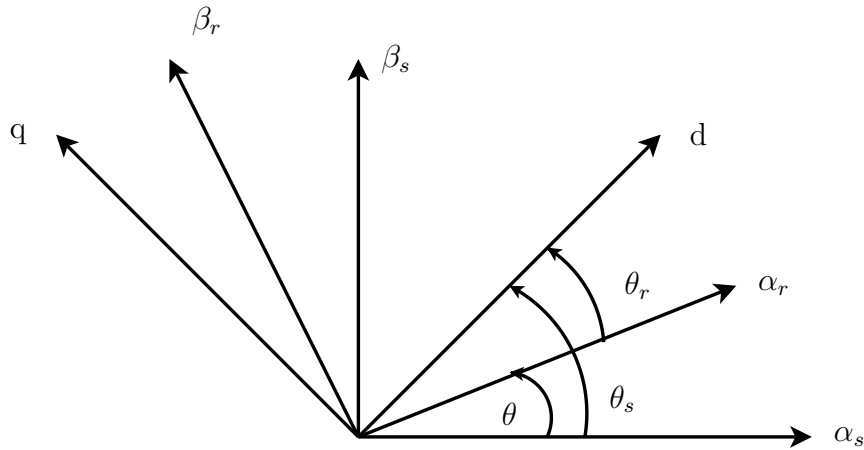


FIG. 1.1 – Transformation de Park

Les grandeurs statoriques et rotoriques sont transformées par :

$$[X_{s\alpha\beta}] = P(\theta_s) [X_{sdq}] \quad (1.8)$$

$$[X_{r\alpha\beta}] = P(\theta_r) [X_{rdq}] \quad (1.9)$$

La matrice $P(\theta)$ est la matrice de rotation.

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

1.3.2 Equations électriques

En appliquant la transformation de Park, le nouveau système d'équations devient :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

1.3.3 Equations magnétiques

De la meme façon on obtient :

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{sq} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Avec :

$$L_s = l_s - l_{ss}$$

$$L_r = l_r - l_{rr}$$

$$L_m = \frac{3}{2}l_m$$

1.3.4 Équation mécanique

L'expression de la vitesse de rotation de la machine peut être donnée par :

$$\frac{d}{dt}\Omega = T_{em} - T_L - f_{vis}\Omega \quad (1.15)$$

Le couple électromagnétique T_e peut être dérivé de l'expression de l'énergie. Il en résulte plusieurs expressions toutes égales [PIN 04] [SEG 06]

$$T_{em} = p(\psi_{sd}i_{sq} - \psi_{sq}i_{sd}) \quad (1.16)$$

$$T_{em} = p(\psi_{rq}i_{rd} - \psi_{rd}i_{rq}) \quad (1.17)$$

$$T_{em} = pL_m(i_{rd}i_{sq} - i_{rq}i_{sd}) \quad (1.18)$$

$$T_{em} = p\frac{L_m}{L_r}(\psi_{rd}i_{sq} - \psi_{rq}i_{sd}) \quad (1.19)$$

1.3.5 Choix du référentiel

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère dq au stator, au rotor ou au champ tournant [BAR 82]

1.3.6 Référentiel lié au stator

Il se traduit par les conditions suivantes :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega \quad (1.20)$$

Les équations électriques deviennent :

$$\begin{cases} u_{sd} = \frac{d\psi_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} \\ u_{sq} = \frac{d\psi_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} \end{cases} \quad (1.21)$$

$$\begin{cases} u_{rd} = \frac{d\psi_{rd}}{dt} + R_r i_{rd} - \omega \psi_{rq} \\ u_{rq} = \frac{d\psi_{rq}}{dt} + R_r i_{rq} + \omega \psi_{rd} \end{cases} \quad (1.22)$$

Ce référentiel est choisi, si on veut étudier des variations importantes de la vitesse de rotation, associées ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

1.3.7 Référentiel lié au rotor

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (1.23)$$

Les équations électriques sont :

$$\begin{cases} u_{sd} = \frac{d\psi_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \omega \psi_{sq} \\ u_{sq} = \frac{d\psi_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \omega \psi_{sd} \end{cases} \quad (1.24)$$

$$\begin{cases} u_{rd} = \frac{d\psi_{rd}}{dt} + R_r i_{rd} \\ u_{rq} = \frac{d\psi_{rq}}{dt} + R_r i_{rq} \end{cases} \quad (1.25)$$

Ce référentiel est utilisé, dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

1.3.8 Référentiel lié au champ tournant

Il se traduit par les relations :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = g\omega_s \quad (1.26)$$

Les équations électriques sont :

$$\begin{cases} u_{sd} = \frac{d\psi_{sd}}{dt} + R_s i_{sd} - \omega_s \psi_{sq} \\ u_{sq} = \frac{d\psi_{sq}}{dt} + R_s i_{sq} + \omega_s \psi_{sd} \end{cases} \quad (1.27)$$

$$\begin{cases} u_{rd} = \frac{d\psi_{rd}}{dt} + R_r i_{rd} - g\omega_s \psi_{rq} \\ u_{rq} = \frac{d\psi_{rq}}{dt} + R_r i_{rq} + g\omega_s \psi_{rd} \end{cases} \quad (1.28)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus facile d'en faire la régulation.

1.3.9 Représentation d'état

La machine est alimentée en tension. Les composantes du vecteur de commande seront alors les tensions statoriques v_{sd} et v_{sq} . Les variables d'état sont : les flux rotorique (ψ_{rd} , ψ_{rq}), les courants statorique (i_{sd} , i_{sq}) et la vitesse (Ω)

La représentation d'état du modèle de la machine asynchrone à cage dans un repère générale peut être donnée par [GRE 97] [HOF 98] [KUB 02] :

$$\begin{cases} \dot{\underline{X}} = \underline{A}\underline{X} + \underline{B}\underline{U} \\ \underline{Y} = \underline{C}\underline{X} + \underline{D}\underline{U} \end{cases} \quad (1.29)$$

Avec :

$$\frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}}_X = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & (\omega_g - \omega) & \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ -(\omega_g - \omega) & -\frac{1}{T_r} & 0 & \frac{L_m}{T_r} \\ \frac{L_m}{bT_r} & \frac{L_m}{b}\omega & -a & \omega_g \\ -\frac{L_m}{b}\omega & \frac{L_m}{bT_r} & -\omega_g & -a \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}}_U \quad (1.30)$$

l'équation mécanique est donnée par (1.15)

X : vecteur d'état

Y : vecteur de sortie

U : vecteur de commande

$$a = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2} \right), \quad b = \sigma L_s L_r, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

En considérant que $D = 0$, les variables de sorties sont les courant statoriques i_{sd} et i_{sq} .

Remarque : En choisissant un référentiel fixe par rapport au stator, on aura $\theta_g = \theta_s = 0$, donc $\omega_g = 0$. Dans ce travail on a choisit un référentiel immobile par rapport au champ tournant on aura donc $\theta_g = \theta_s$ soit $\omega_g = \omega_s$ dans le modèle de la machine (1.30).

1.4 Résultats de simulation

Nous avons simulé le comportement de la machine asynchrone alimentée par un réseau triphasé, à vide et en charge. Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A.

La figure (1.2) représente les tensions triphasées d'alimentations de la machine asynchrone. Les courbes de la figure (1.3) représentent, le comportement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé. Les résultats de simulation sont obtenus

nus pour un démarrage à vide suivie d'une application d'un couple de charge $T_{Lo} = 7N.m$ à $t = 2s$. On constate qu'on a un temps de réponse $t_r = 0.5s$, la vitesse en régime permanent se stabilise à $157rad/s$ et diminue dans l'intervalle de l'application du couple de charge. L'application du couple de charge montre clairement le couplage qui existe entre les différentes variables (variation simultanée du couple et du flux). Le courant d'une phase statorique est représenté sur la figure (1.4).

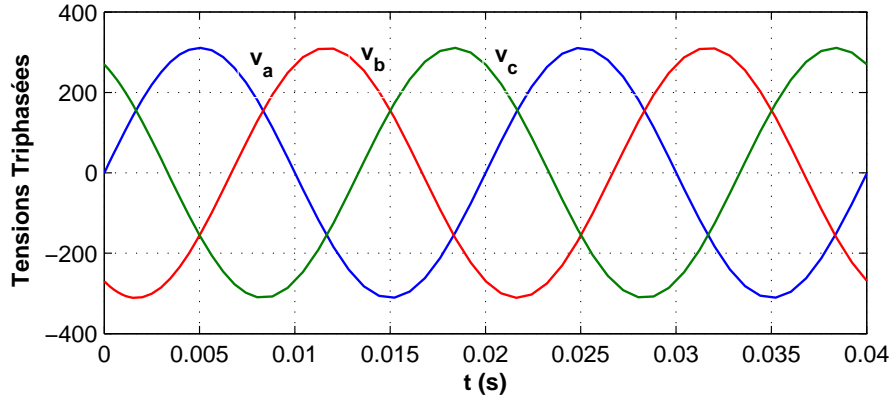
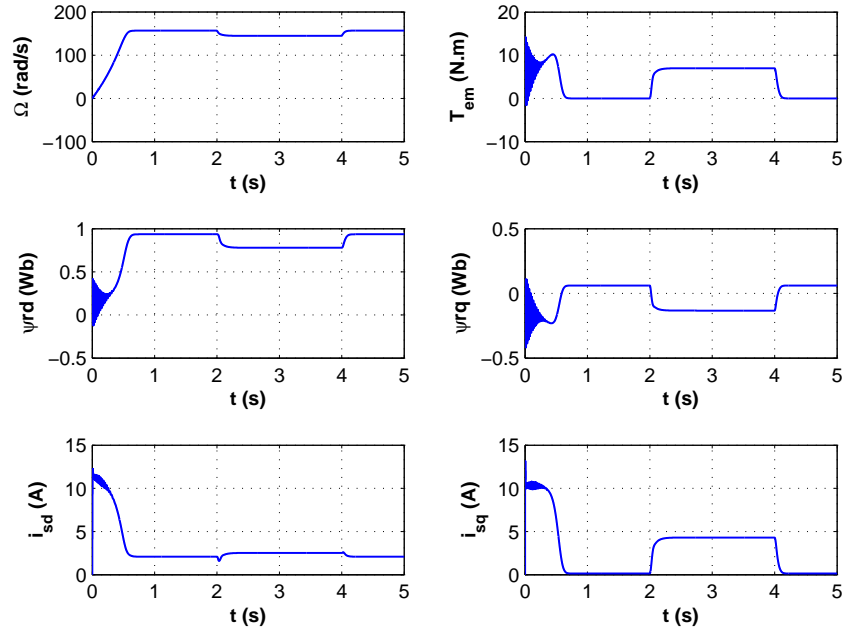


FIG. 1.2 – Tensions Triphasées d’Alimentation

FIG. 1.3 – Réponse de la MAS pour un démarrage à vide suivie d’une introduction d’un couple de charge $T_{Lo} = 7N.m$ à $t = 2s$

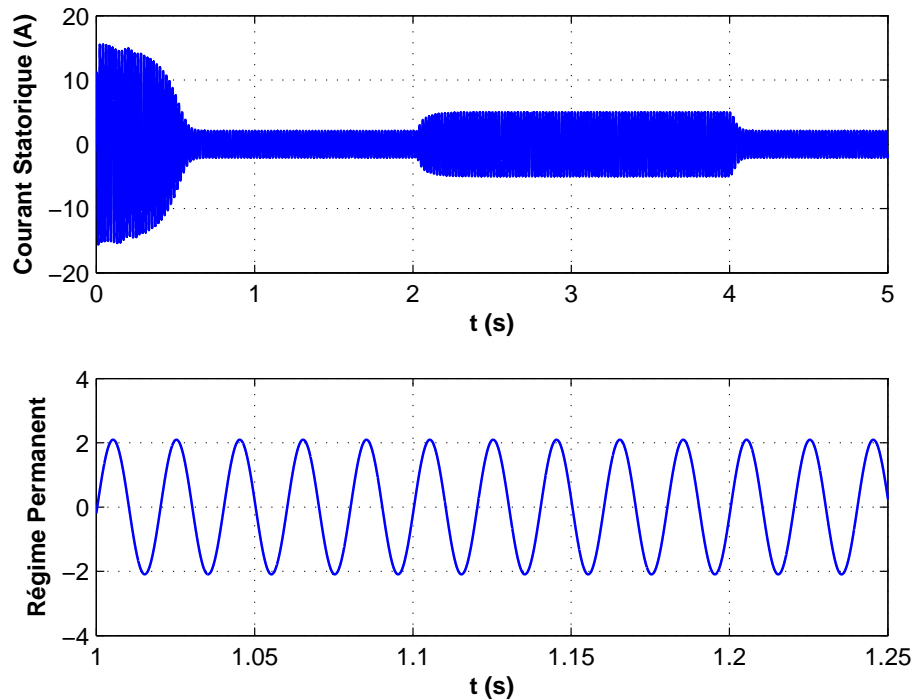


FIG. 1.4 – Courant Statorique

1.5 Conclusion

Dans le premier chapitre on a présenté, la modélisation et la simulation du moteur asynchrone à cage alimenté par le réseau triphasé. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction ; par contre son modèle est fortement non linéaire.

Les résultats obtenus par simulation montrent clairement le couplage entre le flux et le couple.

Dans les applications nécessitant des performances dynamiques importantes, on doit réaliser un découplage entre le flux et le couple. C'est facile avec un moteur à courant continu où le flux inducteur et le courant dans l'induit ont des commandes distinctes ; à flux constant, le couple instantané est proportionnel au courant dans l'induit. Dans ces conditions pour obtenir les meilleures performances avec le moteur asynchrone, il faut découpler, comme en continu, la commande du couple et celle du flux. C'est la méthode du contrôle vectoriel ou à flux orienté qui sera détaillée dans le chapitre 3.

Chapitre 2

Modélisation et Commande de l'onduleur

2.1 Introduction

La commande des machines asynchrones à vitesse variable, nécessite l'utilisation de dispositifs permettant d'avoir des tensions statoriques à amplitudes et fréquences variables. L'idéal serait de générer des tensions purement sinusoïdales. La génération d'une tension alternative sinusoïdale de bonne qualité à partir d'une tension redressée ou continue est assez délicate. En effet l'utilisation des dispositifs fonctionnant par commutation, pour ce type de commande génère des harmoniques qui peuvent entraîner des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes joule, fer, et par courant de Foucault), dans les machines (des oscillations de couple). Il faut donc minimiser ces harmoniques en choisissant des algorithmes et des techniques assez fiables pour le contrôle et la régulation des éléments de commutation nécessaire à la conversion continu-alternative [GRE 97].

Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI (sinus/triangle, vectorielle, hystérisis..ect), il est devenu possible d'appliquer ces techniques afin d'améliorer la forme d'onde de la tension d'alimentation du moteur et par conséquent de minimiser les harmoniques.

2.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la conversion **continu- alternatif**. Il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée continue et la sortie.

L'onduleur de tension à MLI est souvent choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau à tension sinusoïdale et fréquence fixe. Dans la plus part des cas on utilise une association de plusieurs convertisseurs. La chaîne d'alimentation la plus courante peut être illustrée par la figure (2.1). Elle est composée d'un transformateur, d'un redresseur et d'un onduleur alimentant la machine asynchrone.

Les composants de puissance sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et de la fréquence de commutation. En règle générale plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée) plus la puissance est faible et inversement.

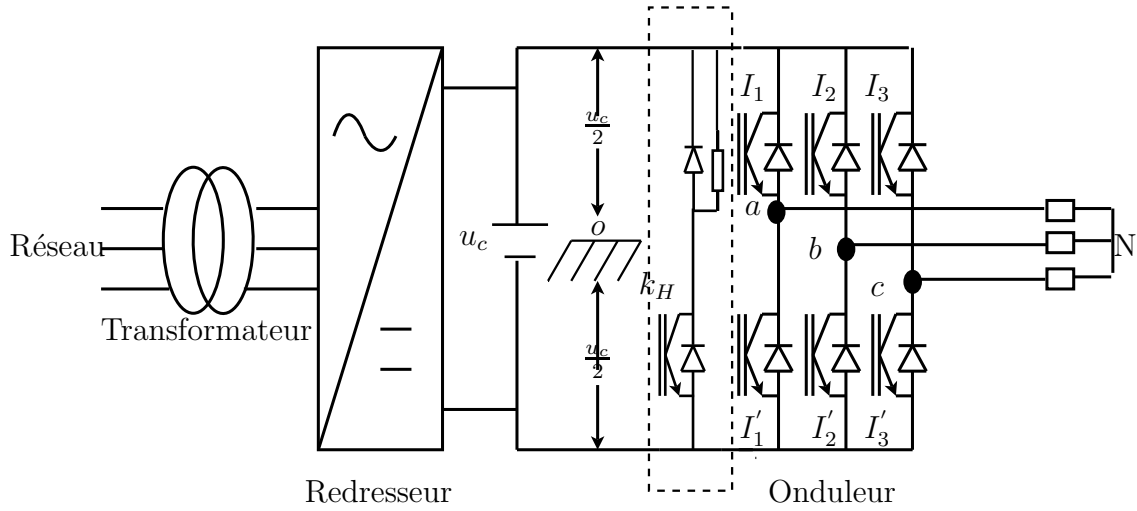


FIG. 2.1 – Association convertisseur-machine

L'onduleur est constitué de six interrupteurs idéaux figure(2.1). Les interrupteurs d'un même bras sont pilotés de façon complémentaire chaque bras de l'onduleur triphasé est piloté par une grandeur logique qui prend deux valeurs :

$T_i = 1$ alors l'interrupteur I_i du bras i est passant et l'interrupteur I'_i est bloqué $\forall i \in (a, b, c)$

$T_i = 0$ alors l'interrupteur I_i du bras i est bloqué et l'interrupteur I'_i est passant $\forall i \in (a, b, c)$ donc $T_i = 1 - \bar{T}_i$

Les calculs sont effectués en introduisant un neutre fictif \mathbf{o} . Les tensions aux bornes de la machine seront référencées par rapport au neutre \mathbf{n} de la machine asynchrone qui est considérée comme étant un récepteur équilibré. On a donc

$$\begin{cases} u_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ u_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ u_{ca} = v_{cn} - v_{an} \\ v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

L'expression des tensions simples en fonction des tensions composées est donnée par

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(u_{ab} - u_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(u_{bc} - u_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(u_{ca} - u_{bc}) \end{cases} \quad (2.2)$$

Nous pouvons déduire en fonction du neutre fictif \mathbf{o} , l'expression des tensions composées

$$\begin{cases} u_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ u_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ u_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (2.3)$$

On obtient les relations suivantes

$$\begin{cases} v_{an} = +\frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{bn} = -\frac{1}{3}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{cn} = -\frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \end{cases} \quad (2.4)$$

A partir de la première équation du système (2.4), on obtient

$$v_{ao} - v_{no} = +\frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \quad (2.5)$$

D'où :

$$v_{no} = +\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (2.6)$$

L'expression des tensions simples v_{io} en fonction de la tension continue u_c et des signaux de commande T_i avec $i \in (a, b, c)$ est donné par

$$v_{io} = T_i \frac{u_c}{2} - \bar{T}_i \frac{u_c}{2} = T_i \frac{u_c}{2} - (1 - T_i) \frac{u_c}{2} = T_i u_c - \frac{u_c}{2}$$

En généralisant aux trois phases, on obtient

$$\begin{cases} v_{ao} = T_a u_c - \frac{u_c}{2} \\ v_{bo} = T_b u_c - \frac{u_c}{2} \\ v_{co} = T_c u_c - \frac{u_c}{2} \end{cases} \quad (2.7)$$

En considérant que le système est équilibré $v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = 0$ et le système (2.7), on peut établir la relation entre les tensions simples et les signaux de commande

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{u_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \\ T_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.3 MLI sinus-Triangle

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) V_{ref} à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire V_p . Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. Lorsque le signal de comparaison est positif la tension de sortie de l'onduleur est fixée à $\frac{u_c}{2}$. Lorsqu'il est négatif, la tension est égale à $-\frac{u_c}{2}$. Le schéma synoptique de la MLI sinus-triangle est représenté sur la figure(2.2)

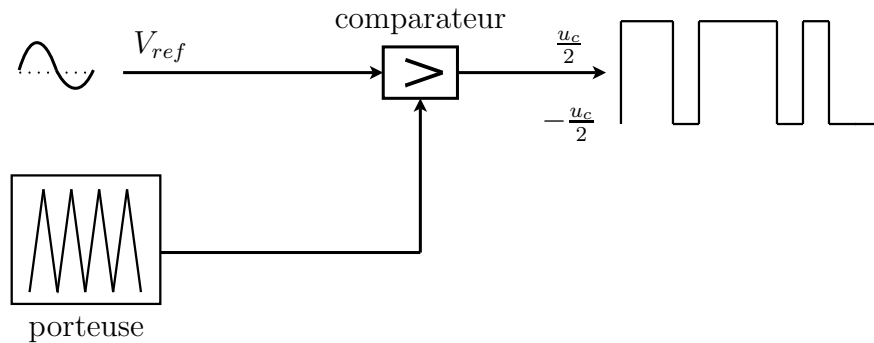


FIG. 2.2 – Structure d'une MLI sinus-triangle

Deux paramètres caractérisent la modulation

- L'indice de modulation $m = \frac{f_p}{f_{ref}}$
- Le coefficient de réglage en tension $r = \frac{V_{m_{ref}}}{V_{m_p}}$

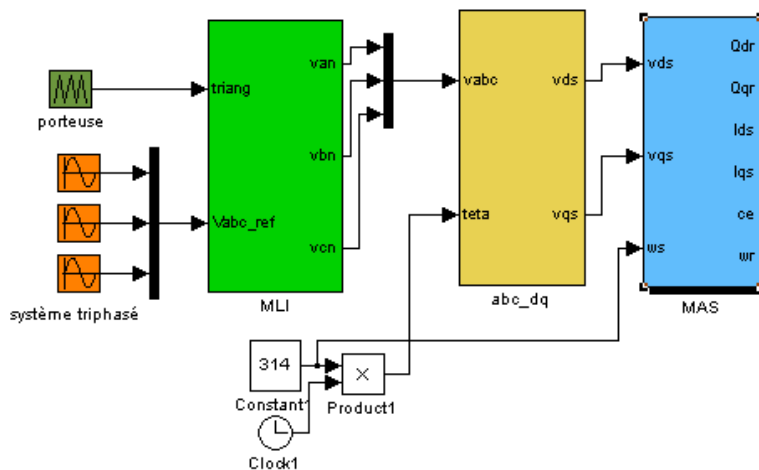


FIG. 2.3 – Schéma de simulation de l'association onduleur MLI-MAS

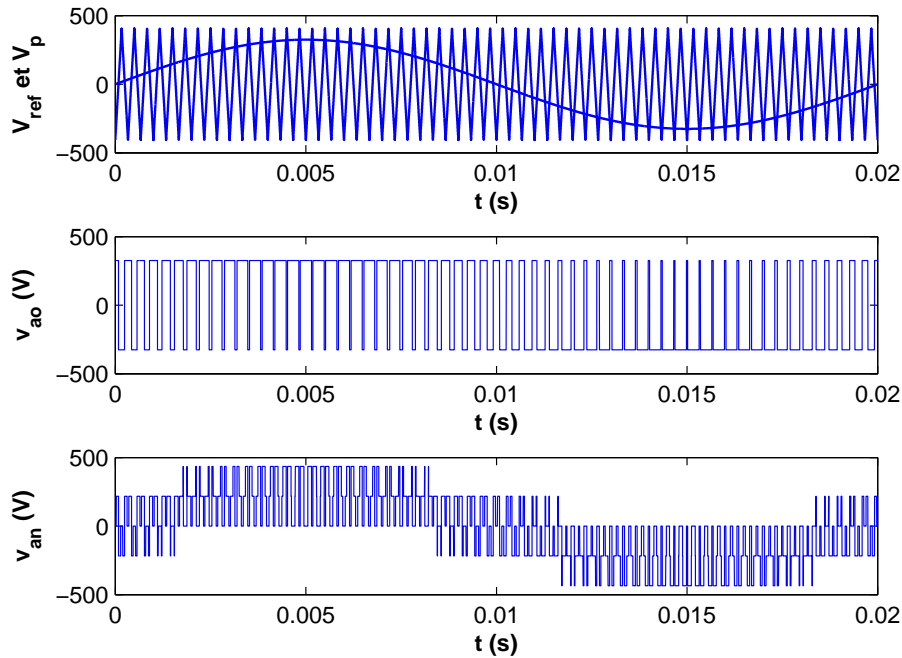


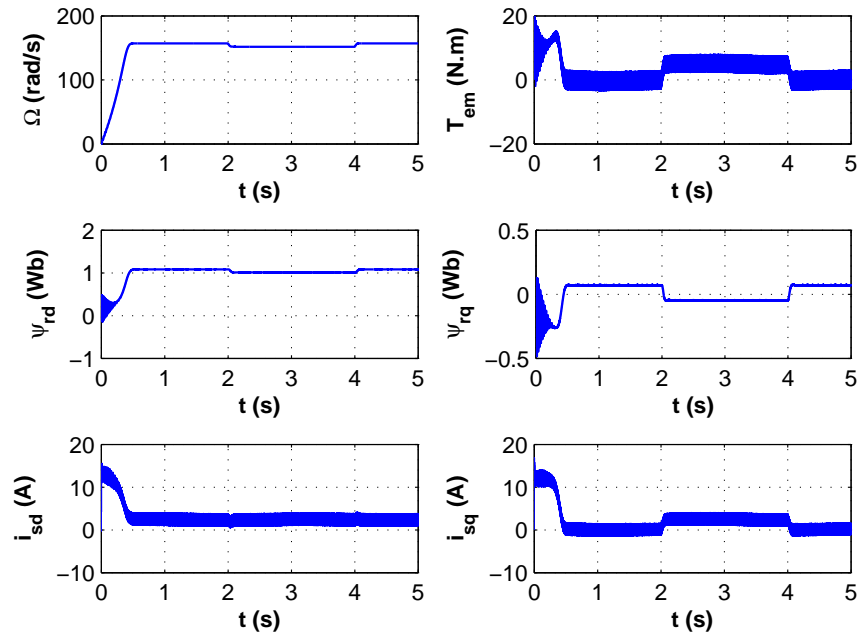
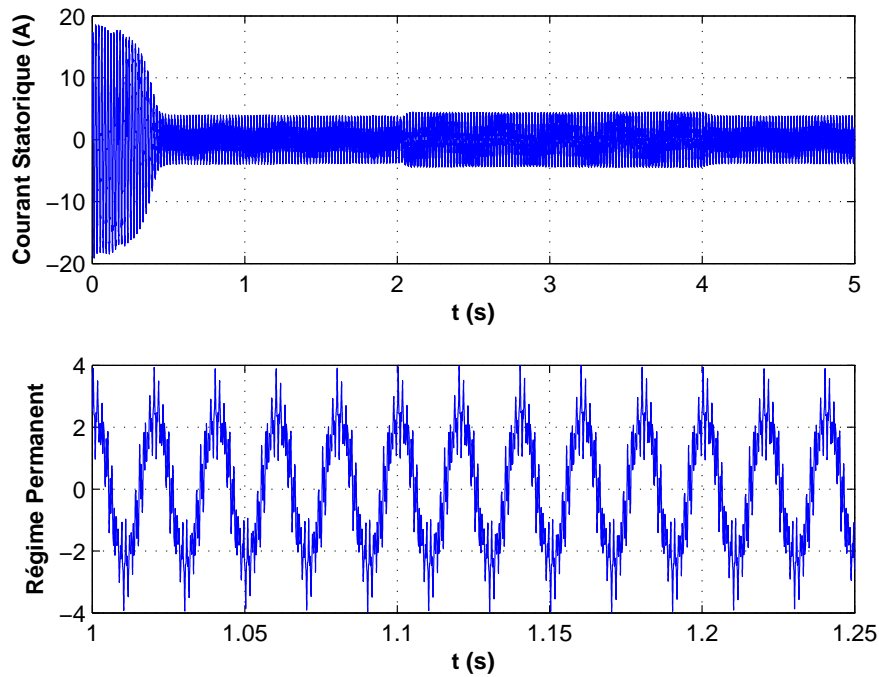
FIG. 2.4 – Représentation de la MLI et des tensions de l'onduleur

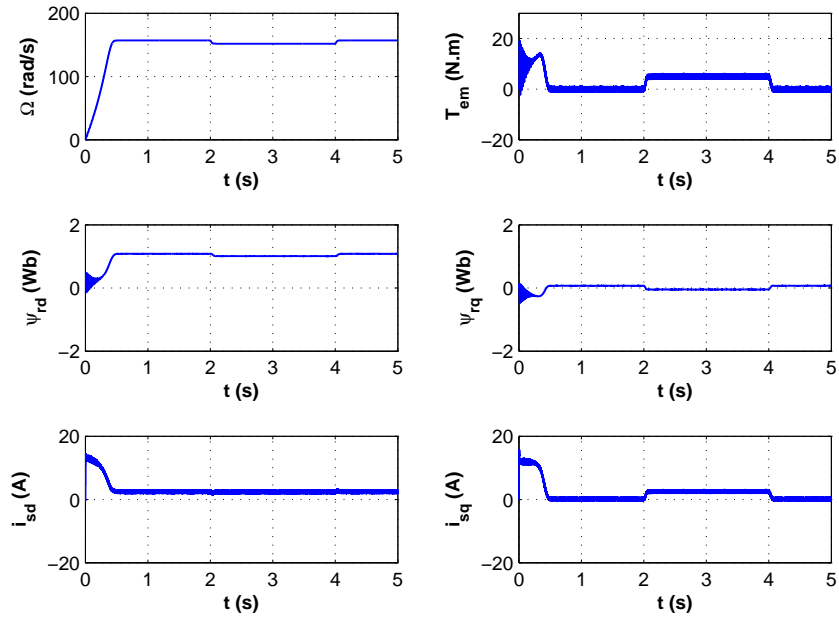
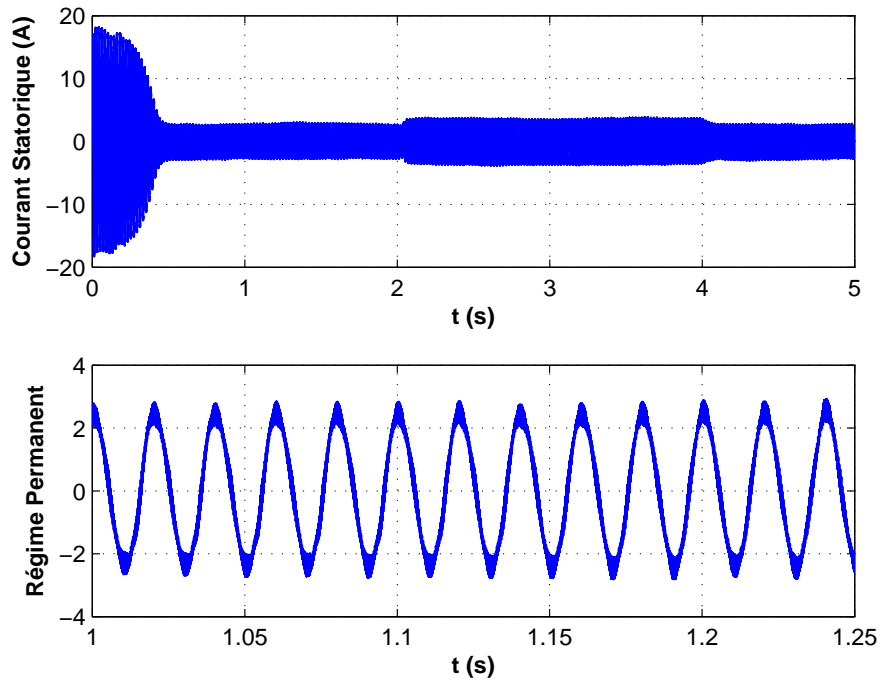
2.4 Résultats de simulation

Le schéma sous simulink de l'association onduleur MLI, machine asynchrone est représenté sur la figure (2.3). Le principe de la modulation de largeur d'impulsion ainsi que les tensions de l'onduleur sont représentés sur la figure (2.4).

Nous avons simulé le comportement de la machine asynchrone alimentée par un onduleur MLI avec une fréquence de la porteuse $f_p = 750Hz$ (figure 2.5) et $f_p = 3KHz$ (figure 2.7) avec un coefficient de réglage $r = 0.8$. Sachant que la fréquence du réseau est $f = 50Hz$.

Les résultats de simulation sont obtenus pour un démarrage à vide suivis d'une application d'un couple de charge $T_{Lo} = 7N.m$ à $t = 2s$. Les figures montrent qu'on obtient un couple pulsatoire et un courant statorique qui n'est pas parfaitement sinusoïdal (figures 2.6 et 2.8).

FIG. 2.5 – Association onduleur MLI-machine asynchrone $f_p = 750Hz$ FIG. 2.6 – Courant statorique $f_p = 750Hz$

FIG. 2.7 – Association onduleur MLI-machine asynchrone $f_p = 3KHz$ FIG. 2.8 – Courant statorique $f_p = 3KHz$

2.5 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la modélisation et la simulation de l'onduleur de tension commandé par modulation de largeur d'impulsion. On a étudié le comportement de la machine asynchrone associée à cet onduleur. L'analyse des résultats obtenus par simulation montre que la MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables. L'augmentation de l'indice de modulation permet de repousser les harmoniques vers les rangs supérieurs donc un couple moins pulsatoire et des courants de phase qui se rapproche de la forme sinusoïdale.

Chapitre 3

Commande vectorielle de la machine asynchrone

3.1 Introduction

Ces dernières années ont favorisé le développement des nouvelles technologies de semi-conducteurs et de convertisseurs permettant une augmentation des fréquences de commutation et par conséquent une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calcul ont considérablement évolué. Tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire et permanent [GRE 97].

Le découplage entre flux et couple est réalisé par un choix approprié du repère dans lequel les grandeurs diphasées sont projetées. C'est le principe du *Field Oriented Control* (FOC).

3.2 Principe de la commande vectorielle à flux orienté

Pour obtenir avec le moteur asynchrone des performances comparables à celles obtenues avec le moteur à courant continu, il faut découpler la commande du flux et celle du couple. C'est la méthode dite à "flux orienté" ou "commande vectorielle". Le système des courants statoriques peut être décomposé à partir du modèle de Park de la machine, en deux composantes en quadrature. La commande vectorielle du moteur asynchrone consiste alors à commander le flux inducteur par une de ces composantes et à commander le couple par l'autre composante.

Le modèle de la machine donné par (1.30) peut être exprimé sous forme complexe comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\underline{\psi}_r = -\left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{sl}\right)\underline{\psi}_r + \frac{L_m}{T_r}\dot{\underline{i}}_s \\ \frac{d}{dt}\dot{\underline{i}}_s = \frac{L_m}{b}\left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)\underline{\psi}_r - (a + j\omega_s)\dot{\underline{i}}_s + \frac{1}{\sigma L_s}\underline{u}_s \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec :

$$\underline{\psi}_r = \psi_{rd} + j\psi_{rq}$$

$$\dot{\underline{i}}_s = i_{sd} + j\dot{i}_{sq}$$

$$\underline{u}_s = u_{sd} + j\dot{u}_{sq}$$

On rappelle que l'expression du couple est donnée par :

$$T_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} \dot{i}_{sq} - \psi_{rq} \dot{i}_{sd})$$

La méthode du flux orienté consiste donc à choisir un système d'axe (d,q), repère tournant diphasé, de manière à annuler la composante du flux en quadrature $\psi_{rq} = 0$. Ainsi $\underline{\psi}_r = \psi_{rd}$ figure (3.1).

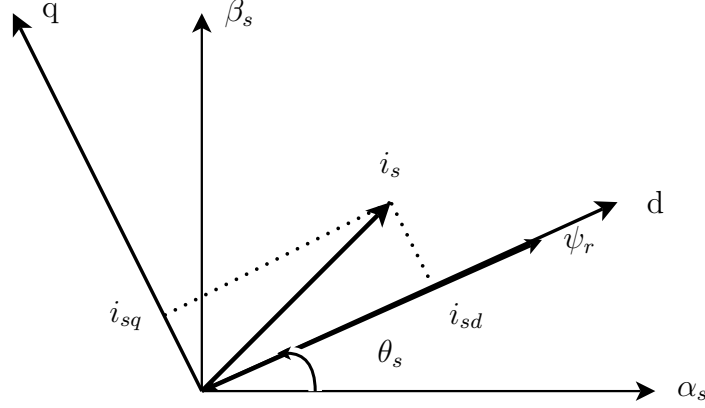


FIG. 3.1 – Decouplage en commande vectorielle

Le couple sera donc donné par :

$$T_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \quad (3.2)$$

Les équations de la machine exprimées sous forme complexe sont donc données par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \underline{\psi}_r = -\left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{sl}\right) \underline{\psi}_r + \frac{L_m}{T_r} \dot{\underline{i}}_s \\ \frac{d}{dt} \dot{\underline{i}}_s = \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right) \underline{\psi}_r - (a + j\omega_s) \dot{\underline{i}}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \underline{u}_s \\ \frac{d}{dt} \Omega = p \frac{L_m}{J L_r} \Im(\underline{\psi}_r^* \dot{\underline{i}}_s) - \frac{T_l}{J} - \frac{f_{vis}}{J} \Omega \end{cases} \quad (3.3)$$

Avec :

$$\underline{\psi}_r = [\psi_{rd}, \psi_{rq}]^T, \dot{\underline{i}}_s = [i_{sd}, i_{sq}]^T, \underline{u}_s = [u_{sd}, u_{sq}]^T$$

$$a = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}, b = \sigma L_s L_r$$

L'expression des variables d'état dans le repère tournant dq est donnée par

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt}\psi_{rd} = -\frac{1}{T_r}\psi_{rd} + \omega_{sl}\psi_{rq} + \frac{L_m}{T_r}i_{sd} \\ \frac{d}{dt}\psi_{rq} = -\frac{1}{T_r}\psi_{rq} - \omega_{sl}\psi_{rd} + \frac{L_m}{T_r}i_{sq} \\ \frac{d}{dt}i_{sd} = \frac{L_m}{b}\left(\frac{1}{T_r}\psi_{rd} + \omega\psi_{rq}\right) - ai_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sd} \\ \frac{d}{dt}i_{sq} = \frac{L_m}{b}\left(\frac{1}{T_r}\psi_{rq} - \omega\psi_{rd}\right) - ai_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sq} \\ \frac{d}{dt}\Omega = p\frac{L_m}{JL_r}(\psi_{rd}i_{sq} - \psi_{rq}i_{sd}) - \frac{T_l}{J} - \frac{f_{vis}}{J}\Omega \end{array} \right. \quad (3.4)$$

En alignant l'axe d du repère tournant sur le phaseur lié au flux rotorique, on a donc $\psi_{rq} = 0$ et $\underline{\psi}_r = \psi_{rd}$. Les équations deviennent :

$$\frac{d}{dt}\psi_{rd} = -\frac{1}{T_r}\psi_{rd} + \frac{L_m}{T_r}i_{sd} \quad (3.5)$$

$$0 = -\omega_{sl}\psi_{rd} + \frac{L_m}{T_r}i_{sq} \quad (3.6)$$

$$\frac{d}{dt}i_{sd} = \frac{L_m}{bT_r}\psi_{rd} - ai_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sd} \quad (3.7)$$

$$\frac{d}{dt}i_{sq} = -\frac{L_m}{b}\omega\psi_{rd} - ai_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s}u_{sq} \quad (3.8)$$

$$\frac{d}{dt}\Omega = p\frac{L_m}{JL_r}\psi_{rd}i_{sq} - \frac{T_l}{J} - \frac{f_{vis}}{J}\Omega \quad (3.9)$$

Les courbes de la figure (3.3) montrent le principe de la commande vectorielle. Elles sont obtenues par simulation (figure 3.2), lors de l'application d'un couple de charge variable et en maintenant le flux constant. Les résultats montrent clairement que tout changement sur le couple n'affecte pas le flux de la machine.

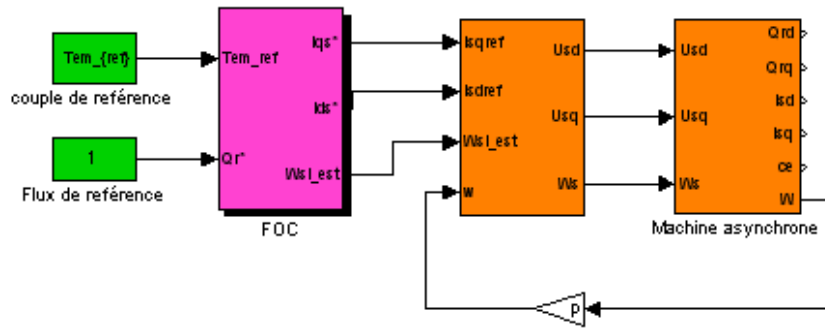


FIG. 3.2 – Bloc de simulation du principe du contrôle vectorielle

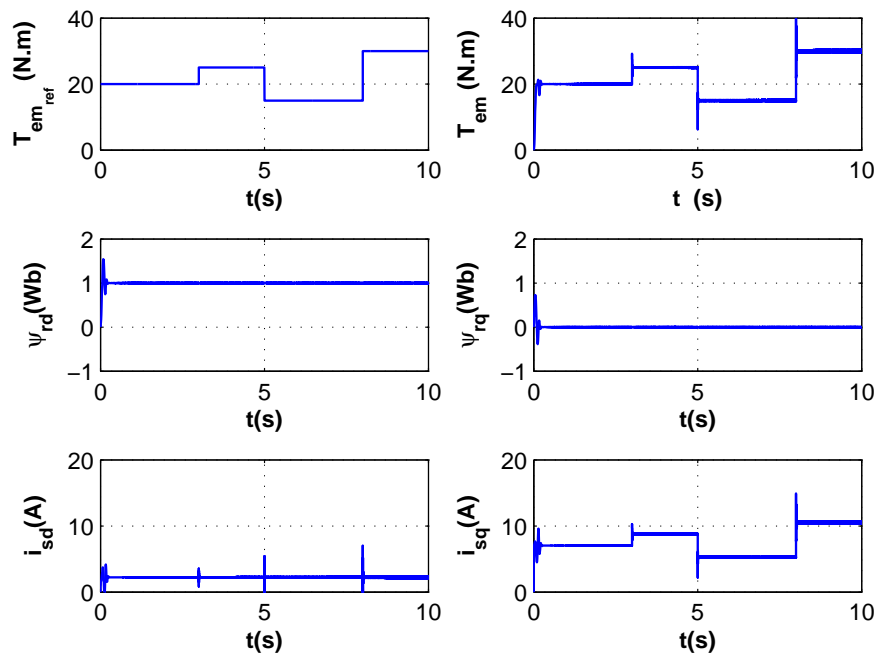


FIG. 3.3 – Principe du contrôle vectorielle

3.2.1 Découplage

D'après les équations (3.7) et (3.8), on constate que u_{sd} et u_{sq} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple (Figure 3.4). Les tensions ne peuvent donc pas être utilisées pour piloter indépendamment i_{sd} (le flux ψ_{rd}) et i_{sq} (la vitesse Ω). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [GRE 97].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule

sortie. Le processus peut alors être modélisé sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variable évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives [BUC 01].

Il existe différentes techniques de découplage parmi lesquelles on a : découplage par retour d'état et découplage par compensation. Dans notre travail, on a utilisé le découplage par compensation.

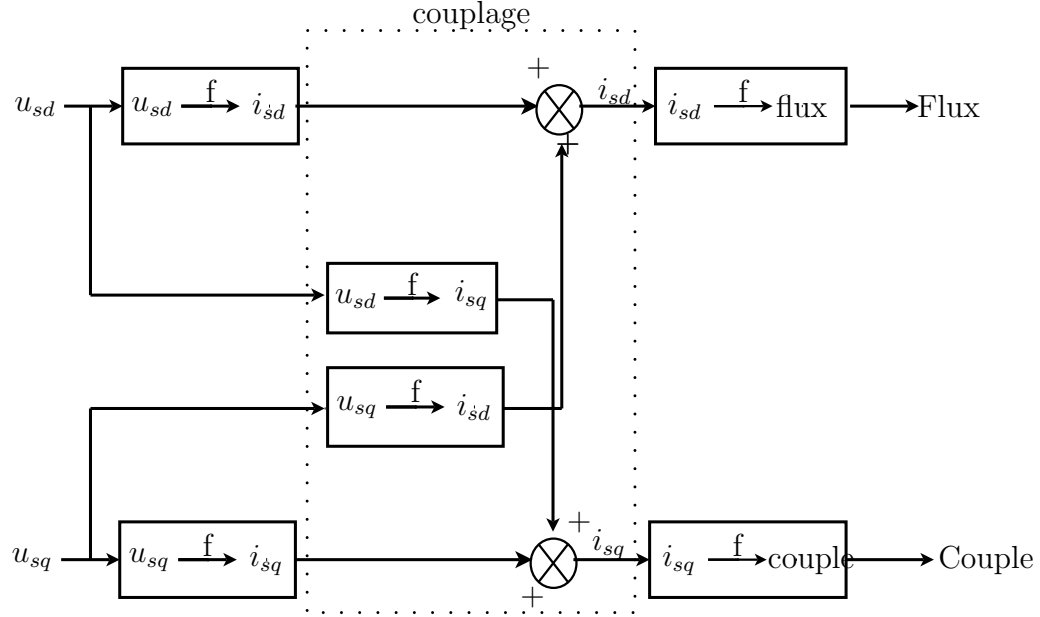


FIG. 3.4 – Description des couplages

3.2.1.1 Découplage par compensation

Les équations (3.7) et (3.8) peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + \sigma L_s a i_{sd} = u_{sd} + \frac{L_m}{L_r T_r} \psi_{rd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq}$$

$$\sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \sigma L_s a i_{sq} = u_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \omega \psi_{rd} - \sigma L_s \omega_s i_{sd}$$

Le découplage par compensation consiste à définir deux nouvelles variables de commandes u_{sd1} et u_{sq1} telles que

$$u_{sd1} = u_{sd} + e_d$$

$$u_{sq1} = u_{sq} + e_q$$

Par identification, on obtient

$$\begin{cases} e_d = \frac{L_m}{L_r T_r} \psi_{rd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ e_q = -\frac{L_m}{L_r} \omega \psi_{rd} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} \end{cases} \quad (3.10)$$

Les tensions u_{sd} et u_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions u_{sd1} et u_{sq1} (figure 3.5).

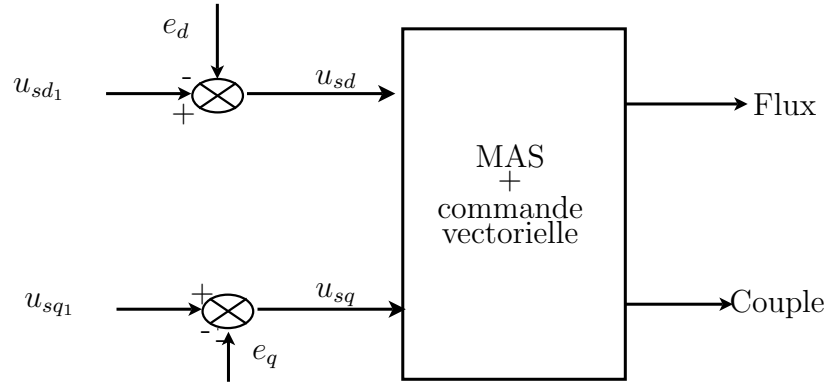


FIG. 3.5 – Reconstitution des tensions

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

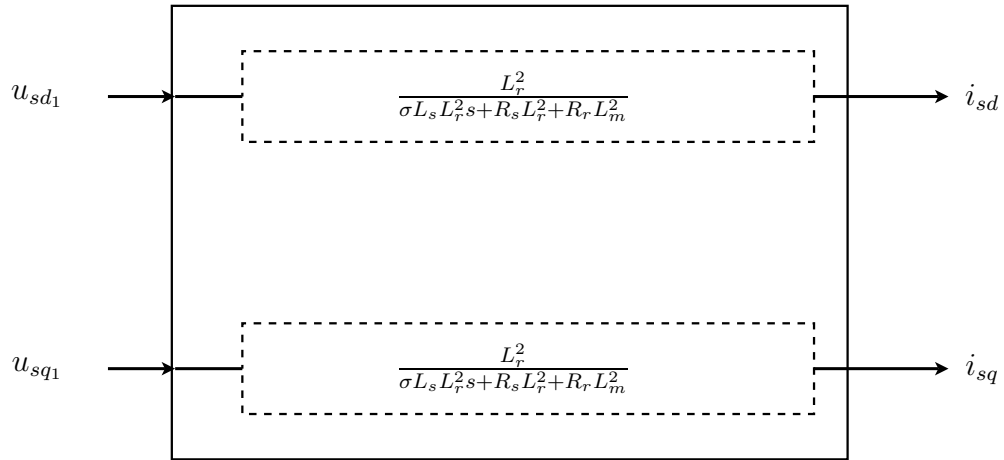


FIG. 3.6 – Commande découplée

En faisant apparaître de manière explicite flux (équation(3.5)) et le couple (équation(3.2)), on obtient

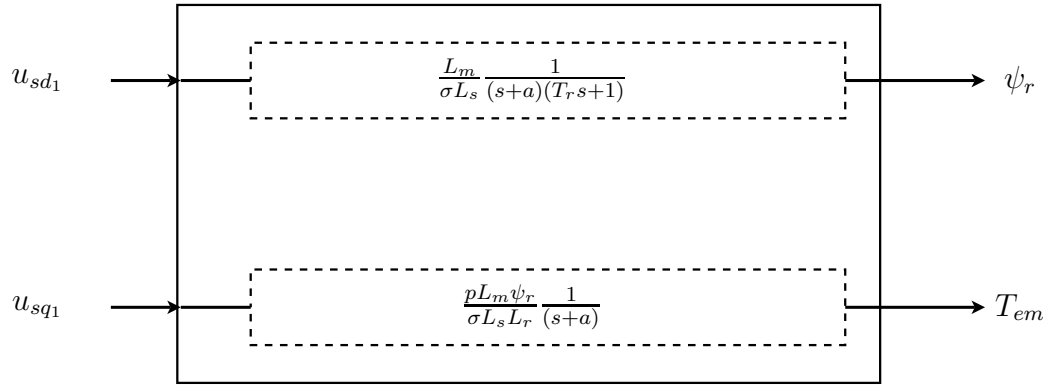


FIG. 3.7 – Commande découplée

3.3 Asservissement du flux rotorique

L'objectif est de régler les correcteurs permettant de contrôler le flux rotorique de la machine asynchrone. Il est donc nécessaire de connaître explicitement le flux rotorique par mesure (difficile) ou par estimation.

Nous avons établi dans le paragraphe (3.2.1.1) les relations qui existent entre u_{sd1} , i_{sd} et ψ_r . En utilisant les fonctions de transfert on obtient :

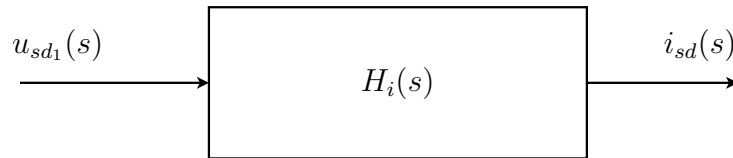


FIG. 3.8 – Contrôle du courant i_{sd}

$$\text{Avec } H_i(s) = \frac{K_i}{1 + \tau_i s}, \quad K_i = \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + L_m^2 R_r} \text{ et } \tau_i = \frac{\sigma L_s L_r^2}{R_s L_r^2 + L_m^2 R_r}.$$

D'autre part, la fonction de transfert liant le flux rotorique ψ_{rd} au courant i_{sd} est donnée par :

$$H_\psi(s) = \frac{\psi_{rd}(s)}{i_{sd}(s)} = \frac{L_m}{1 + T_r s}$$

On peut donc décrire le transfert en boucle ouverte entre ψ_{rd} et la grandeur de commande u_{sd1} (figure 3.9).

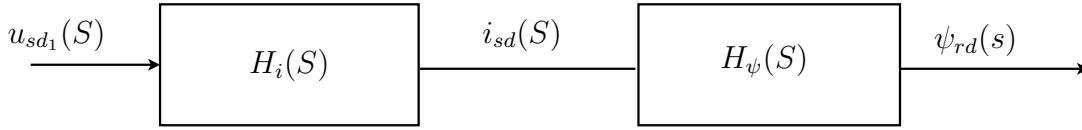


FIG. 3.9 – Contrôle du flux en boucle ouverte

En règle générale, on procède à un premier bouclage sur le courant i_{sd} (figure 3.10). La grandeur i_{sd}^* est la consigne du courant i_{sd} . Un correcteur proportionnel intégral (P.I) est utilisé. L'intégration permettra d'annuler l'erreur statique entre le courant et sa référence. L'action proportionnelle permettra d'atteindre plus rapidement la valeur finale en réduisant, par la méthode de compensation de pôles, la constante de temps du système contrôlé relativement au système en boucle ouverte [CHAI 05].

Le correcteur utilisé est sous la forme suivante

$$C_{i1}(s) = \frac{K_1}{s}(1 + \tau_1 s)$$

D'après la figure (3.10), la fonction de transfert du courant en boucle ouverte est

$$H_{iBO}(s) = \frac{K_1}{s}(1 + \tau_1 s) \frac{K_i}{(1 + \tau_i s)} \quad (3.11)$$

La compensation de pôle consiste à annuler le pôle s_1 en agissant sur le zéro z_1 de la fonction de transfert. On a un pôle $s_1 = -\frac{1}{\tau_i}$ et un zéro $z_1 = -\frac{1}{\tau_1}$. On choisit $s_1 = z_1$. Ainsi on a

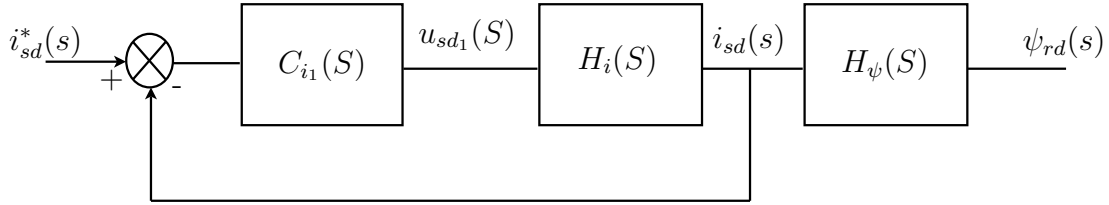
$$\begin{cases} \tau_1 = \tau_i \\ H_{iBO}(s) = \frac{K_1 K_i}{s} \end{cases} \quad (3.12)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit

$$\begin{cases} H_{iBF}(s) = \frac{H_{iBO}(s)}{1 + H_{iBO}(s)} = \frac{1}{(1 + \tau_{iBF} s)} \\ \tau_{iBF} = \frac{1}{K_i K_1} \end{cases} \quad (3.13)$$

Les fonctions de transfert $H_{iBF}(s)$ et $H_\psi(s)$ (figure 3.10), sont en série. On obtient une chaîne directe du second ordre :

$$H_{iBF}(s)H_\psi(s) = \frac{1}{(1 + \tau_{iBF} s)} \frac{1}{1 + T_r(s)} \quad (3.14)$$

FIG. 3.10 – Contrôle du courant i_{sd} en boucle fermée

Pour obtenir une boucle de courant $H_{iBF}(s)$ trois fois plus rapide que le système $H_i(s)$, on impose :

$$\tau_{iBF} = \frac{\tau_i}{3} \quad (3.15)$$

Ainsi on obtient

$$K_1 = \frac{3}{\tau_i K_i} \quad (3.16)$$

L'asservissement du flux est représenté sur la figure 3.11. Le correcteur utilisé est un correcteur proportionnel intégral sous la forme suivante

$$C_\psi(s) = \frac{K_3}{s}(1 + \tau_3 s)$$

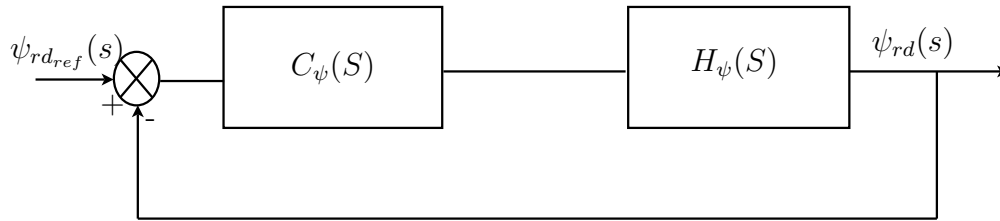


FIG. 3.11 – Boucle de flux

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$H_{\psi BO}(s) = \frac{K_3}{s}(1 + \tau_3 s) \frac{L_m}{(1 + T_r s)} \quad (3.17)$$

Par compensation des pôles on trouve $\tau_3 = T_r$ donc la fonction 3.17 devient

$$H_{\psi BO}(s) = \frac{K_3 L_m}{s}$$

Ainsi

$$H_{\psi BF}(s) = \frac{1}{(1 + \tau_{\psi BF}s)} \quad (3.18)$$

Avec $\tau_{\psi BF} = \frac{1}{K_3 L_m}$

Pour obtenir un système $H_{\psi BF}(s)$, trois fois plus rapide que le système en boucle ouverte $H_{\psi}(s)$, on pose $\tau_{\psi BF} = \frac{T_r}{3}$. Donc $K_3 = \frac{3}{T_r L_m}$.

3.4 Asservissement de la vitesse mécanique

La fonction de transfert liant la pulsation mécanique $\Omega(s)$ au courant $i_{sq}(s)$ s'exprime

$$\Omega(s) = \frac{p \frac{L_m}{f L_r}}{(1 + \tau_{\Omega} s)} \psi_{rd}(s) i_{sq}(s) - \frac{1}{f(1 + \tau_{\Omega} s)} T_i(s) \quad (3.19)$$

Avec $\tau_{\Omega} = \frac{J}{f}$

Ainsi

$$\Omega = \underbrace{\Omega_1}_{T_i=0} + \underbrace{\Omega_2}_{i_{sq}=0} \quad (3.20)$$

Nous avons établi (section 3.2.1.1), que le courant i_{sq} était lié à la grandeur de commande u_{sq1} par la fonction de transfert $H_i(s) = \frac{K_i}{1 + \tau_i s}$, avec $K_i = \frac{L_r^2}{R_s L_r^2 + L_m^2 R_r}$ et $\tau_i = \frac{\sigma L_s L_r^2}{R_s L_r^2 + L_m^2 R_r}$.

Le schéma de contrôle du courant i_{sq} est représenté sur la figure(3.12)

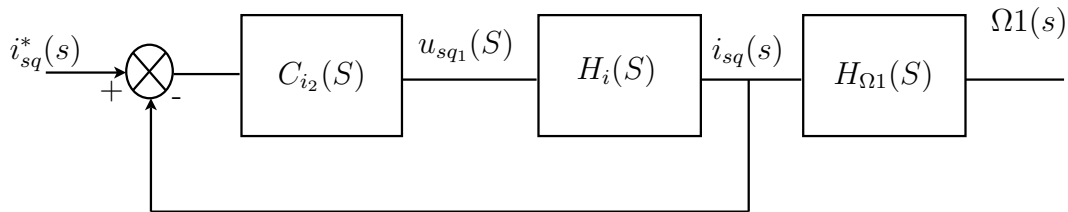


FIG. 3.12 – Contrôle du courant i_{sq} en boucle fermée

on a

$$H_{iBO}(s) = \frac{K_2}{s}(1 + \tau_2 s) \frac{K_i}{(1 + \tau_i s)} \quad (3.21)$$

On choisit

$$\tau_2 = \tau_i$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc $H_{iBO}(s) = \frac{K_2 K_i}{s}$. Ce qui donne en boucle fermée

$$\frac{i_{sq}}{i_{sq}^*} = \frac{1}{(1 + \tau_{iBF} s)}$$

Avec $\tau_{iBF} = \frac{1}{K_i K_2}$ Si on veut une boucle plus rapide que $H_i(s)$, On pose $\tau_{iBF} = \frac{\tau_i}{3}$ d'où

$$K_2 = \frac{3}{K_i \tau_i}$$

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur IP dont les paramètres peuvent être déterminés à partir de la figure (3.13)

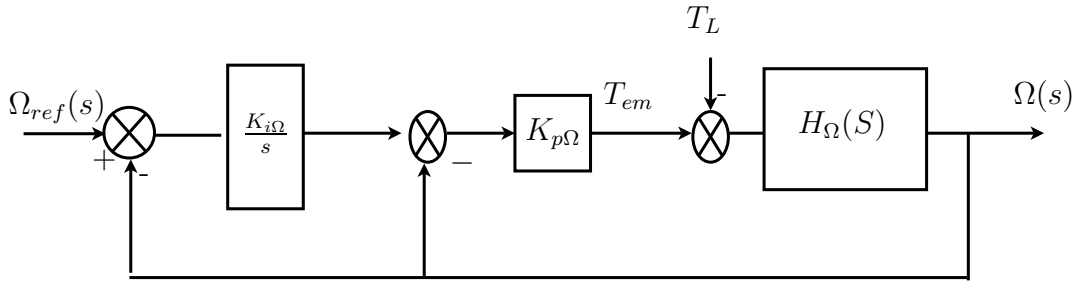


FIG. 3.13 – Schéma de régulation et d'asservissement de la vitesse

Suite au calcul on obtient

$$\Omega(s) = \frac{\frac{K_\Omega K_{i\Omega} K_{p\Omega}}{\tau_\Omega}}{s^2 + s \frac{(1 + K_\Omega K_{p\Omega})}{\tau_\Omega} + \frac{K_\Omega K_{i\Omega} K_{p\Omega}}{\tau_\Omega}} \Omega_{ref}(s) - \frac{\frac{K_\Omega}{\tau_\Omega}}{s^2 + s \frac{(1 + K_\Omega K_{p\Omega})}{\tau_\Omega} + \frac{K_\Omega K_{i\Omega} K_{p\Omega}}{\tau_\Omega}} T_l$$

Avec

$$H(\Omega) = \frac{K_{\Omega}}{1 + \tau_{\Omega}s}$$

On obtient les paramètres suivants du correcteur, en fonction de l'amortissement ξ et la fréquence ω_n

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{2\xi\omega_n\tau_{\Omega} - 1}{K_{\Omega}} \\ K_{i\Omega} = \frac{\omega_n^2\tau_{\Omega}}{K_{\Omega}K_{p\Omega}} \end{cases}$$

Le schéma bloc global de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion est représenté sur la figure (3.14)

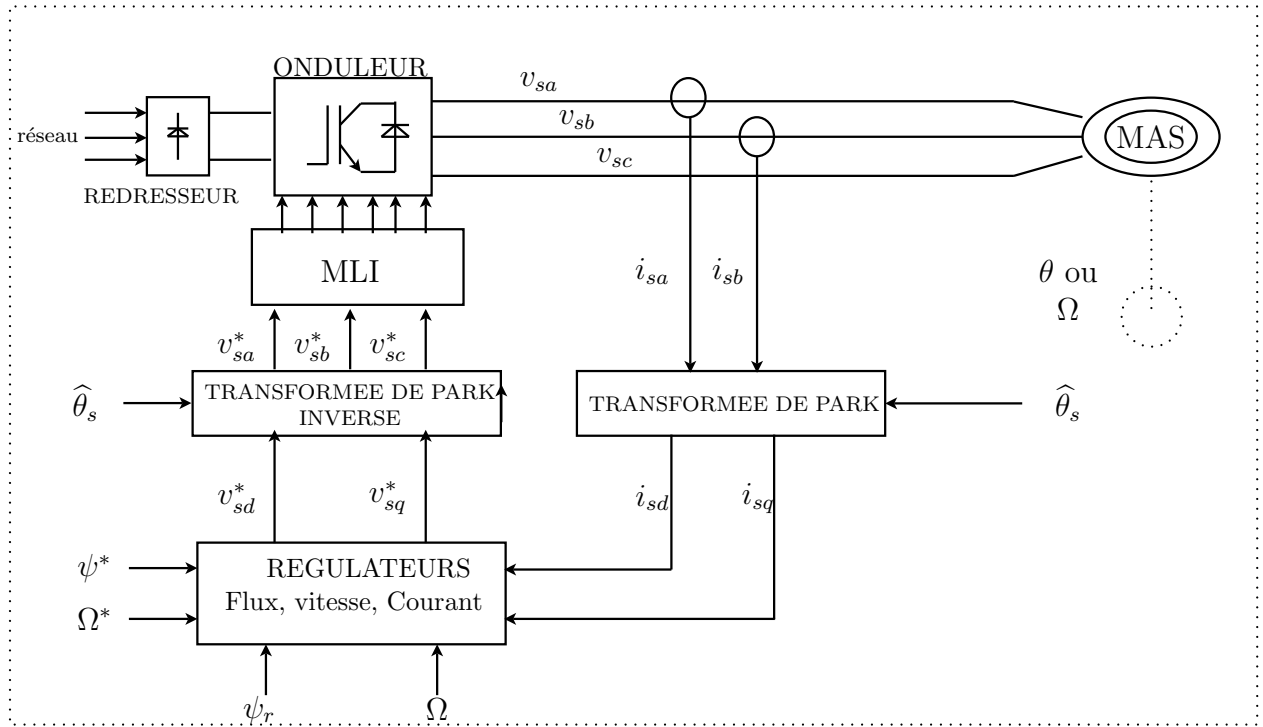


FIG. 3.14 – Schéma bloc de la commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur MLI

3.5 Résultats de simulation

Les résultats présentés dans cette section sont réalisés pour une commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone associée à l'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions (figure 3.14). Dans ce cas on a simulé la réponse de la machine pour un démarrage à vide suivi d'un couple de charge appliqué à $t = 2s$ avec $f_p = 1.5Khz$ (figure 3.15). La figure (3.16) montre les résultats obtenus lors de l'inversion de la vitesse de rotation. Les courants statoriques pour les deux cas sont représentés sur la figure (3.17)

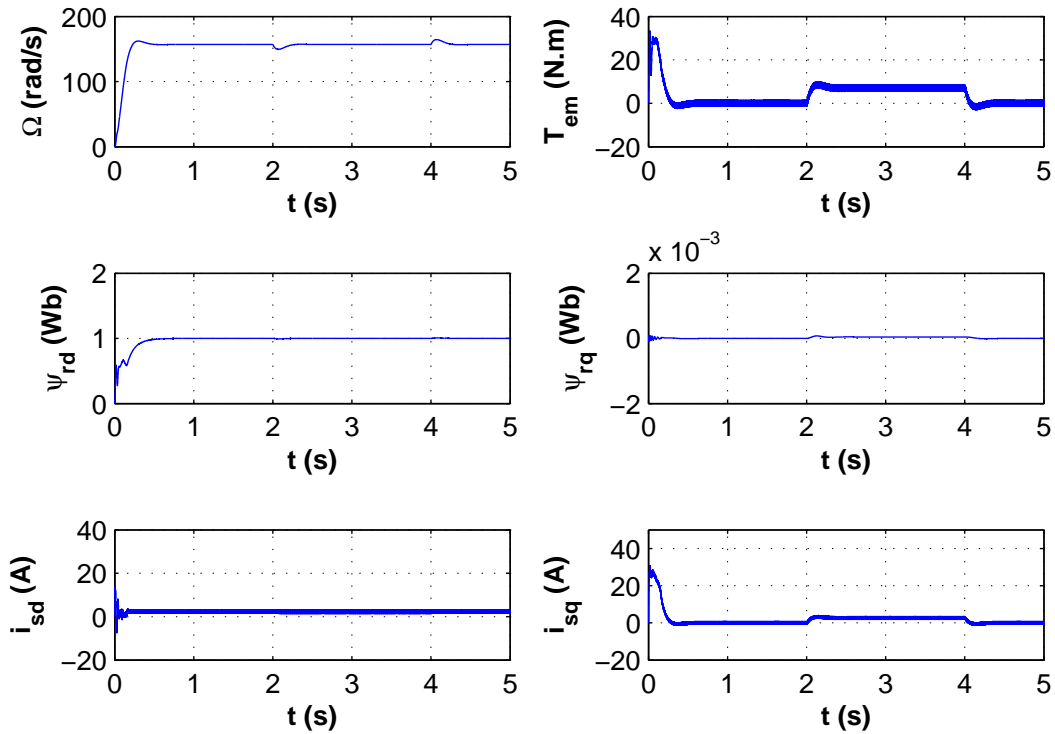


FIG. 3.15 – Résultats de simulation du FOC de la MAS alimentée par un onduleur MLI. Démarrage à vide et application d'un couple de charge à $t = 2s$

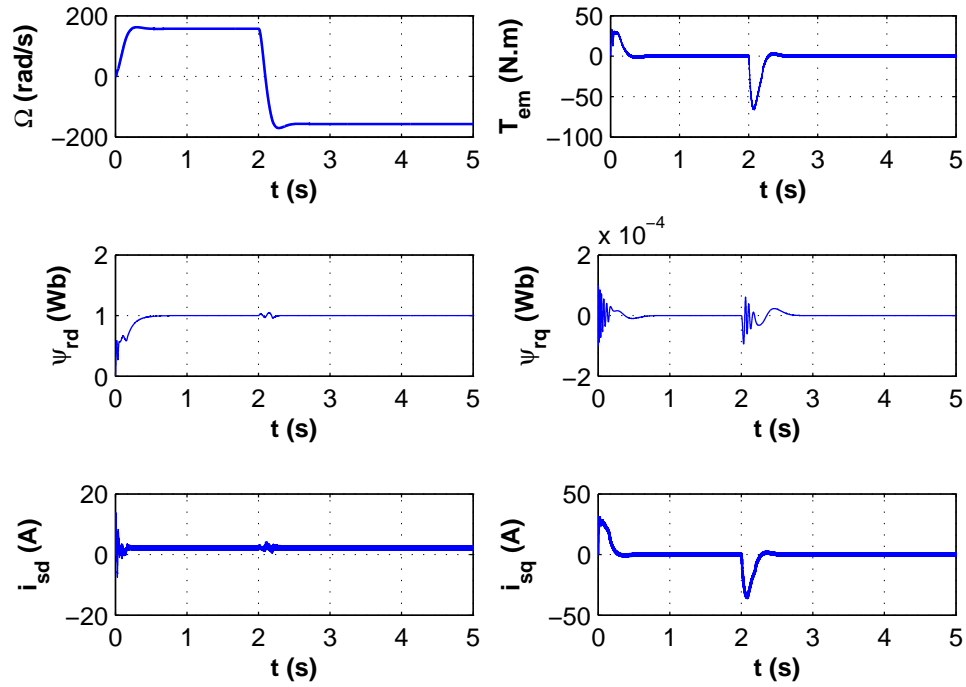


FIG. 3.16 – Résultats de simulation du FOC de la MAS alimentée par un onduleur MLI. Inversion de la vitesse de rotation à $t = 2s$

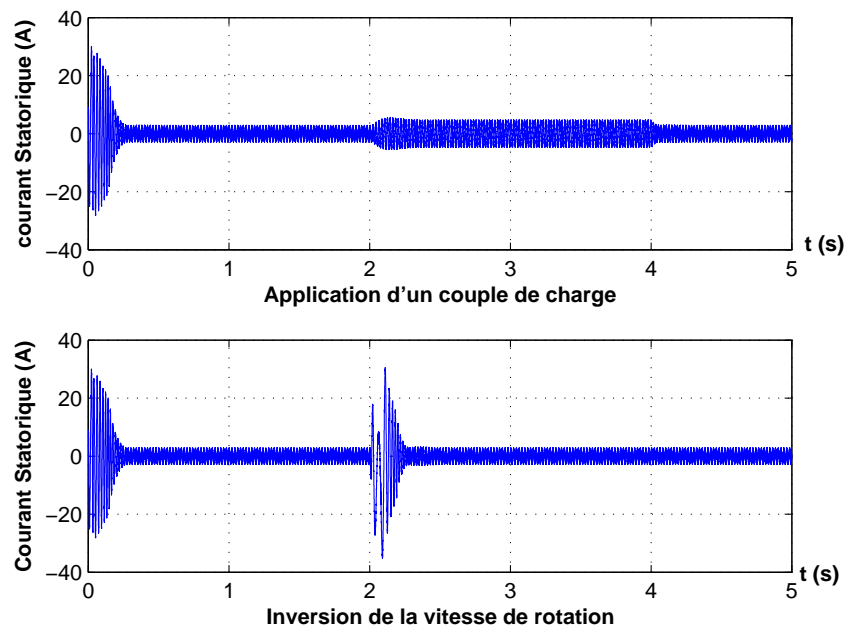


FIG. 3.17 – Courant statorique

3.6 Conclusion

Les résultats obtenus dans ce chapitre montrent clairement que l'on peut réaliser le découplage entre le flux et le couple en utilisant la technique de la commande vectorielle par flux orienté. La synthèse des correcteurs est plus simple puisque on obtient un modèle linéaire grâce au découplage du système.

L'étude effectuée montre que le flux intervient dans l'orientation du référentiel de Park, dans le procédé de découplage et dans le contrôle du couple électromagnétique. Le flux doit donc être évalué en utilisant des capteurs ce qui est coûteux et assez compliqué, où reconstruit au travers d'estimateurs ou observateurs et cela à partir des mesures disponibles.

L'étude des estimateurs et des observateurs fera l'objet du chapitre 4.

Chapitre 4

Estimation et observation

4.1 Introduction

Les grandeurs d'état ou de sortie utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessible pour des raisons techniques (flux..) ou pour des problèmes de coût (vitesse, position..). Il faut donc les déterminer sans utiliser de capteur. Elles sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courants, tensions...) [GRE 97] [VER 88]. Elles peuvent être reconstituées par :

- des estimateurs utilisés en boucle ouverte,
- des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle

4.2 Estimation et observation du flux

La commande des machines asynchrones par flux orientés est basée sur la connaissance du flux de la machine. Celui ci peut être mesuré en utilisant des capteurs de flux dans l'entrefer de la machine. Ces capteurs peuvent être :

1. des capteurs à effet Hall
2. Une spire sous un pôle de chaque phase.

Ces méthodes nécessitent des moteurs spéciaux et sont très sensibles aux vibrations de la machine et aux variations de la température. Par conséquent, les avantages des moteurs asynchrones (simplicité, robustesse, faible coût) sont donc perdus [GRE 97].

Les flux doivent être reconstitués à partir des équations de la machine [CAN 00]. Pour cela on fait les hypothèses suivantes :

1. fonctionnement en régime équilibré ;
2. les paramètres du moteur sont constants et parfaitement identifiés ;
3. les courants statoriques sont mesurés ;
4. les tensions statoriques et la pulsation sont fournies par la commande.

4.2.1 Machine à induction

Le modèle à 5 paramètres sous forme complexe dans le repère général est donné par

$$\begin{cases} \underline{u}'_s = R_s \underline{i}'_s + j\omega_g \underline{\psi}'_s + \frac{d}{dt} \underline{\psi}'_s \\ \underline{u}'_r = R_r \underline{i}'_r + j(\omega_g - \omega) \underline{\psi}'_r + \frac{d}{dt} \underline{\psi}'_r = 0. \\ \underline{\psi}'_s = L_s \underline{i}'_s + L_m \underline{i}'_r \\ \underline{\psi}'_r = L_r \underline{i}'_r + L_m \underline{i}'_s \end{cases} \quad (4.1)$$

Le schéma équivalent est représenté sur la figure (4.1)

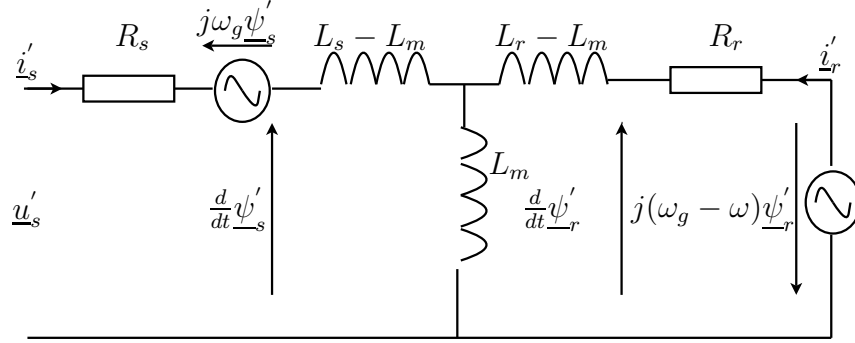


FIG. 4.1 – Représentation générale de la machine asynchrone

En choisissant comme variable d'état les courants statoriques, et les flux rotoriques on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \underline{i}'_s = -(a + j\omega_g) \underline{i}'_s + \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \underline{\psi}'_r + \frac{1}{\sigma L_s} \underline{u}'_s \\ \frac{d}{dt} \underline{\psi}'_r = \frac{L_m}{T_r} \underline{i}'_s - \left(\frac{1}{T_r} + j(\omega_g - \omega) \right) \underline{\psi}'_r \\ J \frac{d}{dt} \Omega = T_{em} - T_L - f\Omega \end{cases} \quad (4.2)$$

Avec $a = \frac{L_r^2 R_s + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}$, $b = \sigma L_s L_r$, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$, et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$.

Remarque : lorsque les grandeurs statoriques ou rotoriques ne sont pas exprimées dans leurs repères naturels, elles subissent une rotations. Par exemple si le repère choisi est celui du champ tournant, les grandeurs subissent une rotation de $-\theta_s$ et par conséquence elles sont notées $\underline{x}'_s = \underline{x}_s e^{-j\theta_s}$ et $\underline{x}'_r = \underline{x}_r e^{-j\theta_s}$.

Si le repère est fixe par rapport au stator. Les grandeurs statoriques sont exprimées dans leurs repère naturel mais les grandeurs rotoriques subissent une rotation $+\theta$ et sont notées $\underline{x}'_r = \underline{x}_r e^{+j\theta}$.

Le modèle de la machine dans le repère fixe est donc

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\underline{i}_s = -a\underline{i}_s + \frac{L_m}{b}\left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)\underline{\psi}'_r + \frac{1}{\sigma L_s}\underline{u}_s \\ \frac{d}{dt}\underline{\psi}'_r = \frac{L_m}{T_r}\underline{i}_s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)\underline{\psi}'_r \end{cases} \quad (4.3)$$

D'après le système (4.3), on voit que la connaissance des courants statoriques et de la pulsation de rotation de l'axe du moteur permettent d'estimer les composantes diphasés du flux.

Le flux et son estimé sont donnés par

$$\frac{d}{dt}\underline{\psi}'_r = \frac{L_m}{T_r}\underline{i}_s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)\underline{\psi}'_r \quad (4.4)$$

$$\frac{d}{dt}\widehat{\underline{\psi}}'_r = \frac{L_m}{T_r}\underline{i}_s - \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right)\widehat{\underline{\psi}}'_r \quad (4.5)$$

4.2.1.1 Convergence des flux réels et estimés

Pour étudier la convergence des flux réels vers leurs estimés, nous définissons un signal d'erreur :

$$\underline{e}_\psi = \underline{\psi}'_r - \widehat{\underline{\psi}}'_r$$

En effectuant la différence entre (4.4) et l'équation qui permet d'estimer le flux rotorique (4.5), on obtient :

$$\frac{d\underline{\psi}'_r}{dt} - \frac{d\widehat{\underline{\psi}}'_r}{dt} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right)(\underline{\psi}'_r - \widehat{\underline{\psi}}'_r) \quad (4.6)$$

Soit

$$\frac{d\underline{e}_\psi}{dt} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right)(\underline{e}_\psi)$$

Sachant que $\underline{e}_\psi = e_{\psi_\alpha} + je_{\psi_\beta}$, On peut écrire

$$\begin{bmatrix} \frac{de_{\psi_\alpha}}{dt} \\ \frac{de_{\psi_\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} e_{\psi_\alpha} \\ e_{\psi_\beta} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Les valeurs propres du système (4.7) sont solutions de l'équation caractéristique

$$\det(\lambda I - A_{est}) = 0$$

$$\text{Avec } A_{est} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix}, \text{ soit} \quad \begin{cases} \lambda_1 = -\frac{1}{T_r} + j\omega \\ \lambda_2 = -\frac{1}{T_r} - j\omega \end{cases} \quad (4.8)$$

La partie réelle des valeurs propres est négative. Le flux estimé va donc évoluer vers la valeur exacte et l'erreur va donc converger vers zéro.

4.2.2 Estimation du flux rotorique dans la commande à flux orienté

Le flux rotorique et la position électrique du champ tournant θ_s peuvent être reconstitués en utilisant les équations de la machine en régime transitoire (3.5) et (3.6) données aux chapitre 3. On parle alors d'**estimateur**(figure 4.2).

Les expressions du flux rotorique et de la pulsation de glissement sont alors :

$$\hat{\psi}'_{-r} = \frac{L_m}{T_r s + 1} i_{sd} \quad (4.9)$$

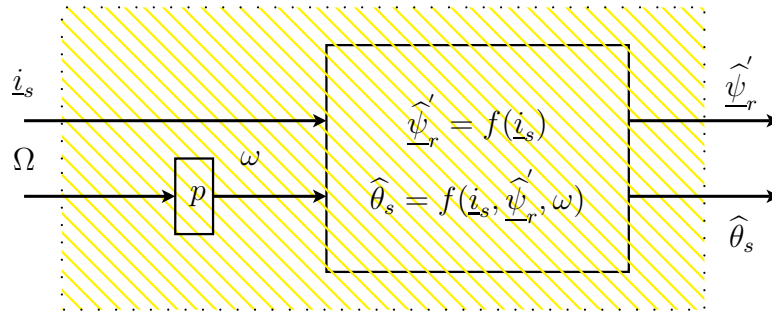
$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{L_m}{T_r \hat{\psi}'_{-r}} i_{sq} \quad (4.10)$$

D'où l'estimation de θ_s :

$$\hat{\theta}_s = \int \hat{\omega}_s dt$$

avec

$$\hat{\omega}_s = \hat{\omega}_{sl} + \omega = \hat{\omega}_{sl} + p\Omega$$

FIG. 4.2 – Estimation du flux rotorique et de θ_s

Dans l'hypothèse où la vitesse est constante, la stabilité et la rapidité du système peuvent être étudiées en utilisant les outils de l'automatique linéaire. Dans le cas où la vitesse de rotation est variable, il faut s'assurer de la convergence du flux estimé vers le flux réel en étudiant la stabilité du système par la théorie de Lyapunov [CHAI 05] [BACH 04]. Pour maîtriser la rapidité de convergence du flux estimé vers le flux réel on procède à un bouclage de l'estimateur aux travers d'une matrice de gain. Le système bouclé est appelé **observateur**.

4.2.3 Théorie des observateurs

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles à partir des grandeurs mesurables et accessibles du système (entrées, sorties) [VER 88] [ROB 00]. Il existe de nombreuses techniques d'observation classées en fonction de trois critères différents [TAM 06] :

- le premier critère se base sur la nature du système considéré, on distingue les observateurs pour les systèmes linéaires et non linéaires.
- le deuxième en fonction de l'environnement. Pour cela, on a deux types :
 - les observateurs déterministes qui ne prennent pas en considération les perturbations externes au système et stochastiques qui se basent sur la présence des bruits sur les mesures.
- le dernier critère est la dimension du vecteur d'état. On a les observateurs d'ordre réduit, d'ordre complet et les observateurs étendus.

La structure classique d'un observateur d'ordre complet (figure 4.3), est exprimée comme un système bouclé comme suit :

$$\begin{cases} \hat{\dot{X}} = A\hat{X}(t) + BU(t) + K(\hat{Y}(t) - Y(t)) \\ \hat{Y}(t) = C\hat{X}(t) \end{cases} \quad (4.11)$$

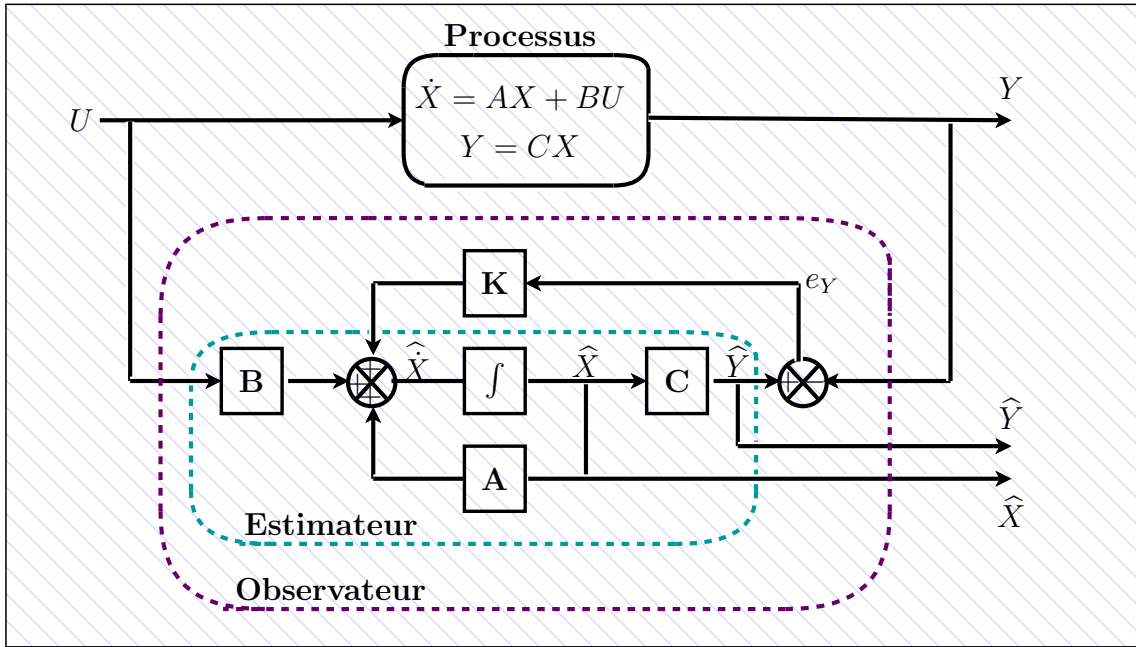


FIG. 4.3 – Schéma de principe d'un observateur

Le rôle principale de l'observateur est d'utiliser $U(t)$ et $Y(t)$ pour reconstruire un vecteur $\hat{X}(t)$ qui soit aussi proche que possible de $X(t)$.

La première équation du système (4.11) peut être donnée par

$$\dot{\hat{X}} = A\hat{X}(t) + BU(t) + KC(\hat{X}(t) - X(t))$$

Le terme entre parenthèse est appelé erreur de prédiction

4.2.4 Modèle sous forme d'une représentation d'état

On rappelle la représentation d'état du modèle de la machine asynchrone exprimée dans le repère fixe par rapport au stator (repère $\alpha\beta$).

Les coordonnées sont alors confondus, $\begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} & \psi_{rd} & \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \psi_{r\alpha} & \psi_{r\beta} \end{bmatrix}$

$$\frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix}}_X = \underbrace{\begin{bmatrix} -a & 0 & \frac{L_m}{bT_r} & \frac{L_m}{b}\omega \\ 0 & -a & -\frac{L_m}{b}\omega & \frac{L_m}{bT_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}}_U \quad (4.12)$$

La matrice A peut se mettre sous la forme ci-dessous. On retrouve cette forme dans plusieurs travaux scientifiques [KUB 01], [HOF 98], [RASH 03].

$$A = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

avec :

$$A_{11} = \begin{pmatrix} -a & 0 \\ 0 & -a \end{pmatrix}, \quad A_{12} = \begin{pmatrix} \frac{L_m}{bT_r} & \frac{L_m}{b}\omega \\ -\frac{L_m}{b}\omega & \frac{L_m}{bT_r} \end{pmatrix}$$

$$A_{21} = \begin{pmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \end{pmatrix}, \quad A_{22} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix}$$

La matrice A peut se mettre sous la forme suivante $A = A_1 + \omega A_2$ avec

$$\begin{cases} A_1 = -\frac{1}{T_r} \begin{pmatrix} aT_r I & -\frac{L_m}{b} I \\ -L_m I & I \end{pmatrix} \\ A_2 = \begin{pmatrix} 0_{2 \times 2} & -\frac{L_m}{b} J \\ 0_{2 \times 2} & J \end{pmatrix} \end{cases} \quad (4.14)$$

$$I = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad J = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Le modèle de l'observateur peut être décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{X}}{dt} = (A_1 + \omega A_2)\hat{X} + B\underline{U}_s + K(\hat{\underline{I}}_s - \underline{I}_s) \\ \hat{\underline{I}}_s(t) = C\hat{X} \end{cases} \quad (4.15)$$

avec :

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Sachant que le modèle de la machine sous forme d'état est donné par

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = (A_1 + \omega A_2)X + B\underline{U}_s \\ \underline{I}_s(t) = CX \end{cases} \quad (4.16)$$

Le système d'équations différentielles décrivant l'évolution de l'erreur d'estimation \underline{e} est obtenu en effectuant la différence entre (4.16) et (4.15) :

$$\frac{d(\underline{X} - \widehat{\underline{X}})}{dt} = (A_1 + \omega A_2)(\underline{X} - \widehat{\underline{X}}) + KC(\underline{X} - \widehat{\underline{X}})$$

Nous obtenons alors

$$\frac{d\underline{e}}{dt} = ((A_1 + \omega A_2) + KC)\underline{e} = A_{est}\underline{e} \quad (4.17)$$

On cherche une matrice K qui permet d'obtenir une erreur d'estimation nulle en régime permanent et une convergence, aussi rapide que possible, des valeurs estimées vers leurs valeurs supposées exactes. La matrice K est donnée par :

$$K = \begin{pmatrix} k_1 & -k'_2 \\ k'_2 & k_1 \\ k_3 & -k'_4 \\ k'_4 & k_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} k_1 I + k'_2 J \\ k_3 I + k'_4 J \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

k_1, k'_2, k_3, k'_4 sont des scalaires.

4.2.5 Détermination de la matrice de gain K

Suivant Verghese et Sanders dans [VER 88], on choisit les gains k'_2 et k'_4 proportionnels à la pulsation de rotation, sous la forme :

$$\begin{cases} k_2 = \frac{k'_2}{\omega} \\ k_4 = \frac{k'_4}{\omega} \end{cases} \quad (4.19)$$

La matrice A_{est} se réduit à

$$(A_1 + \omega A_2) + KC = -\frac{1}{T_r} \begin{pmatrix} T_r(a - k_1)I & -\frac{L_m}{b}I \\ -(L_m + k_3 T_r)I & I \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} k_2 J & -\frac{L_m}{b}J \\ k_4 J & J \end{pmatrix}$$

En posant

$$\begin{cases} k_2 = T_r(a - k_1) \\ k_4 = -(L_m + k_3 T_r) \end{cases} \quad (4.20)$$

Nous pouvons alors écrire

$$\begin{aligned} A_{est} &= -\frac{1}{T_r} \begin{pmatrix} k_2 I & -\frac{L_m}{b} I \\ k_4 I & I \end{pmatrix} + \omega \begin{pmatrix} k_2 J & -\frac{L_m}{b} J \\ k_4 J & J \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} k_2 \left(-\frac{1}{T_r} I + \omega J\right) & -\frac{L_m}{b} \left(-\frac{1}{T_r} I + \omega J\right) \\ k_4 \left(-\frac{1}{T_r} I + \omega J\right) & \left(-\frac{1}{T_r} I + \omega J\right) \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Soit

$$A_{est} = \begin{pmatrix} k_2 A' & -\frac{L_m}{b} A' \\ k_4 A' & A' \end{pmatrix}$$

avec

$$A' = \left(-\frac{1}{T_r} I + \omega J\right)$$

Donc $A_{est} = K' \otimes A'$

avec \otimes , produit de Kronecker

Les valeurs propres de A_{est} sont le produit des valeurs propres de K' et A' (Annex B). Les valeurs propres de A' sont

$$\begin{cases} \lambda_1 = -\frac{1}{T_r} + j\omega \\ \lambda_2 = -\frac{1}{T_r} - j\omega \end{cases} \quad (4.21)$$

λ_1, λ_2 sont à parties réelles négatives. Pour s'assurer de la convergence de l'erreur vers zéro, il faut que les valeurs propres de K' , μ_1 et μ_2 soient des réels positifs. Elles sont données par (voir Annex B) :

$$\begin{cases} \mu_1 = \frac{(1 + k_2) + \sqrt{(1 - k_2)^2 - 4k_4 \frac{L_m}{b}}}{2} \\ \mu_2 = \frac{(1 + k_2) - \sqrt{(1 - k_2)^2 - 4k_4 \frac{L_m}{b}}}{2} \end{cases} \quad (4.22)$$

Les valeurs propres de A_{est} sont donc [VER 88]

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[\left(-\frac{1}{T_r} \pm j\omega \right) \right] \mu_1 \\ \left[\left(-\frac{1}{T_r} \pm j\omega \right) \right] \mu_2 \end{array} \right. \quad (4.23)$$

Le choix de μ_1, μ_2 permet de fixer la dynamique de l'observateur.

Si la vitesse de la machine est constante, la dynamique de l'erreur dépend des valeurs propres données par (4.23). Si la vitesse est variable, les valeurs propres ne donnent pas une information directe sur l'évolution dynamique de l'erreur, par conséquent, on doit utiliser la théorie de Lyapunov.

4.3 Estimation de la vitesse de rotation

Dans un observateur de flux rotorique, la vitesse de rotation est mesurée soit par une génératrice tachymétrique, soit déduite de la mesure de position par un encodeur. Le coût de tels capteurs est prohibitif et la fiabilité est non garantie, ce qui a donné naissance à de nombreuses techniques de commande dites "sans capteur mécanique". ainsi le flux et la vitesse doivent être estimés simultanément [FAN 94] [HOL 96] [KUB 01] [SUW 02] [HIN 04].

Les deux techniques les plus utilisées sont basées sur :

- les systèmes adaptatifs avec modèle de référence (M.A.R.S) [SCH 92]
- les observateurs adaptatifs [KUB 93]

Pour les deux techniques un observateur de flux est mis en oeuvre et l'estimation $\hat{\omega}$ est adaptée au travers d'une loi d'adaptation pour assurer la convergence de l'ensemble. Les estimateurs de vitesse avec modèle de référence MRAS sont basés sur un modèle de référence de la machine ne dépendant pas de la vitesse rotorique et sur un modèle adaptatif dépendant directement de la vitesse. Suivant le choix de la variable estimée, on distingue plusieurs structures MRAS. Il y'a une structure MRAS basée sur :

- l'estimation du flux [SCH 92] [HOL 96] ;
- l'estimation de la f.e.m [FAN 94] ;
- l'estimation de la puissance réactive [FAN 94] [CHAO 05].

Dans notre étude on s'est intéressé aux observateurs adaptatifs proposés par Kubota [KUB 93].

4.3.1 Estimation de la vitesse de rotation par modèle adaptatif

Dans [KUB 93] un observateur d'ordre complet est proposé pour estimer le flux et la pulsation ω au travers d'une loi d'adaptation (figure 4.4).

4.3.1.1 Observateur adaptatif du flux et de la vitesse

L'observateur d'ordre complet est donné par

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\underline{X}}}{dt} = \hat{A}(\hat{\omega})\hat{\underline{X}} + B\underline{U}_s + G(\hat{\underline{I}}_s - \underline{I}_s) \\ \hat{\underline{I}}_s(t) = C\hat{\underline{X}} \end{cases} \quad (4.24)$$

Dans la matrice d'état \hat{A} , tous les paramètres sont supposés parfaitement connus et constants, par contre la pulsation ω est inconnue. Donc il faut chercher à l'estimer.

On pose :

$$\hat{\omega} = \omega + \delta\omega$$

4.24 s'écrit alors

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\underline{X}}}{dt} = \hat{A}(\omega + \delta\omega)\hat{\underline{X}} + B\underline{U}_s + G(\hat{\underline{I}}_s - \underline{I}_s) \\ \hat{\underline{I}}_s(t) = C\hat{\underline{X}} \end{cases} \quad (4.25)$$

Soit

$$\hat{A}(\omega + \delta\omega) = \begin{bmatrix} -aI & \frac{L_m}{bT_r}I - \omega\frac{L_m}{b}J - \frac{L_m}{b}\delta\omega J \\ \frac{L_m}{T_r}I & -\frac{1}{T_r}I + \omega J + \delta\omega J \end{bmatrix} = A(\omega) + \Delta A$$

Avec

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} & -\frac{L_m}{b}\delta\omega J \\ 0_{2 \times 2} & \delta\omega J \end{bmatrix}$$

A partir de (4.25) on peut écrire

$$\frac{d\hat{\underline{X}}}{dt} = \hat{A}(\hat{\omega})\hat{\underline{X}} + B\underline{U}_s + GC(\hat{\underline{X}} - \underline{X})$$

Soit

$$\frac{d\hat{\underline{X}}}{dt} = \hat{A}(\hat{\omega})\hat{\underline{X}} + B\underline{U}_s - GC\underline{e} \quad (4.26)$$

Avec $\underline{e} = \underline{X} - \widehat{\underline{X}}$, $X = \begin{bmatrix} \underline{I}_s & \underline{\psi}'_r \end{bmatrix}^T$ et $\widehat{X} = \begin{bmatrix} \widehat{\underline{I}}_s & \widehat{\underline{\psi}}'_r \end{bmatrix}^T$

La représentation d'état de la machine asynchrone est donnée par l'équation (4.16). En effectuant la différence (4.16)-(4.26) on obtient

$$\frac{d\underline{e}}{dt} = A\underline{X} - \widehat{A}\widehat{\underline{X}} + GC\underline{e} = A\underline{X} - (A + \Delta A)\widehat{\underline{X}} + GC\underline{e}$$

Soit

$$\frac{d\underline{e}}{dt} = (A + GC)\underline{e} - \Delta A\widehat{\underline{X}} \quad (4.27)$$

Pour étudier la stabilité du système on analyse l'évolution de l'erreur donnée par (4.27), en définissant la fonction de Lyapunov suivante

$$V(\underline{e}) = \underline{e}^T \underline{e} + \frac{\delta\omega^2}{\lambda} \quad (4.28)$$

où λ est un scalaire positif

Remarque La fonction de Lyapunov $V(\underline{e})$ représente l'énergie du signal \underline{e} . Si l'énergie du signal décroît, alors il finira par s'annuler. Ainsi en vérifiant que la dérivée est négative, on peut déduire que la fonction V va décroître [CHAI 05] [BACH 04].

Donc la condition de stabilité est

$$\frac{dV}{dt} < 0$$

On a

$$\frac{dV}{dt} = \underbrace{2\underline{e}^T \frac{d\underline{e}}{dt}}_{\text{Terme1}} + \underbrace{2\frac{\delta\omega}{\lambda} \frac{d\delta\omega}{dt}}_{\text{Terme2}} \quad (4.29)$$

Le terme 1 s'écrit

$$2\underline{e}^T \frac{d\underline{e}}{dt} = 2\underline{e}^T (A + GC)\underline{e} - 2\delta\omega \frac{L_m}{b} (e_{i_{s\alpha}} \widehat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}} \widehat{\psi}_{r\alpha}) - 2\delta\omega (\psi_{r\beta} \widehat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} \widehat{\psi}_{r\beta})$$

par ailleurs le terme 2 s'écrit

$$2\frac{\delta\omega}{\lambda} \frac{d}{dt} \delta\omega = 2\frac{\delta\omega}{\lambda} \frac{d}{dt} (\widehat{\omega} - \omega) = 2\frac{\delta\omega}{\lambda} \frac{d}{dt} \widehat{\omega} - 2\frac{\delta\omega}{\lambda} \frac{d}{dt} \omega$$

On a donc

$$\frac{dV}{dt} = 2\underline{e}^T(A + GC)\underline{e} - 2\delta\omega \frac{L_m}{b}(e_{i_{s\alpha}}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}}\hat{\psi}_{r\alpha}) - 2\frac{\delta\omega}{\lambda} \frac{d}{dt}\omega + 2\frac{\delta\omega}{\lambda} \frac{d}{dt}\hat{\omega} - 2\delta\omega(\psi_{r\beta}\hat{\psi}_{r\alpha} - \psi_{r\alpha}\hat{\psi}_{r\beta})$$

On considère un régime de fonctionnement lentement variable ce qui revient à considérer que $\frac{d\omega}{dt} \approx 0$

L'observateur doit permettre de faire converger les états reconstruits vers les états réels, soit $\hat{\psi}_{r\alpha} = \psi_{r\alpha}$ et $\hat{\psi}_{r\beta} = \psi_{r\beta}$.

On obtient alors

$$\frac{dV}{dt} = 2\underline{e}^T(A + GC)\underline{e} - 2\delta\omega \frac{L_m}{b}(e_{i_{s\alpha}}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}}\hat{\psi}_{r\alpha}) + 2\frac{\delta\omega}{\lambda} \frac{d}{dt}\hat{\omega} \quad (4.30)$$

Avec un choix approprié du gain G , le terme $\underline{e}^T(A + GC)\underline{e}$ est négatif. La condition $\frac{d}{dt}V < 0$ peut être vérifiée pour

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt}\hat{\omega} = \frac{L_m}{b}(e_{i_{s\alpha}}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}}\hat{\psi}_{r\alpha})$$

On obtient la loi d'adaptation de la vitesse

$$\hat{\omega} = \int \left(\frac{\lambda L_m}{b} [e_{i_{s\alpha}}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}}\hat{\psi}_{r\alpha}] \right) dt \quad (4.31)$$

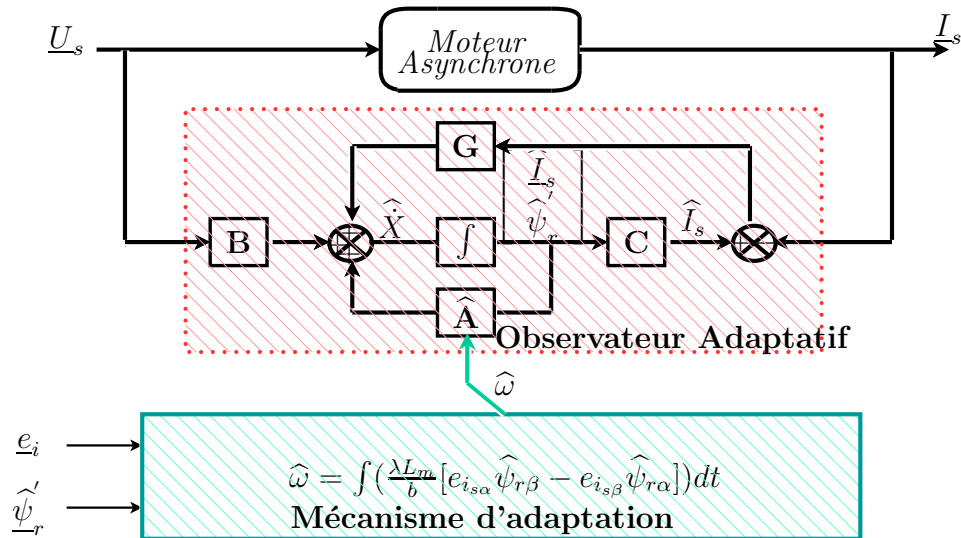


FIG. 4.4 – Observateur Adaptatif

En pratique, pour éviter les problèmes liés à une intégration directe, on utilise plutôt un correcteur **PI** [KUB 01].

$$\hat{\omega} = K_{p\omega}(e_{i_{s\alpha}}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}}\hat{\psi}_{r\alpha}) + K_{i\omega} \int (e_{i_{s\alpha}}\hat{\psi}_{r\beta} - e_{i_{s\beta}}\hat{\psi}_{r\alpha})dt \quad (4.32)$$

Le schéma bloc de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone sans capteurs est représenté sur la figure (4.5). Les boucles de régulation du flux et de la vitesse utilisent les valeurs estimées $\hat{\psi}$ et $\hat{\omega}$ au lieu des valeurs réelles.

Pour voir le comportement de l'ensemble moteur-observateur on a effectué une simulation d'une inversion de la vitesse de $\omega = 50rad/s$ à $\omega = -50rad/s$ avec application d'un couple de charge $T_{Lo} = 7N.m$ à $t = 2s$. On passe du régime moteur au régime générateur. Les résultats sont représentés sur les figures (4.6) et (4.7).

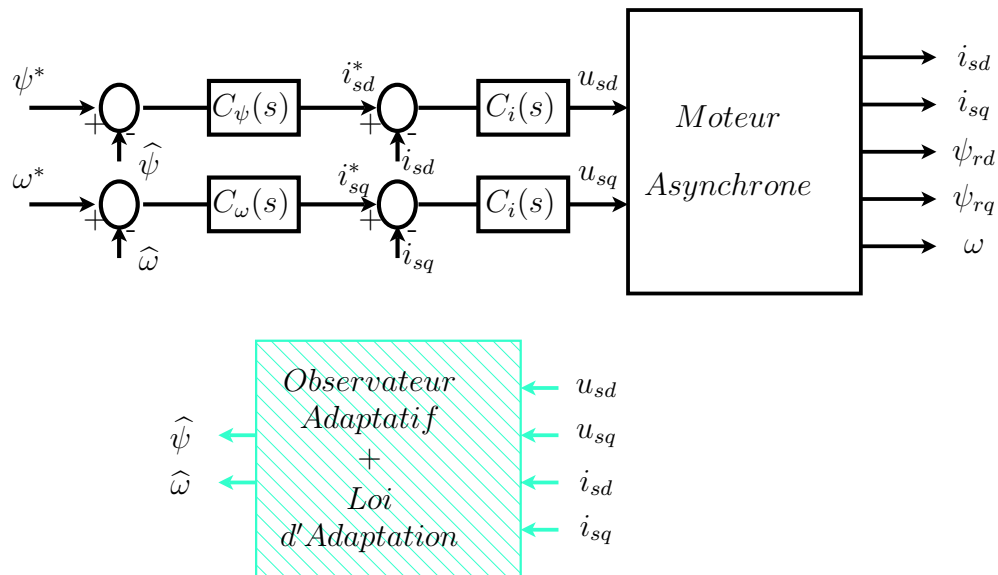


FIG. 4.5 – Bloc diagramme de la commande RFOC sans capteur de la machine asynchrone

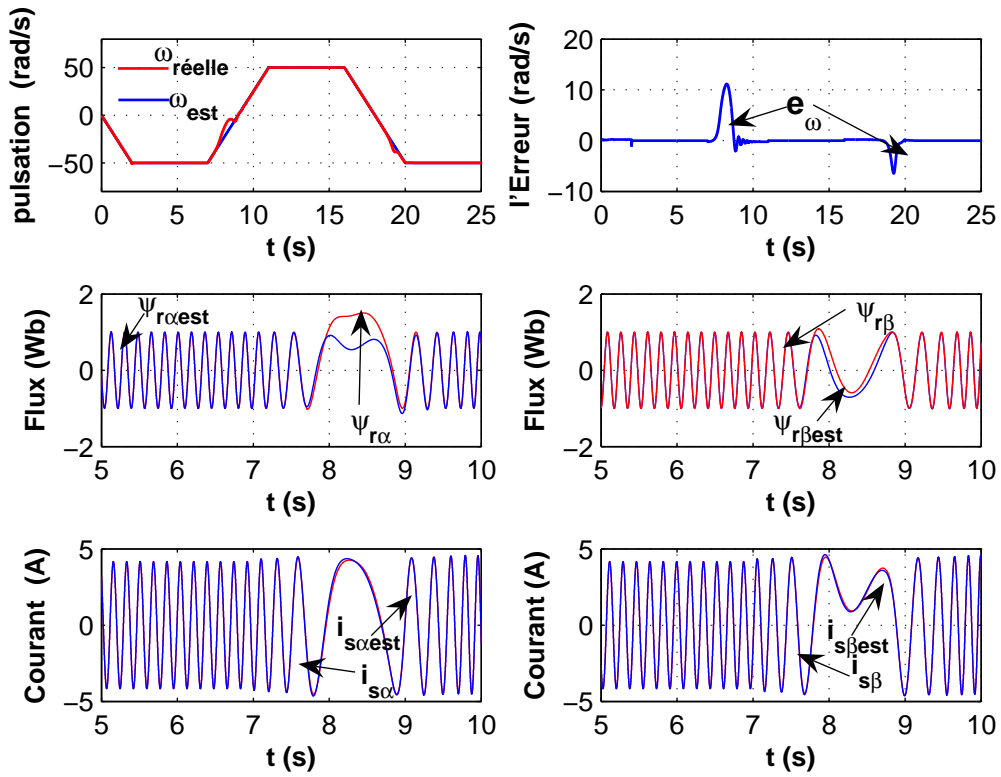


FIG. 4.6 – Évolution des variables estimées et réelles lors d’une inversion de la vitesse de $\omega = 50\text{rad/s}$ à $\omega = -50\text{ rad/s}$ avec application d’un couple de charge $T_{Lo} = 7\text{N.m}$ à $t = 2\text{s}$

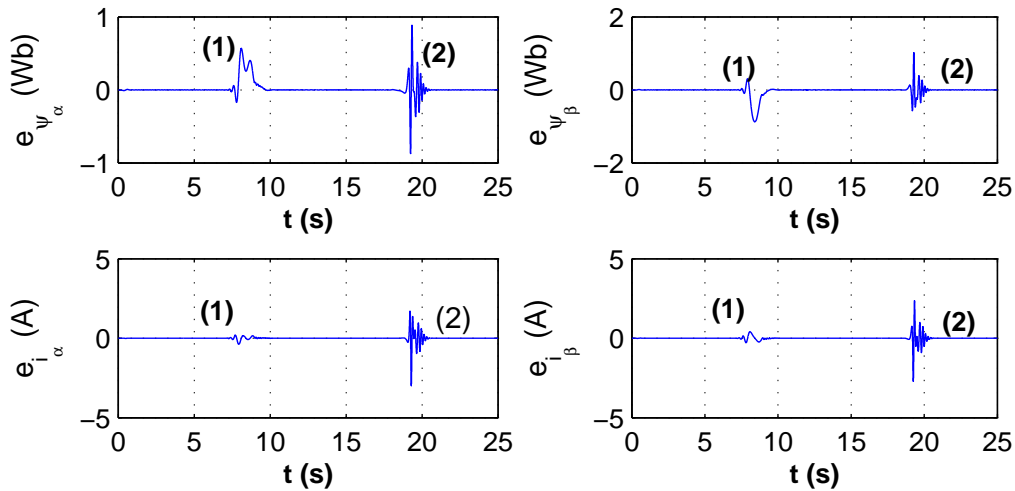


FIG. 4.7 – Erreur entre variables estimées et réelles

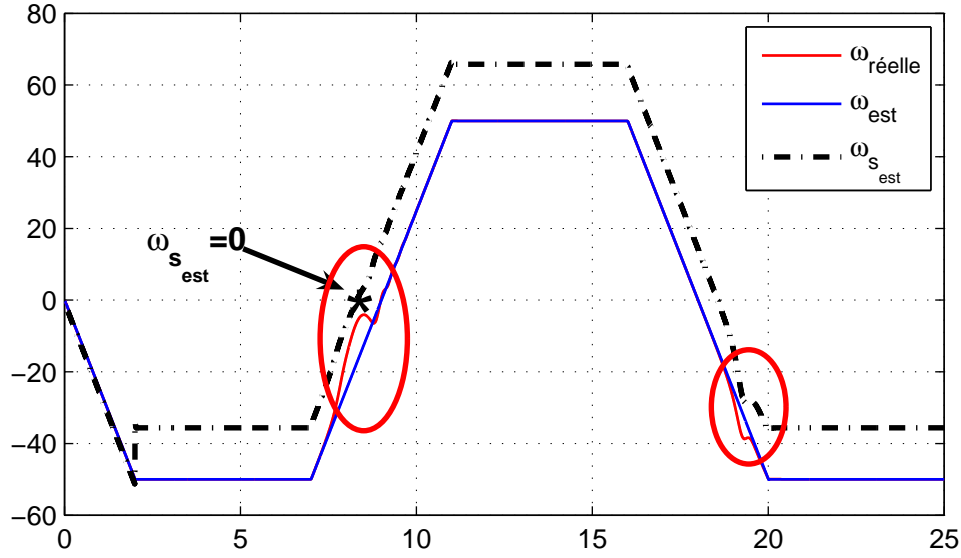


FIG. 4.8 – points d'instabilité

L'analyse de l'erreur montre que les variables estimées suivent les variables réelles sauf autour des points notés (1) et (2). L'erreur obtenue pour le premier point coïncide avec $\omega_s = 0$ (figure 4.8). En effet le moteur à induction est observable en tout point sauf pour la droite de glissement correspondant à $\omega_s = 0$. Dans ce cas la vitesse et le flux ne peuvent pas être reconstruits à partir de la seule mesure des courants statoriques et par conséquent le système devient instable [MAL 01]. Une différence entre valeurs réelles et estimées apparaît dans un deuxième point ce qui prouve qu'il existe d'autres zones d'instabilités.

Considérons l'expression de la pulsation statorique

$$\omega_s = \omega_{sl} + p\Omega$$

Soit

$$\omega_s = \frac{L_m}{T_r \psi_r} i_{sq} + p\Omega$$

Le courant i_{sq} pouvant également s'exprimer en fonction du couple électromagnétique sous la forme

$$i_{sq} = \frac{L_r}{pL_m \psi_r} T_{em}$$

on obtient

$$\omega_s = \frac{R_r}{p\psi_r^2} T_{em} + p\Omega \quad (4.33)$$

$\omega_s = 0$ signifie que le couple électromagnétique et la vitesse sont de signe opposés, c'est le cas du fonctionnement en génératrice avec circulation d'un courant continu au stator.

La vitesse de glissement $\omega_{sl} = \frac{R_r}{p\psi_r^2} T_{em}$ étant généralement faible, ce genre de problème ce rencontre donc à basse vitesse avec un couple non nul [KUB 02] [HINK 04] [GHA 05].

4.3.1.2 Droite d'inobservabilité

Lorsque la pulsation statorique $\omega_s = 0$, les deux composantes du flux rotorique sont constantes, l'équation (4.33) devient

$$T_{em} = -D\Omega \quad (4.34)$$

avec $D = \frac{p^2\psi_r^2}{R_r}$

Lorsque la vitesse est constante, l'équation de la dynamique de vitesse si le coefficient de frottement visqueux est négligeable est donnée par

$$-\frac{p^2\psi_r^2}{R_r}\Omega - T_L = 0$$

On obtient une droite dans le plan couple de charge-vitesse mécanique dont l'expression est

$$T_L = -\frac{p^2\psi_r^2}{R_r}\Omega \quad (4.35)$$

Cette droite est appelée droite d'inobservabilité, elle se situe dans les cadrants (II et IV) du plan (T_L, Ω) ce qui correspond au fonctionnement en régime générateur. Pour cette machine et pour un flux $\psi_r = 1$, on obtient la droite d'inobservabilité représentée sur la figure (4.9)

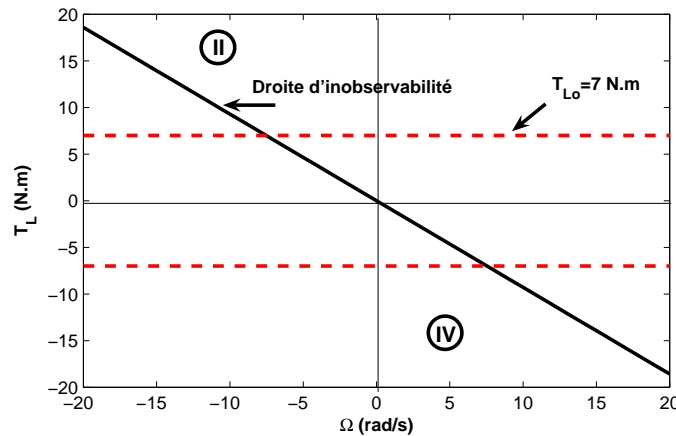


FIG. 4.9 – Droite d'inobservabilité

Ainsi si la pulsation statorique est nulle aucune information ne peut être obtenue sur le flux

rotorique, par conséquent le système est inobservable donc instable.

4.4 Estimation des paramètres résistifs

Le modèle de la machine asynchrone ainsi que celui utilisé pour l'estimation du flux dépendent des différents paramètres électriques de la machine. Les incertitudes sur ces paramètres vont induire des erreurs sur l'estimation de l'amplitude et la position du flux. L'estimation du flux rotorique se fait à partir des grandeurs statoriques mesurées (courants et tensions). Lors du passage par zéro de la vitesse (basse fréquence), le terme $R_s * i_s$ est très voisin de v_s donc toute imprécision commise sur R_s entraîne une détérioration des estimations.

La position du flux rotorique dépend de la résistance R_r . Une erreur sur cette résistance produit une mauvaise orientation du flux et par conséquent dégrade les performances de la commande vectorielle à flux orienté.

Les valeurs de ces deux résistances peuvent aussi changer en fonction de la température du moteur. Leurs estimations deviennent alors primordiales surtout pour les commandes sans capteur. Elles doivent être adaptées en temps réel au niveau des algorithmes de commande et d'observation.

Les résultats de simulation de l'évolution des variables réelles et estimées lors de l'estimation de la vitesse avec une variation de la résistance statorique à $t = 3s$ de R_s à $1.5R_s$ sont représentés sur la figure (4.10) pour $\omega_{ref} = 100rad/s$ et $\omega_{ref} = 10rad/s$. L'erreur entre les variables estimées et réelles pour les deux cas est représenté sur la figure (4.11). Les résultats obtenus pour une variation de la résistance rotorique à $t = 3s$ de R_r à $2R_r$ sont représentés sur les figures (4.12) et (4.13).

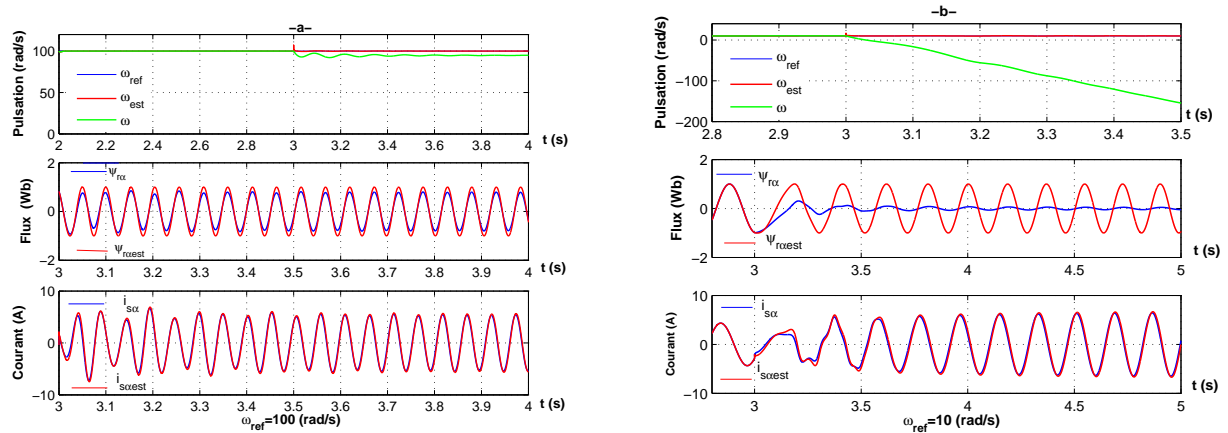


FIG. 4.10 – Variation de la résistance statorique de R_s à $1.5R_s$

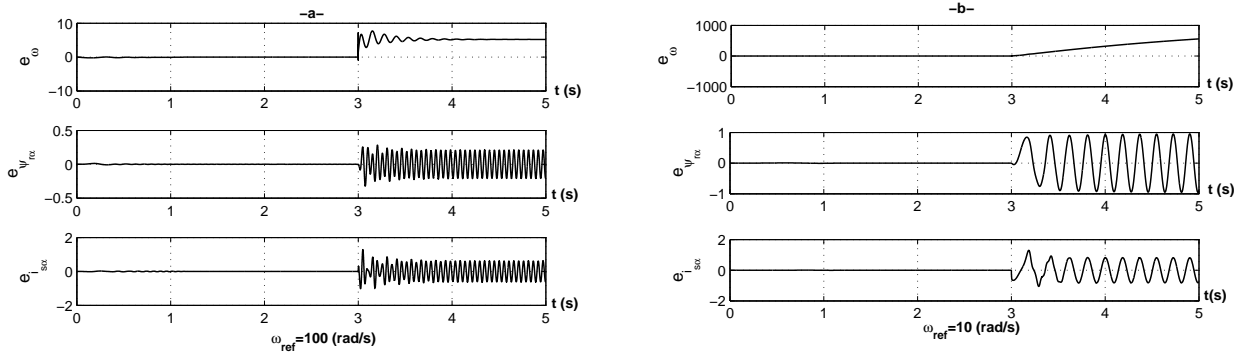


FIG. 4.11 – L’erreur pour une variation de R_s

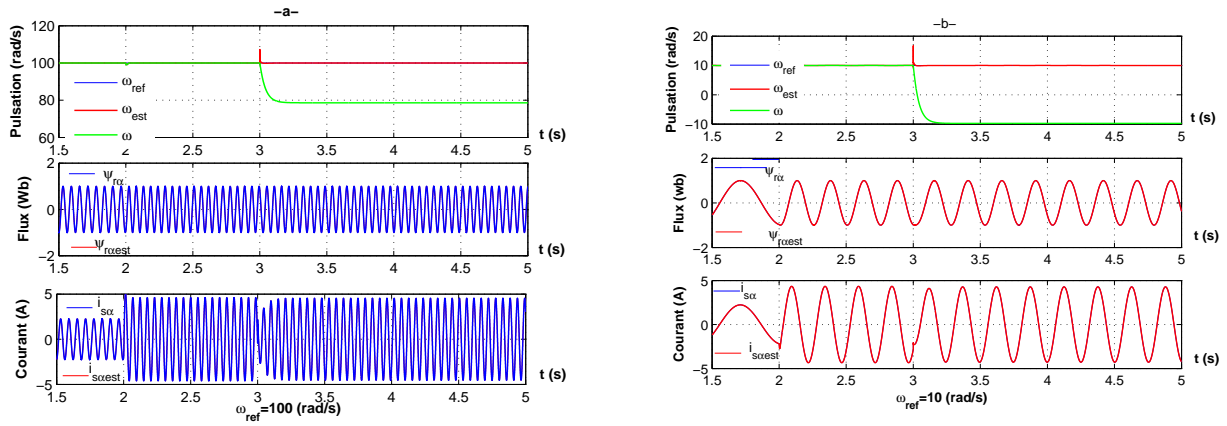


FIG. 4.12 – Variation de la résistance rotorique de R_r à $2R_r$

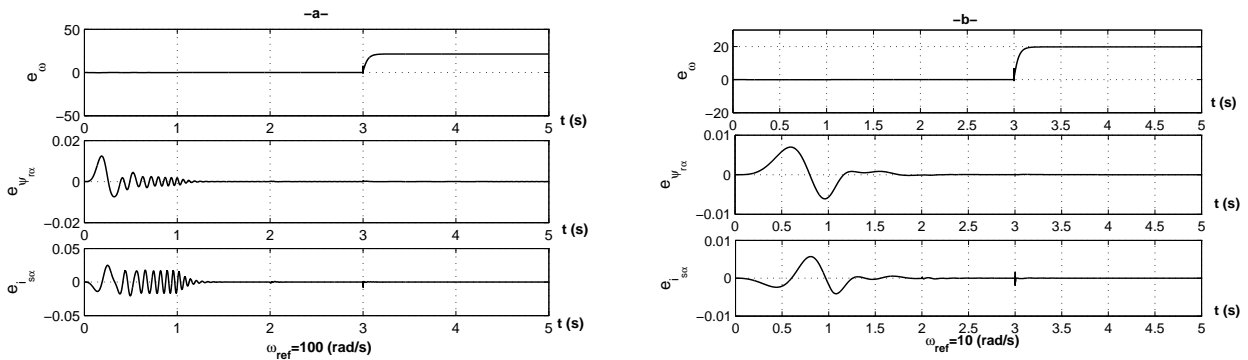


FIG. 4.13 – L’erreur pour une variation de R_r

Les figures (4.10) à (4.13) montrent que la commande vectorielle directe est moins sensible aux variations de la résistance rotorique vue qu’on procède dans ce type de commande à un asservissement du flux. Par contre une variation de la résistance statorique implique une divergence appréciable entre valeurs estimées et réelles surtout en basse vitesse.

Plusieurs travaux ont été effectués pour l'estimation des paramètres résistifs [GUI 00] [CHAO 03] [RASH 03] [RASH 04]. dans notre étude on s'est intéressé à l'étude de l'estimation simultanée de la vitesse de rotation et de la résistance statorique.

4.4.1 Estimation de la résistance statorique

L'observateur adaptatif dans le cas ou on estime la résistance statorique est donné par

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\underline{X}}}{dt} = \hat{A}(\hat{R}_s)\hat{\underline{X}} + B\underline{U}_s - GCe \\ \hat{\underline{Y}} = C\hat{\underline{X}} \end{cases} \quad (4.36)$$

Dans ce cas on suppose que

- les paramètres de la machine sont parfaitement connus sauf R_s ;
- la vitesse de rotation est mesurée ;
- la variation de R_s est lente relativement à la dynamique de l'observateur.

La résistance estimée \hat{R}_s est notée par $\hat{R}_s = R_s + \delta R_s$. D'où la matrice \hat{A} sera donnée par :

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\hat{a}I & \frac{L_m}{b}(\frac{1}{T_r}I - \omega J) \\ \frac{L_m}{T_r}I & -\frac{1}{T_r}I + \omega J \end{bmatrix} = A + \Delta A$$

$$\text{Avec } \hat{a} = \frac{\hat{R}_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} = a + \frac{\delta R_s}{\sigma L_s}$$

$$\Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} -\frac{\delta R_s}{\sigma L_s}I & 0_{2 \times 2} \\ 0_{2 \times 2} & 0_{2 \times 2} \end{bmatrix}$$

Ainsi

$$\frac{d\underline{e}}{dt} = (A + GC)\underline{e} - \Delta A\hat{\underline{X}}$$

Pour s'assurer que l'erreur converge vers zéro, on définit une nouvelle fonction de Lyapunov :

$$V(\underline{e}) = \underline{e}^T \underline{e} + \frac{\delta R_s^2}{\lambda} \quad (4.37)$$

La dérivée s'écrit

$$\frac{dV}{dt} = \underbrace{2\underline{e}^T \frac{d\underline{e}}{dt}}_{\text{Terme1}} + \underbrace{2 \frac{\delta R_s}{\lambda} \frac{d\delta R_s}{dt}}_{\text{Terme2}} \quad (4.38)$$

Le premier terme s'écrit

$$2\underline{e}^T \frac{d\underline{e}}{dt} = 2\underline{e}^T (A + GC)\underline{e} + 2 \frac{\delta R_s}{\sigma L_s} (e_{i_{s\alpha}} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i_{s\beta}} \hat{i}_{s\beta})$$

et le second terme

$$2 \frac{\delta R_s}{\lambda} \frac{d\delta R_s}{dt} = 2 \frac{\delta R_s}{\lambda} \frac{d\hat{R}_s}{dt} - 2 \frac{\delta R_s}{\lambda} \frac{d}{dt} R_s$$

donc

$$\frac{dV}{dt} = 2\underline{e}^T (A + GC)\underline{e} + 2 \frac{\delta R_s}{\sigma L_s} (e_{i_{s\alpha}} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i_{s\beta}} \hat{i}_{s\beta}) + 2 \frac{\delta R_s}{\lambda} \frac{d\hat{R}_s}{dt} - 2 \frac{\delta R_s}{\lambda} \frac{d}{dt} R_s$$

Les variations de R_s sont supposées lentes ($\frac{d}{dt} R_s \approx 0$), on obtient

$$\frac{dV}{dt} = 2\underline{e}^T (A + GC)\underline{e} + 2 \frac{\delta R_s}{\sigma L_s} (e_{i_{s\alpha}} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i_{s\beta}} \hat{i}_{s\beta}) + 2 \frac{\delta R_s}{\lambda} \frac{d\hat{R}_s}{dt}$$

La stabilité de l'observateur est garantie pour $\frac{d}{dt} V < 0$, soit

$$2 \frac{\delta R_s}{\sigma L_s} (e_{i_{s\alpha}} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i_{s\beta}} \hat{i}_{s\beta}) + 2 \frac{\delta R_s}{\lambda} \frac{d\hat{R}_s}{dt} = 0$$

Si G est choisit de telle sorte que $\underline{e}^T (A + GC)\underline{e} < 0$, on en déduit la loi d'adaptation

$$\frac{d\hat{R}_s}{dt} = -\frac{\lambda}{\sigma L_s} (e_{i_{s\alpha}} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i_{s\beta}} \hat{i}_{s\beta}) \quad (4.39)$$

En pratique, on obtient \hat{R}_s en utilisant un régulateur **PI**

$$\hat{R}_s = K_{pR_s} (e_{i_{s\alpha}} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i_{s\beta}} \hat{i}_{s\beta}) + K_{iR_s} \int (e_{i_{s\alpha}} \hat{i}_{s\alpha} + e_{i_{s\beta}} \hat{i}_{s\beta}) \quad (4.40)$$

4.5 Estimation simultanée de la vitesse de rotation et de R_s

Pour l'estimation simultanée de la vitesse de rotation et de la résistance statorique on fait les hypothèses suivantes

- les paramètres de la machine sont parfaitement connus sauf R_s ;
- la vitesse de rotation est inconnue ;
- les variations de R_s et de ω sont lente relativement à la dynamique de l'observateur.

L'observateur d'ordre complet dans ce cas sera défini par

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\underline{X}}}{dt} = \hat{A}(\hat{\omega}, \hat{R}_s)\hat{\underline{X}} + B\underline{U}_s - GCe \\ \hat{\underline{Y}} = C\hat{\underline{X}} \end{cases} \quad (4.41)$$

avec

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\hat{\omega}I & \frac{L_m}{b}(\frac{1}{T_r}I - \hat{\omega}J) \\ \frac{L_m}{T_r}I & -\frac{1}{T_r}I + \hat{\omega}J \end{bmatrix}$$

Les lois d'adaptation de la vitesse de rotation et de la résistance statorique seront données par

$$\begin{cases} \hat{\omega} = -\frac{\lambda L_m}{b} \int \Im \{ \underline{e}_i \hat{\underline{\psi}}_r^* \}, \\ \hat{R}_s = -\frac{\lambda}{\sigma L_s} \int \Re \{ \underline{e}_i \hat{\underline{i}}_s^* \} \end{cases} \quad (4.42)$$

Le schéma globale de l'observateur adaptatif avec estimation de la vitesse et de la résistance statorique est représenté sur la figure (4.14).

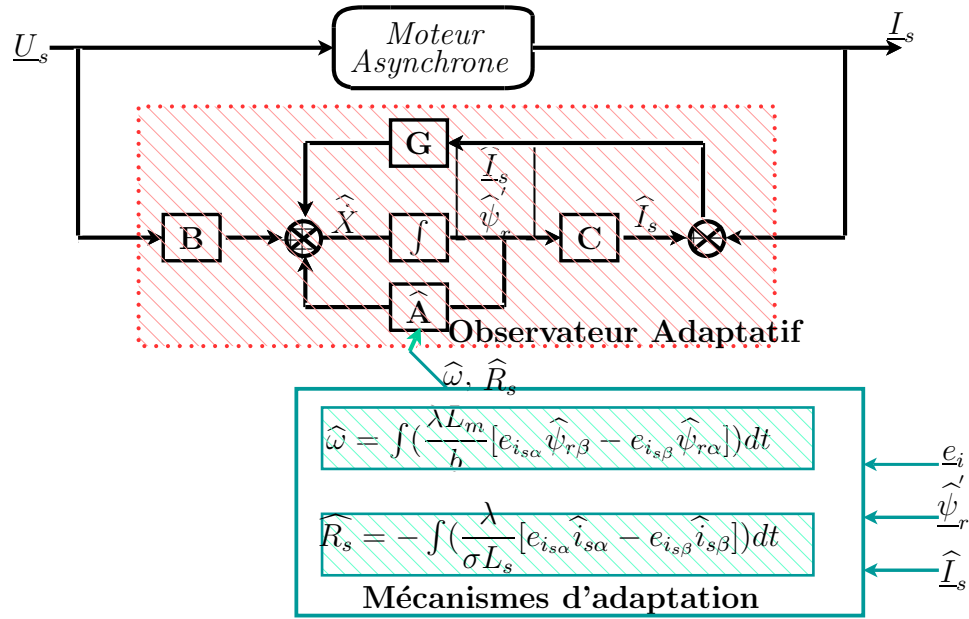


FIG. 4.14 – Observateur adaptatif : estimation de ω et de R_s

Les résultats obtenus par simulation lors de l'estimation simultanée de la vitesse de rotation et de la résistance statorique sont représentés sur la figure (4.15). Ces résultats montrent que si la résistance statorique est adaptée au travers d'une loi d'adaptation cela permettra aux variables estimées de converger vers les variables réelles (figure 4.16).

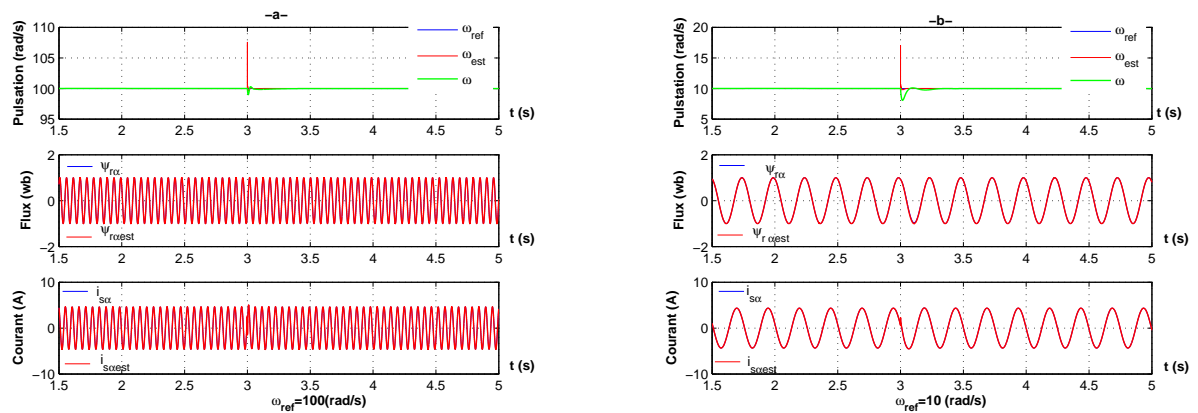
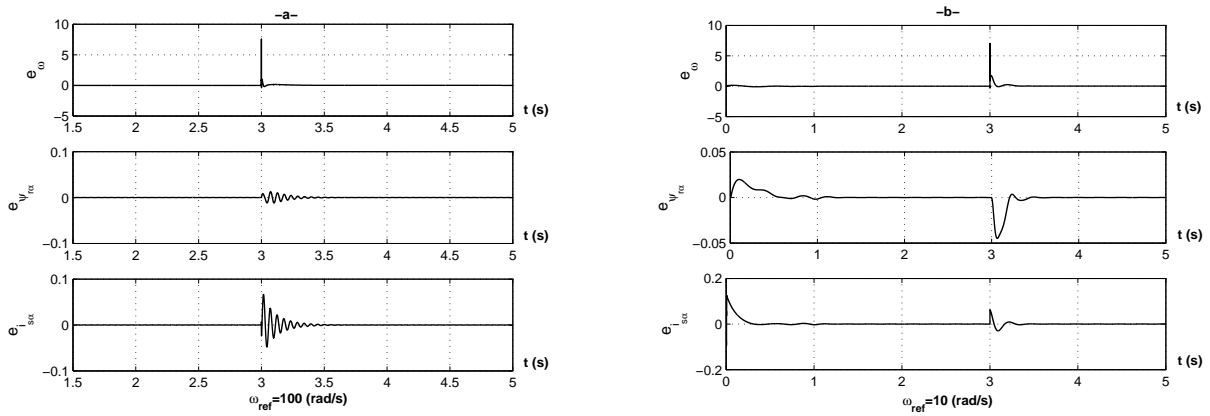


FIG. 4.15 – Estimation simultanée de ω et R_s : variation de la résistance statorique de R_s à $1.5R_s$ à $t = 3s$

FIG. 4.16 – L'erreur lors de l'estimation simultanée de ω et R_s

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a montré que le flux rotorique peut être reconstruit en utilisant le modèle de la machine à l'aide des estimateurs en boucle ouverte ou des observateurs adaptatifs. Dans ce cas la vitesse est adaptée au travers d'une loi d'adaptation. Les résultats obtenus par simulation montrent des zones d'instabilités dans lesquelles les variables estimées ne convergent pas vers les variables réelles. On a conclu que le système est inobservable et donc instable pour les faibles vitesses en régime générateur spécialement pour $\omega_s = 0$. On a aussi montré que les paramètres résistifs influent considérablement sur la commande ainsi que sur la stabilité de l'observateur. Ils doivent être adaptés au niveau des algorithmes de commande et d'observation.

Le chapitre suivant concerne l'étude et la détermination de ces zones d'instabilité lors de l'estimation de la vitesse de rotation seule, lors de l'estimation de la résistance statorique seule, puis lors de l'estimation simultanée de la vitesse de rotation et de la résistance statorique.

Chapitre 5

Analyse de stabilité

5.1 Introduction

Les observateurs adaptatifs présentés dans le chapitre précédent comportent des zones d'instabilité localisées dans les quadrants générateurs [HOF 98], [KUB 01], [MON 02]. De nombreux travaux ont traité la localisation de ces zones instables. En général, l'étude de la stabilité est effectuée après linéarisation :

- du modèle de l'observateur [KUB 02] ;
- du modèle de l'erreur d'observation [SUW 97], [RASH 03], [HINK 04].

L'outil d'analyse principal est le critère de Routh-Hurwitz appliqué à diverses fonctions de transfert :

$$H(s) = \frac{\delta e_\omega(s)}{\delta \omega(s)}$$

[RASH 03],

$$H'(s) = \frac{\delta e_{iq}(s)}{\delta e_\omega(s)}$$

[SUW 02].

avec $\delta e_\omega = \delta \omega - \delta \hat{\omega}$, $\delta e_{iq} = \delta i_{sq} - \delta \hat{i}_{sq}$. La notation δ représente les variations autour du point de fonctionnement.

L'établissement des fonctions de transfert nécessite de faire des hypothèses simplificatrices et n'est pas bien adapté au cas des systèmes multidimensionnels. Dans la suite, nous proposons une méthode d'analyse de stabilité permettant de conserver une écriture du modèle sous forme d'état [BENS 06], [BENS 07b]. Elle permet de localiser les zones d'instabilité dans le cas de l'estimation de la vitesse seule, puis dans le cas de l'estimation simultanée de la vitesse et de la résistance statorique. En outre, cette méthode permet de déterminer des expressions analytiques des zones de stabilité.

5.2 Analyse de la stabilité

On rappelle que le modèle du moteur à induction dans un référentiel tournant à la vitesse de synchronisme s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \underline{\psi}_r = -\left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{sl}\right) \underline{\psi}_r + \frac{L_m}{T_r} \dot{\underline{i}}_s \\ \frac{d}{dt} \dot{\underline{i}}_s = \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right) \underline{\psi}_r - (a + j\omega_s) \dot{\underline{i}}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \underline{u}_s \end{cases} \quad (5.1)$$

L'observateur d'ordre complet étendu permettant l'estimation de la vitesse rotorique et de la

résistance statorique avec $K_{P_\omega} = 0$ et $K_{p_{R_s}} = 0$ est défini par

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \widehat{\underline{\psi}}_r = -\left(\frac{1}{T_r} + j\widehat{\omega}_{sl}\right) \widehat{\underline{\psi}}_r + \frac{L_m}{T_r} \widehat{\underline{i}}_s + G_1(\underline{i}_s - \widehat{\underline{i}}_s) \\ \frac{d}{dt} \widehat{\underline{i}}_s = \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j\widehat{\omega}\right) \widehat{\underline{\psi}}_r - (\widehat{a} + j\widehat{\omega}_s) \widehat{\underline{i}}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \underline{u}_s + \\ G_2(\underline{i}_s - \widehat{\underline{i}}_s) \\ \frac{d}{dt} \widehat{\omega} = -K_{i_\omega} \Im\{\underline{e}_i \widehat{\underline{\Psi}}_r^*\} \\ \frac{d}{dt} \widehat{R}_s = -K_{i_{R_s}} \Re\{\underline{e}_i \widehat{\underline{i}}_s^*\} \end{array} \right. \quad (5.2)$$

Avec

$$\widehat{a} = \frac{1}{\sigma L_s} (\widehat{R}_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r)$$

Définissons : $e_\omega = \omega - \widehat{\omega}$, $e_{R_s} = R_s - \widehat{R}_s$. Donc $\widehat{a} = a - \frac{1}{\sigma L_s} e_{R_s}$

Dans les deux systèmes (5.1) et (5.2) les pulsations statorique sont les mêmes $\omega_s = \widehat{\omega}_s$ [HINK 04].

le modèle de l'observateur (5.2) devient

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \widehat{\underline{\psi}}_r = -\left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{sl}\right) \widehat{\underline{\psi}}_r + \frac{L_m}{T_r} \widehat{\underline{i}}_s - j e_\omega \widehat{\underline{\psi}}_r + G_1(\underline{i}_s - \widehat{\underline{i}}_s) \\ \frac{d}{dt} \widehat{\underline{i}}_s = \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right) \widehat{\underline{\psi}}_r - (a + j\omega_s) \widehat{\underline{i}}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \underline{u}_s + j \frac{L_m}{b} e_\omega \widehat{\underline{\psi}}_r + \frac{1}{\sigma L_s} e_{R_s} \widehat{\underline{i}}_s + \\ G_2(\underline{i}_s - \widehat{\underline{i}}_s) \\ \frac{d}{dt} \widehat{\omega} = -K_{i_\omega} \Im\{\underline{e}_i \widehat{\underline{\Psi}}_r^*\} \\ \frac{d}{dt} \widehat{R}_s = -K_{i_{R_s}} \Re\{\underline{e}_i \widehat{\underline{i}}_s^*\} \end{array} \right. \quad (5.3)$$

La loi d'adaptation de la vitesse et la loi d'adaptation de la résistance statorique sont obtenues en appliquant la théorie de Lyapunov en utilisant les hypothèses suivantes (chapitre 4)

$$\frac{d}{dt} \omega = 0 \quad (5.4)$$

$$\frac{d}{dt} R_s = 0 \quad (5.5)$$

$$\widehat{\underline{\psi}}_r \longrightarrow \underline{\psi}_r \quad (5.6)$$

Dans ces conditions, le modèle du moteur (5.1) devient

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \underline{\psi}_r = -\left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{sl}\right) \underline{\psi}_r + \frac{L_m}{T_r} \underline{i}_s \\ \frac{d}{dt} \underline{i}_s = \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega\right) \underline{\psi}_r - (a + j\omega_s) \underline{i}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \underline{u}_s \\ \frac{d}{dt} \omega = 0 \\ \frac{d}{dt} R_s = 0 \end{array} \right. \quad (5.7)$$

5.2.1 Modèles linéarisés

Linéarisons les systèmes (5.7) et (5.2) autour des points d'équilibre \underline{x}_o et $\widehat{\underline{x}}_o$. Les points d'équilibre sont définis par $\underline{x}_o = \left[\underline{\psi}_{ro} \quad \underline{i}_{so} \quad \omega_o \quad R_{so} \right]^T$, $\widehat{\underline{x}}_o = \left[\widehat{\underline{\psi}}_{ro} \quad \widehat{\underline{i}}_{so} \quad \widehat{\omega}_o \quad \widehat{R}_{so} \right]^T$.

Avec

$$\underline{x} = \underline{x}_o + \delta \underline{x} \quad \text{et} \quad \widehat{\underline{x}} = \widehat{\underline{x}}_o + \delta \widehat{\underline{x}}.$$

$$\text{Donc } \delta \underline{x} = \left[\delta \underline{\psi}_r \quad \delta \underline{i}_s \quad \delta \omega \quad \delta R_s \right]^T, \quad \text{et} \quad \delta \widehat{\underline{x}} = \left[\delta \widehat{\underline{\psi}}_r \quad \delta \widehat{\underline{i}}_s \quad \delta \widehat{\omega} \quad \delta \widehat{R}_s \right]^T.$$

Vue qu'on travail avec la commande à flux rotorique orienté, cela permet d'écrire : $\widehat{\psi}_{rqo} = 0$, d'où $\widehat{\psi}_{rd} = \widehat{\psi}_o + \delta \widehat{\psi}_{rd}$ et $\widehat{\psi}_{rq} = \delta \widehat{\psi}_{rq}$.

En ne conservant que les parties variables, on obtient les systèmes linéarisés (5.8) et (5.9)

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \delta \underline{\psi}_r = -\left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{slo}\right) \delta \underline{\psi}_r + \frac{L_m}{T_r} \delta \underline{i}_s - j\psi_o \delta \omega_{sl} \\ \frac{d}{dt} \delta \underline{i}_s = \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_o\right) \delta \underline{\psi}_r - (a_o + j\omega_{so}) \delta \underline{i}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \underline{u}_s - j \frac{L_m}{b} \psi_o \delta \omega - j \widehat{\underline{i}}_{so} \delta \omega_s \\ - \frac{1}{\sigma L_s} \delta R_s \underline{i}_{so} \\ \frac{d}{dt} \delta \omega = 0 \\ \frac{d}{dt} \delta R_s = 0 \end{array} \right. \quad (5.8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d}{dt} \delta \underline{\hat{\psi}}_r = -\left(\frac{1}{T_r} + j\hat{\omega}_{slo}\right) \delta \underline{\hat{\psi}}_r + \frac{L_m}{T_r} \delta \hat{\underline{i}}_s - j\hat{\psi}_o \delta \hat{\omega}_{sl} \\
 \frac{d}{dt} \delta \hat{\underline{i}}_s = \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\omega}_o\right) \delta \underline{\hat{\psi}}_r - (\hat{a}_o + j\hat{\omega}_{so}) \delta \hat{\underline{i}}_s + \frac{1}{\sigma L_s} \delta \underline{u}_s - j \frac{L_m}{b} \hat{\psi}_o \delta \hat{\omega} - j \hat{\underline{i}}_{sdo} \delta \hat{\omega}_s \\
 - \frac{1}{\sigma L_s} \delta \hat{R}_s \hat{\underline{i}}_{sdo} \\
 \frac{d}{dt} \delta \hat{\omega} = -K_{i\omega} \left[-\left(i_{sdo} - \hat{i}_{sdo}\right) \delta \underline{\hat{\psi}}_{rq} + \left(i_{sqo} - \hat{i}_{sqo}\right) \delta \underline{\hat{\psi}}_{rd} + \hat{\psi}_o \left(\delta i_{sq} - \delta \hat{i}_{sq}\right) \right] \\
 \frac{d}{dt} \delta \hat{R}_s = -K_{iR_s} \left[\left(\delta i_{sd} - \delta \hat{i}_{sd}\right) \hat{i}_{sdo} + \left(\delta i_{sq} - \delta \hat{i}_{sq}\right) \hat{i}_{sqo} + \left(i_{sd} - \hat{i}_{sd}\right) \delta \hat{i}_{sd} + \left(i_{sq} - \hat{i}_{sq}\right) \delta \hat{i}_{sq} \right]
 \end{array} \right. \quad (5.9)$$

5.2.2 Matrice d'état de l'erreur d'observation

L'étude de la stabilité est effectuée sur le système décrivant l'erreur entre valeurs réelles et valeurs estimées. Pour cela on soustrait le système (5.9) au système (5.8). Un nouveau vecteur d'état est obtenu, il est défini par $\delta e = \left[\delta e_{\psi} \quad \delta e_i \quad \delta e_{\omega} \quad \delta e_{R_s} \right]^T$ (Annexe C)

Le système décrivant l'erreur d'estimation est donné par

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d}{dt} \delta e_{\psi} = -\left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{sio}\right) \delta e_{\psi} + \frac{L_m}{T_r} \delta e_i - j e_{\psi_o} \delta \omega_{sl} + j e_{\omega_o} \delta \hat{\underline{\psi}}_r + j \hat{\psi}_o \delta e_{\omega} \\
 \frac{d}{dt} \delta e_i = \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_o\right) \delta e_{\psi} - (a_o + j\omega_{so}) \delta e_i - j \frac{L_m}{b} e_{\psi_o} \delta \omega - j \frac{L_m}{b} e_{\omega_o} \delta \hat{\underline{\psi}}_r \\
 - j e_{io} \delta \omega_s - j \frac{L_m}{b} \hat{\psi}_o \delta e_{\omega} - \frac{1}{\sigma L_s} \delta e_{R_s} \hat{\underline{i}}_o - \frac{1}{\sigma L_s} e_{R_s} \delta \hat{\underline{i}}_s - \frac{\delta R_s}{\sigma L_s} e_{\hat{\underline{i}}_o} \\
 \frac{d}{dt} \delta e_{\omega} = K_{i\omega} \left(-e_{ido} \delta \hat{\underline{\psi}}_{rq} + e_{iqo} \delta \hat{\underline{\psi}}_{rd} + \hat{\psi}_o \delta e_{iq} \right) \\
 \frac{d}{dt} \delta e_{R_s} = K_{iR_s} \left(\delta e_{id} \hat{I}_{sdo} + \delta e_{iq} \hat{I}_{sqo} + e_{id} \delta \hat{I}_{sd} + e_{iq} \delta \hat{I}_{sq} \right)
 \end{array} \right. \quad (5.10)$$

En séparant les états suivant les axes $\{d, q\}$, on obtient

$$\delta \underline{e} = \left[\delta e_{\psi_d} \quad \delta e_{\psi_q} \quad \delta e_{i_d} \quad \delta e_{i_q} \quad \delta e_{\omega} \quad \delta e_{R_s} \right]^T.$$

Le système linéarisé devient

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d}{dt} \delta e = A_o \delta e \\
 \delta y = C_o \delta e
 \end{array} \right. \quad (5.11)$$

avec :

$$A_o = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{slo} & \frac{L_m}{T_r} & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_{slo} & -\frac{1}{T_r} & 0 & \frac{L_m}{T_r} & \hat{\psi}_o & 0 \\ \frac{L_m}{bT_r} & \frac{L_m}{b}\omega_o & -a_o & \omega_{so} & 0 & -\frac{1}{\sigma L_s}\hat{I}_{sdo} \\ -\frac{L_m}{b}\omega_o & \frac{L_m}{bT_r} & -\omega_{so} & -a_o & -\frac{L_m}{b}\hat{\psi}_o & -\frac{1}{\sigma L_s}\hat{I}_{sqo} \\ 0 & 0 & 0 & K_{i\omega}\hat{\psi}_o & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{iR_s}\hat{I}_{sdo} & K_{iR_s}\hat{I}_{sqo} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

5.2.3 Critère de stabilité lors de l'estimation de la vitesse

Lors de l'estimation de la vitesse rotorique seule, la matrice d'état (5.12) devient

$$A_o = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{slo} & \frac{L_m}{T_r} & 0 & 0 \\ -\omega_{slo} & -\frac{1}{T_r} & 0 & \frac{L_m}{T_r} & \hat{\psi}_o \\ \frac{L_m}{bT_r} & \frac{L_m}{b}\omega_o & -a_o & \omega_{so} & 0 \\ -\frac{L_m}{b}\omega_o & \frac{L_m}{bT_r} & -\omega_{so} & -a_o & -\frac{L_m}{b}\hat{\psi}_o \\ 0 & 0 & 0 & K_{i\omega}\hat{\psi}_o & 0 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Pour étudier la stabilité du système, on étudie les valeurs propres de la matrice A_o . Le système est stable si les cinq valeurs propres sont à parties réelles négatives. Une conséquence est que si le déterminant de A_o est positif, le système est instable. L'étude du signe du déterminant nous donne une bonne indication sur le domaine d'instabilité. Pour cela on va utiliser la propriété suivante [MAL 01] :

$$\det(A_o) = \prod_{i=1}^5 \lambda_i \quad (5.14)$$

Avec $\lambda_{i=1}^5$ les valeurs propres de la matrice A_o . Par conséquent, une condition d'instabilité est

$$\det(A_o) > 0 \quad (5.15)$$

La condition inverse, $\det(A_o) < 0$ ne peut pas être utilisée comme condition de stabilité. En effet dans certains cas deux valeurs propres peuvent changer de signe simultanément. Donc, on peut avoir un déterminant négatif alors que le système est instable [BENS 07b]. Pour valider le critère proposé, on trace pour les différentes valeurs propres les lieux des pôles ou la condition $\Re(\lambda_{i=1}^5) > 0$ est vérifiée (figure (5.1)).

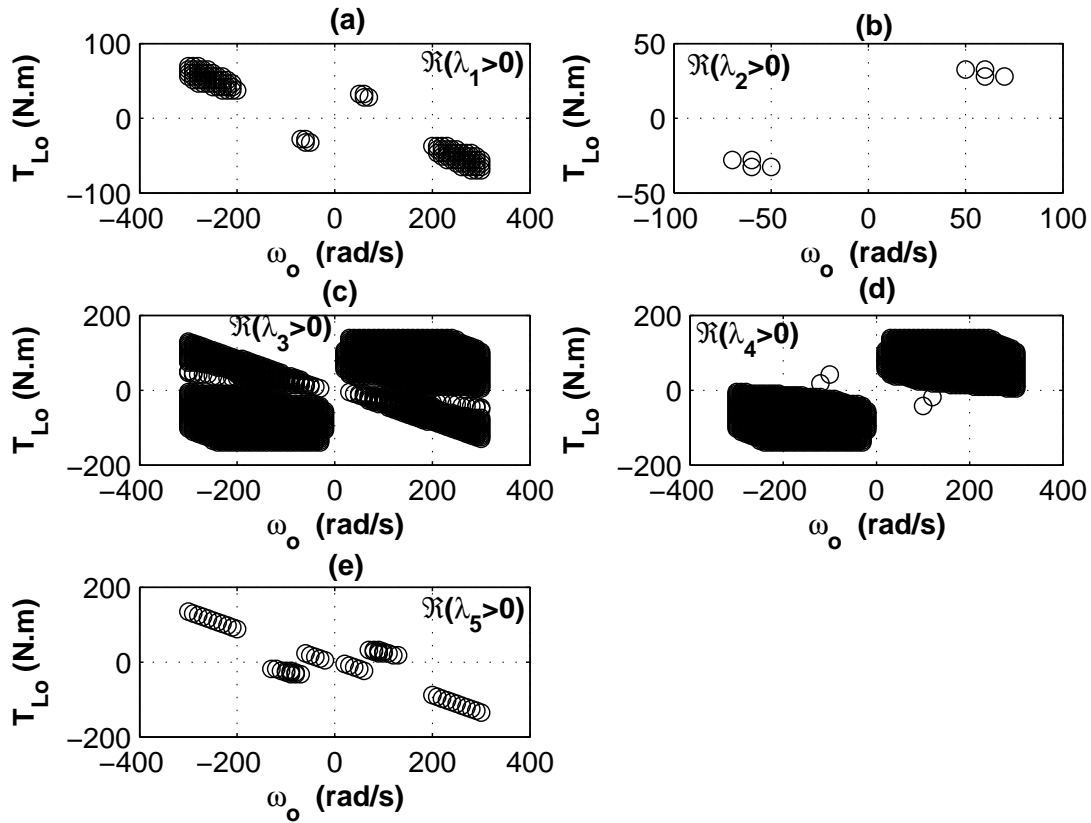


FIG. 5.1 – Estimation de la vitesse : Régions d’instabilité obtenues par l’analyse du signe de la partie réelle des V.P.s. (a) : δe_{ψ_d} , (b) : δe_{ψ_q} , (c) : δe_{i_d} , (d) : δe_{i_q} , (e) : δe_{ω} . $K_{i_{\omega}} = 3000$, $K_{p_{\omega}} = 0$

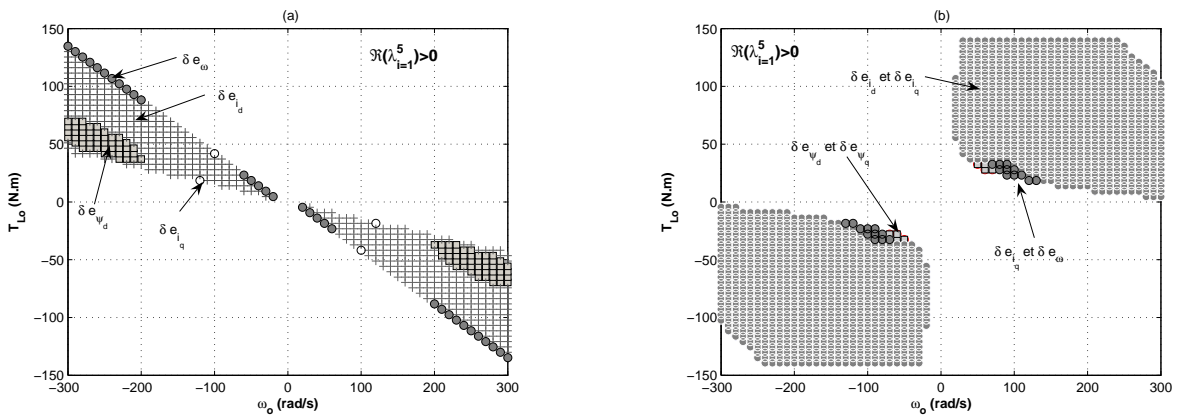


FIG. 5.2 – Estimation de la vitesse : Régions d’instabilité. $K_{i_{\omega}} = 3000$, $K_{p_{\omega}} = 0$
 (a) : quadrants générateur, (b) : quadrants moteur.

En régime moteur (Figure 5.2b), on constate que deux valeurs propres change de signe en

même temps. Ce qui n'est pas le cas en régime générateur (Figure 5.2a). Par conséquent, la condition de stabilité $\det(A_o) < 0$ ne peut être utilisée qu'en régime générateur.

Dans ce cas les limites de stabilité peuvent être obtenues en calculant $\det(A_o) = 0$. En utilisant mapple/Matlab, on trouve

$$\det(A_o) = -\frac{K_{i\omega}\widehat{\psi}_o^2 L_m}{b^2 T_r}(\omega_o + \omega_{slo})(abT_r\omega_{slo} + b\omega_{so} + L_m^2\omega_o). \quad (5.16)$$

Les solutions de l'équation $\det(A_o) = 0$ sont :

$$\omega_{so} = 0 \quad (5.17a)$$

$$\omega_{so} = \omega_o \frac{1}{(1 + \frac{T_s}{T_r})} \quad (5.17b)$$

Pour un gain d'observation $G = 0$, l'estimateur de vitesse est instable en mode générateur. L'intervalle des fréquences statoriques instables est défini par :

$$\omega_{so} \in \left[0 \quad \omega_o \frac{1}{(1 + \frac{T_s}{T_r})} \right] \quad (5.18)$$

Notant que le domaine d'instabilité donné par (5.18) est identique à celui obtenu [RASH 03] et [SUW 02] en utilisant les fonctions de transfert et en appliquant le critère de Routh-Hurwitz.

La condition de stabilité peut être exprimée dans le plan couple-vitesse. Considérons dans ce cas l'équation mécanique

$$\frac{d}{dt}\omega = p^2 \frac{L_m}{JL_r} \Im(\underline{i}_s \underline{\psi}_r^*) - p \frac{T_L}{J} \quad (5.19)$$

Dans la commande à flux orienté on a $\widehat{\psi}_{r qo} = \psi_{r qo} = 0$, on obtient

$$0 = p \frac{L_m}{L_r} \widehat{\psi}_o i_{sqo} - T_{Lo} \quad (5.20)$$

Donc

$$i_{sqo} = \frac{L_r}{pL_m \widehat{\psi}_o} T_{Lo} \quad (5.21)$$

Dans les mêmes conditions, on trouve

$$\omega_{slo} = \frac{L_m}{T_r \widehat{\psi}_o} i_{sqo} \quad (5.22)$$

Finalement, en utilisant $\omega_{so} = \omega_{slo} + \omega_o$, on obtient les limites des zones d'instabilité exprimées

dans le plan couple-vitesse

$$T_{Lo} = \frac{-p\hat{\psi}_o^2}{R_r} \omega_o \quad (5.23a)$$

$$T_{Lo} = \frac{-p\hat{\psi}_o^2}{R_r} \left(\frac{1}{1 + \frac{T_r}{T_s}} \right) \omega_o \quad (5.23b)$$

Les relations (5.23a) et (5.23b) représentent deux droites (D_1) et (D_2) qui délimitent deux zones d'instabilité en régime générateur (figure 5.3). Il faut noter que (D_1) représente la droite d'inobservabilité définie au chapitre (4).

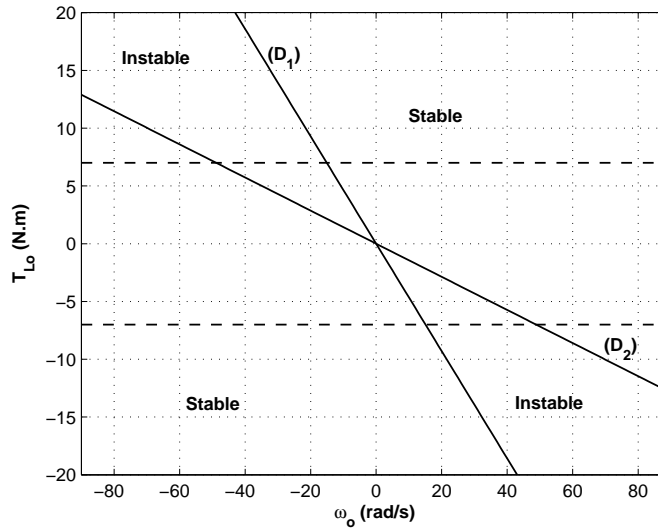


FIG. 5.3 – Région d'instabilité dans le plan couple-vitesse

On constate que les zones instables obtenues par la méthode du déterminant (Figure 5.3) sont les mêmes que celles obtenues en régime générateur par l'analyse du signe de la partie réelle des valeurs propres (Figure 5.2a). On peut conclure que l'application du critère du déterminant ne permet pas de trouver les zones d'instabilité en régime moteur.

Ces résultats sont valables uniquement dans le cas où on ne considère que le gain d'intégration $K_{i\omega}$ dans la loi d'adaptation de la vitesse. Généralement, pour améliorer les performances et pour éviter les problèmes de l'utilisation d'une intégration pure, on doit rajouter le gain proportionnel $K_{p\omega}$. Dans ce cas la loi d'adaptation de la vitesse sera donnée par

$$\hat{\omega} = -K_{p\omega} \mathfrak{F}\{\underline{e}_i \hat{\Psi}_r^*\} - K_{i\omega} \int \mathfrak{F}\{\underline{e}_i \hat{\Psi}_r^*\} \quad (5.24)$$

Par conséquent, la matrice d'état du système linéarisé sera donnée par

$$A_o = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{slo} & \frac{L_m}{T_r} & 0 & 0 \\ -\omega_{slo} & -\frac{1}{T_r} & 0 & \frac{L_m}{T_r} & \hat{\psi}_o \\ \frac{L_m}{bT_r} & \frac{L_m}{b}\omega_o & -a_o & \omega_{so} & 0 \\ -\frac{L_m}{b}\omega_o & \frac{L_m}{bT_r} & -\omega_{so} & -a_o & -\frac{L_m}{b}\hat{\psi}_o \\ -\frac{K_{p\omega}L_m}{b}\omega_o\hat{\psi}_o & \frac{K_{p\omega}L_m}{bT_r}\hat{\psi}_o & -K_{p\omega}\omega_{so}\hat{\psi}_o & (K_{i\omega} - aK_{p\omega})\hat{\psi}_o & -\frac{K_{p\omega}L_m}{b}\hat{\psi}_o^2 \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Pour le système défini par la matrice (5.25), les lieux des pôles instables sont représentés sur la figure (5.4) pour $(K_{i\omega} = 3000, K_{p\omega} = 300)$ et $(K_{i\omega} = 3000, K_{p\omega} = 50)$. Les résultats obtenus montre que le choix du gain $K_{p\omega}$ influe sur la configuration des zones instables. On constate que ces zones disparaissent en régime moteur. En effet pour $K_{p\omega} = 300$ une autre zone instable apparaît en régime générateur pour des charges très grandes. ces zones peuvent être négligées vue que le moteur ne peut pas travailler avec de telles charges. Pour $K_{p\omega} = 50$, cette zone disparaît et on retrouve les zones définies par les droites (D_1) et (D_2) (Figure 5.5).

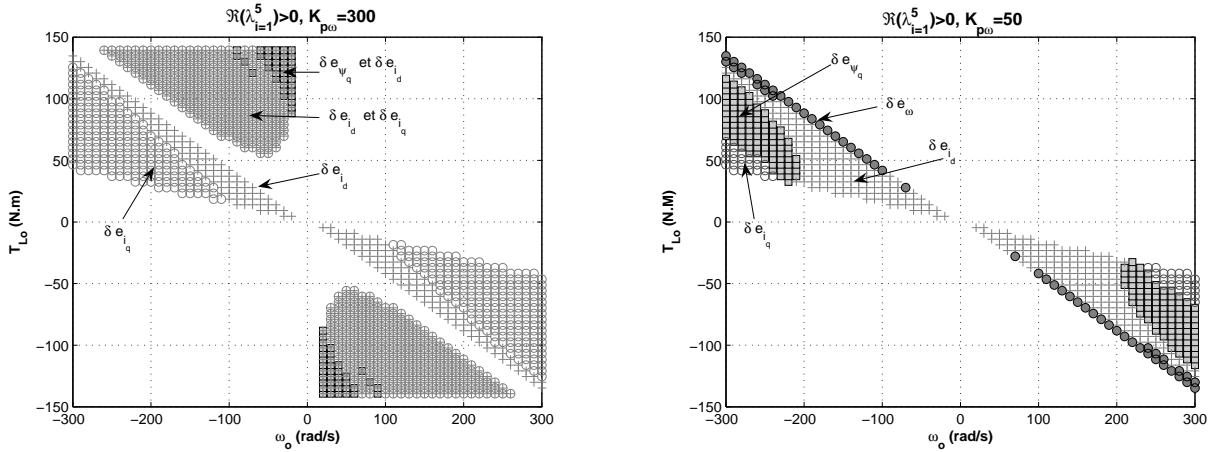


FIG. 5.4 – Estimation de la vitesse : Régions d'instabilité pour différents $K_{p\omega}$

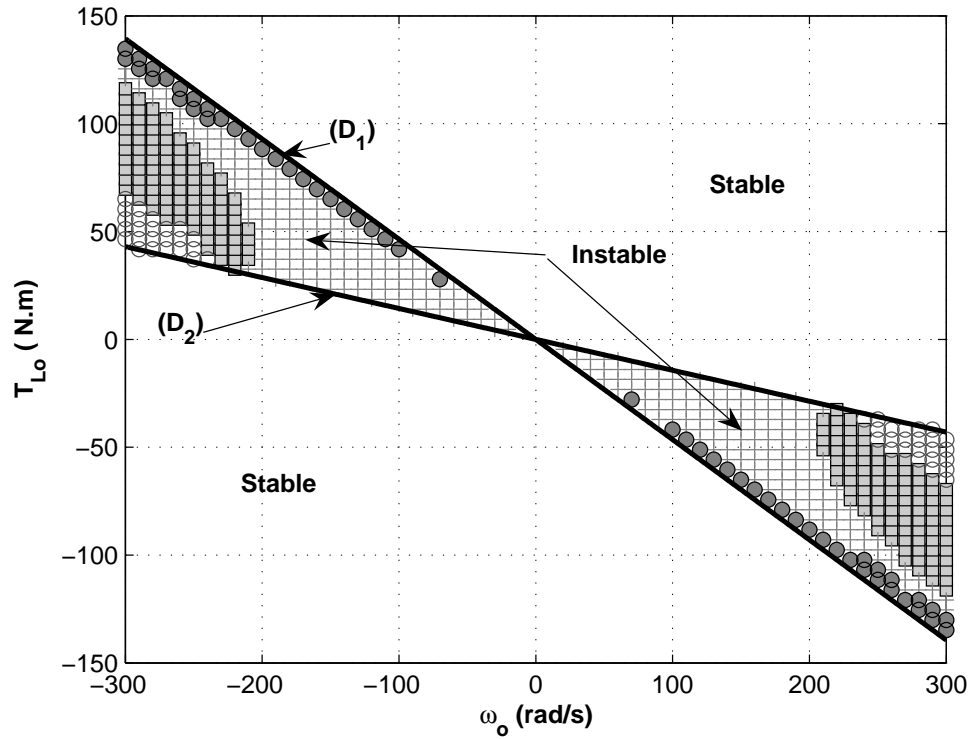


FIG. 5.5 – Zones instables en régime générateur

Pour confirmer les résultats obtenus, plusieurs simulations ont été effectuées. Les figures (5.6a, b) représentent les résultats obtenus lors du passage de la pulsation rotorique d'une zone stable à un zone stable et d'une zone stable à un zone instable respectivement.

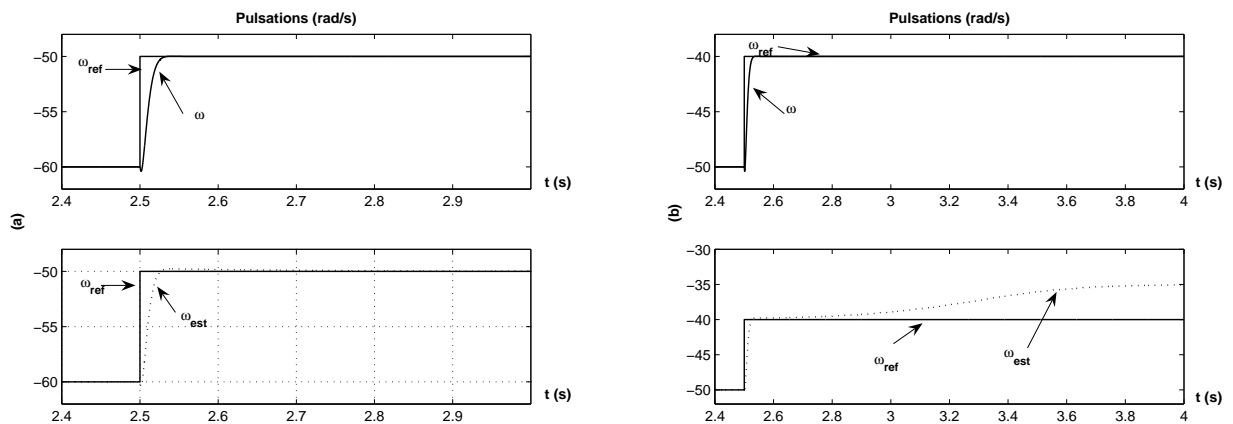


FIG. 5.6 – Simulation en mode générateur (quadrant II). a) : transition d'une zone stable à une zone stable, la pulsation passe de $\omega_o = -60 \text{ rad/s}$ à $\omega_o = -50 \text{ rad/s}$. b) : transition d'une zone stable à une zone instable, ω_o passe de $\omega_o = -50 \text{ rad/s}$ à $\omega_o = -40 \text{ rad/s}$, avec $T_{Lo} = 7 \text{ N.m}$. $K_{i\omega} = 3000$, $K_{p\omega} = 300$.

Pour les deux modes de fonctionnement, régime moteur et régime générateur, on a effectué les simulations lors de l'inversion du sens de rotation (figure 5.7).

On constate que les deux points de fonctionnement ($\omega_o = -20\text{rad/s}, T_{Lo} = +7\text{N.m}$) représenté sur la figure (5.7.c) et ($\omega_o = 20\text{rad/s}, T_{Lo} = -7\text{N.m}$) représenté sur la figure (5.7.d), sont dans la zone instable (figure 5.3).

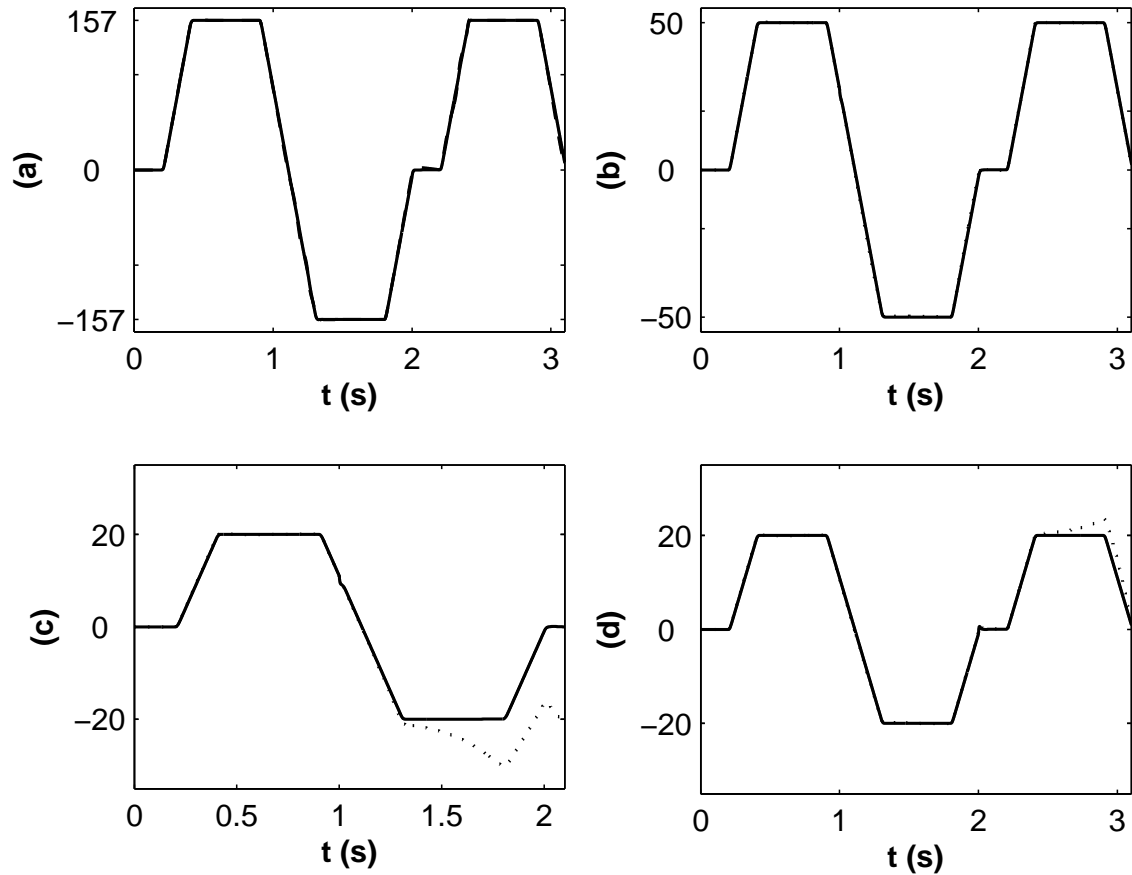


FIG. 5.7 – Inversion du sens de rotation avec couple nominal : $T_{Lo} = +7\text{N.m}$ pour (a), (b), (c) et $T_{Lo} = -7\text{N.m}$ pour (d). $\omega_{est}(\text{rad/s})$ (solid line), $\omega(\text{rad/s})$ (dashed line).

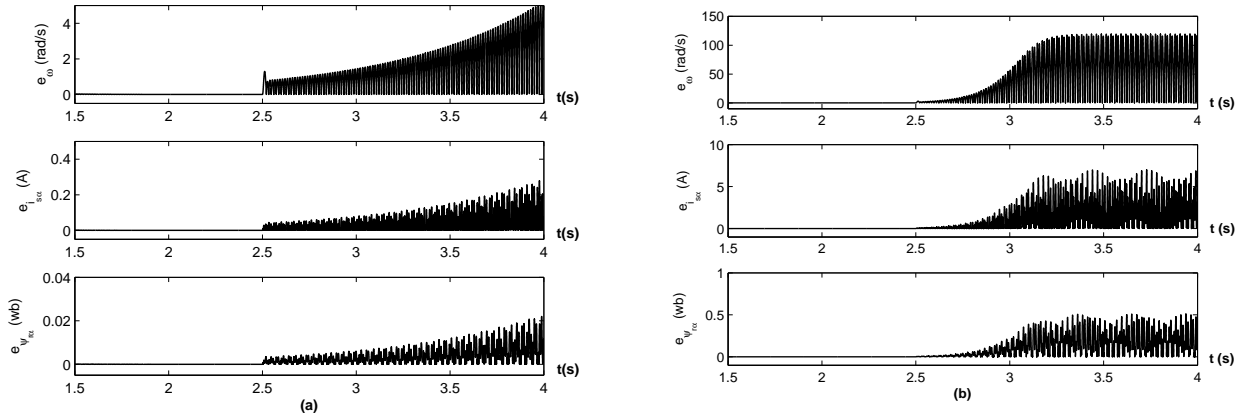


FIG. 5.8 – Simulation en mode moteur (quadrant I). $K_{i\omega} = 3000, K_{p\omega} = 0$. a) : $\Omega_o = 157(\text{rad/s})$, le couple de charge passe de $T_{Lo} = 1\text{N.m}$ à 7N.m . b) : $\Omega_o = 157\text{rad/s}$, le couple de charge passe de $T_{Lo} = 1\text{N.m}$ à $T_{Lo} = 14\text{N.m}$

Des zones instables peuvent exister en régime moteur. Pour valider ce résultat on a représenté sur les figures (5.8a, b) l'erreur entre valeurs estimées et réelles pour un fonctionnement en régime moteur avec $\omega_o = 314\text{rad/s}$, couple de charge qui passe de $T_{Lo} = 1\text{N.m}$ à $T_{Lo} = 7\text{N.m}$ à $t = 2.5\text{s}$ et $\omega_o = 314\text{rad/s}$, couple de charge qui passe de $T_{Lo} = 1\text{N.m}$ à $T_{Lo} = 14\text{N.m}$ respectivement. Notons que jusqu' à présent ce résultat n'était pas mentionné dans les autres travaux.

5.2.4 Stabilité lors de l'estimation simultanée de la vitesse et de R_s

La matrice d'état lors de l'estimation simultanée de la vitesse rotorique et la résistance statorique es donnée par (5.12). Dans ce cas

$$\det(A_o) = \prod_{i=1}^6 \lambda_i \quad (5.26)$$

Pour que le système soit stable, il faut que les six valeurs propres de la matrice d'état soient à parties réelles négatives. La figure (5.9) montre les lieux des pôles où la condition $\Re(\lambda_{i=1}^6) > 0$ est vérifiée.

D'après les résultats obtenus, on constate qu'il existe deux zones instables. La première en régime générateur (figure 5.10(a)), et la deuxième en régime moteur (figure 5.10(b)).

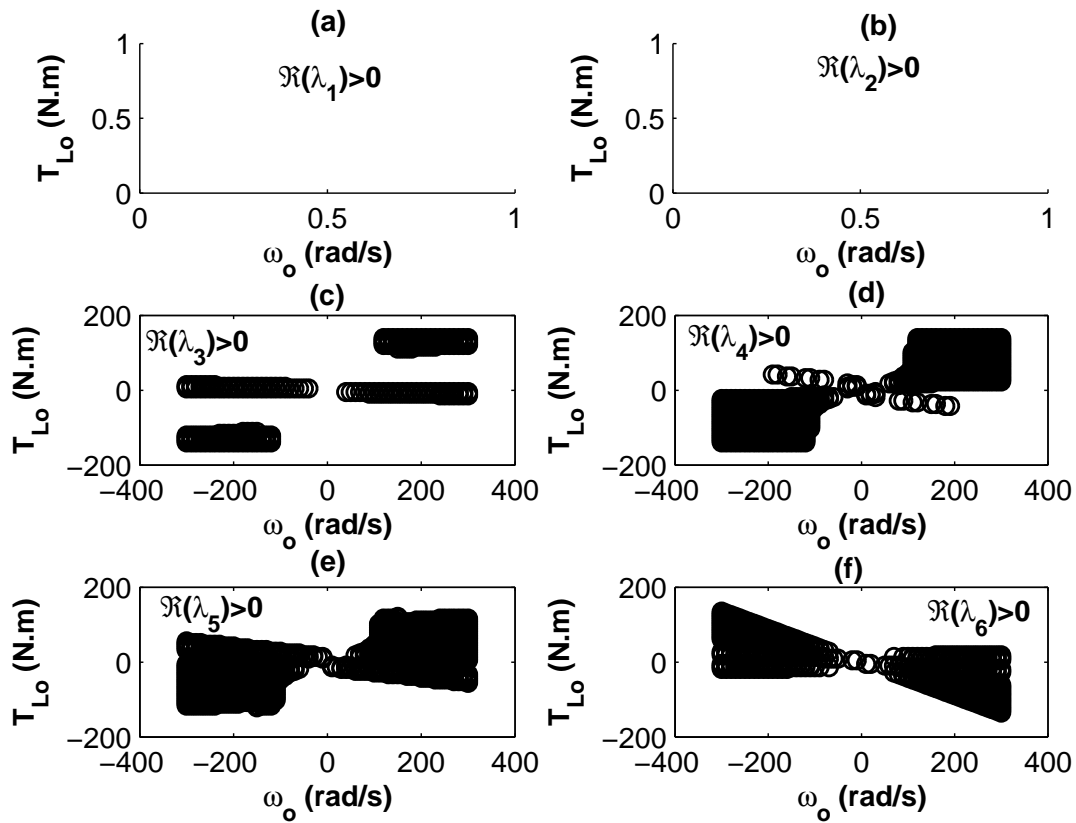


FIG. 5.9 – Régions d'instabilité obtenues par l'analyse du signe de la partie réelle des V.P.s. a) : δe_{ψ_d} , b) : δe_{ψ_q} , c) : δe_{i_d} , d) : δe_{i_q} , e) : δe_{ω} , f) : δe_{R_s} . $K_{i\omega} = 3000$, $K_{p\omega} = 0$, $K_{iR_s} = 300$, $K_{pR_s} = 0$

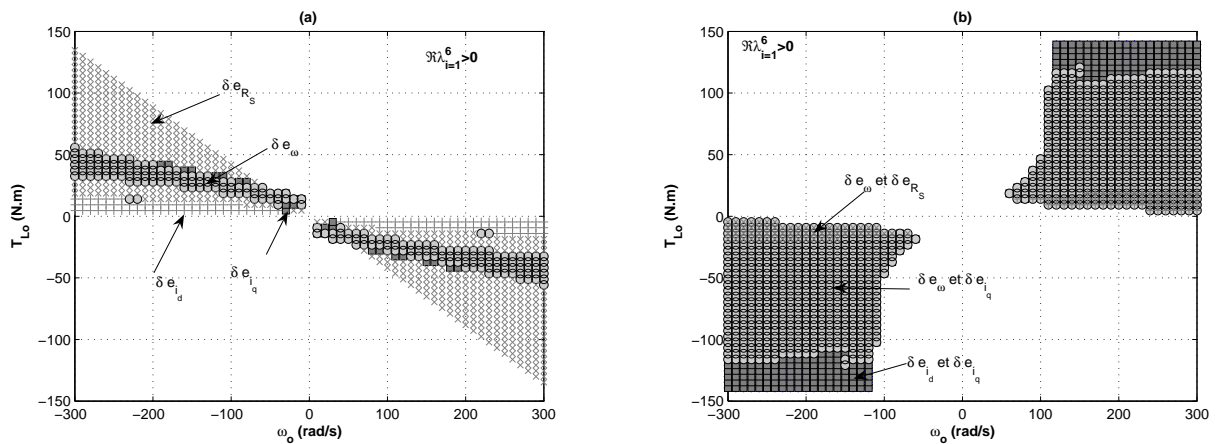


FIG. 5.10 – Estimation de ω et R_s . Régions d'instabilité, a) : régime générateur, b) : régime moteur. $K_{i\omega} = 3000$, $K_{p\omega} = 0$, $K_{iR_s} = 300$, $K_{pR_s} = 0$.

En régime moteur, deux valeurs propres changent de signe en même temps. Donc l'utilisation de la méthode du déterminant est limitée au régime générateur seulement. Pour trouver l'expression analytique, dans le plan couple vitesse des zones instables on calcule le déterminant de la matrice (5.12). Il est donné par

$$\det(A_o) = \frac{2K_{i\omega} K_{iRs} \widehat{\psi}_o^4}{b\sigma L_s L_m} \omega_{slo} (\omega_{slo} + \omega_o) \quad (5.27)$$

La condition $\det(A_o) = 0$ donne

$$\omega_{slo} + \omega_o = 0 \quad (5.28a)$$

$$\omega_{slo} = 0 \quad (5.28b)$$

Les zones instables sont définies par l'intervalle $\omega_{so} \in [0 \quad \omega_o]$. Dans le plan couple/vitesse les équations (5.28a) et (5.28b) sont définies par

$$T_{Lo} = \frac{-p\widehat{\psi}_o^2}{R_r} \omega_o \quad (5.29a)$$

$$T_{Lo} = 0 \quad (5.29b)$$

Les équations (5.29a), (5.29b) représentent deux droites (D_1) et (D_2) (figure 5.11). Les zones trouvées par la méthode du déterminant coïncident avec celles trouvées par l'analyse du signe de la partie réelle des V.Ps en régime générateur (figure 5.10a).

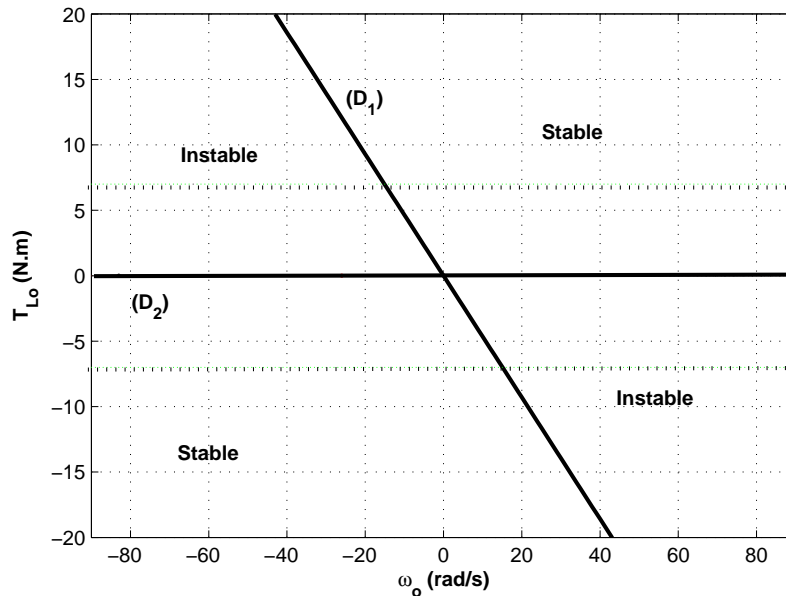


FIG. 5.11 – Zones instables en régime générateur (méthode du déterminant)

En régime moteur, des simulations sont effectuées lors de la transition de la vitesse d'une zone stable à une zone stable. La pulsation rotorique passe de $\omega_o = 20\text{rad/s}$ à $\omega_o = 5\text{rad/s}$ avec application d'un couple de charge à $t = 3\text{s}$ (figure 5.12). On constate que l'erreur tend vers zéro.

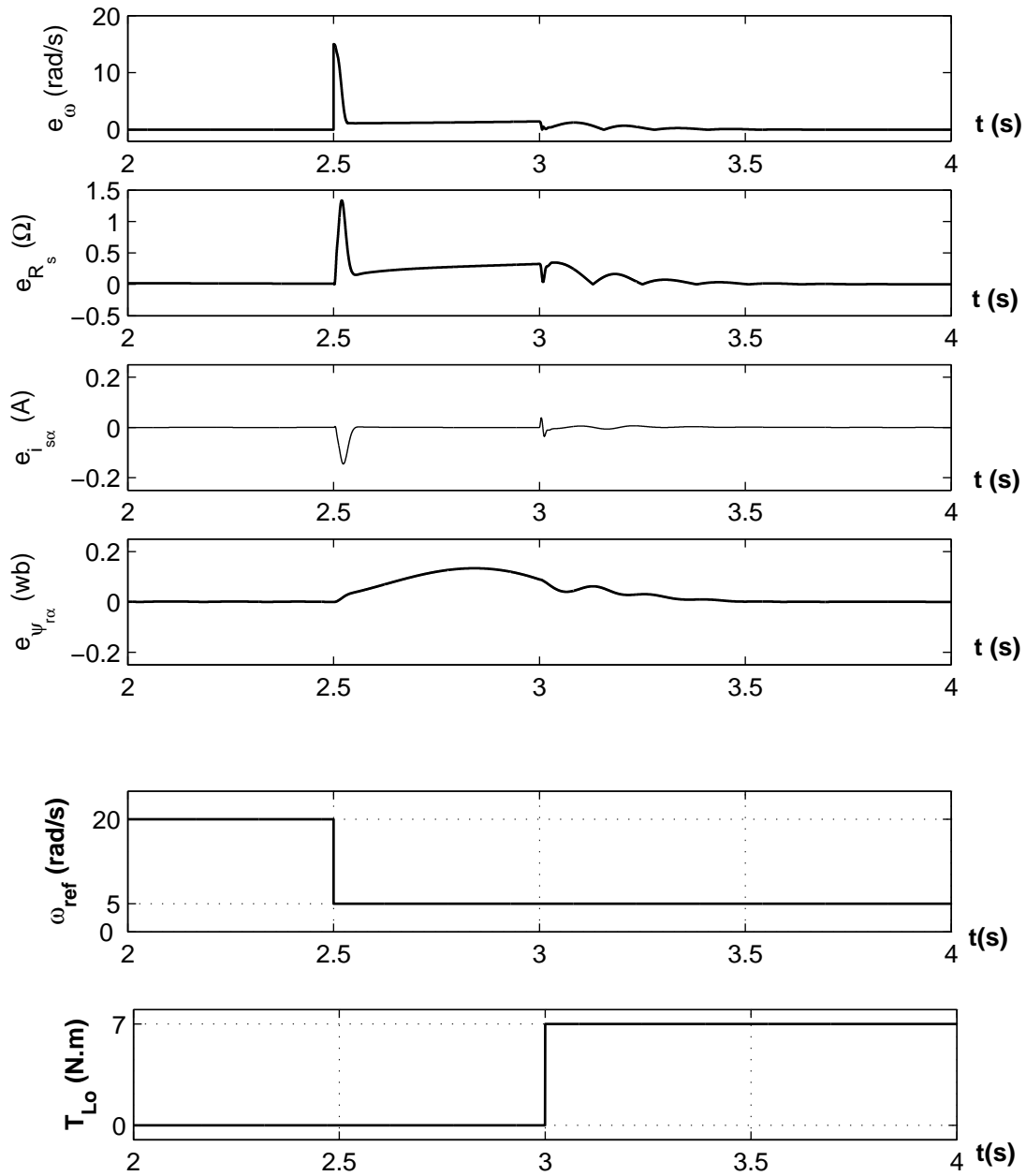


FIG. 5.12 – Régime moteur : Transition d'une zone stable à une zone stable. La pulsation passe de $\omega_o = 20\text{rad/s}$ à $\omega_o = 5\text{rad/s}$, avec $T_{Lo} = 7\text{N.m}$, $K_{i_{\omega}} = 3000$, $K_{p_{\omega}} = 0$, $K_{i_{R_s}} = 300$, $K_{p_{R_s}} = 0$

La figure (5.13), représente le fonctionnement dans la zone instable. La pulsation étant

$\omega_o = 314\text{rad/s}$, on applique un échelon de couple à $t = 2.5\text{s}$ qui passe de $T_{Lo} = 1\text{N.m}$ à $T_{Lo} = 10\text{N.m}$. On constate qu'il y'a une divergence entre valeurs réelles et estimées.

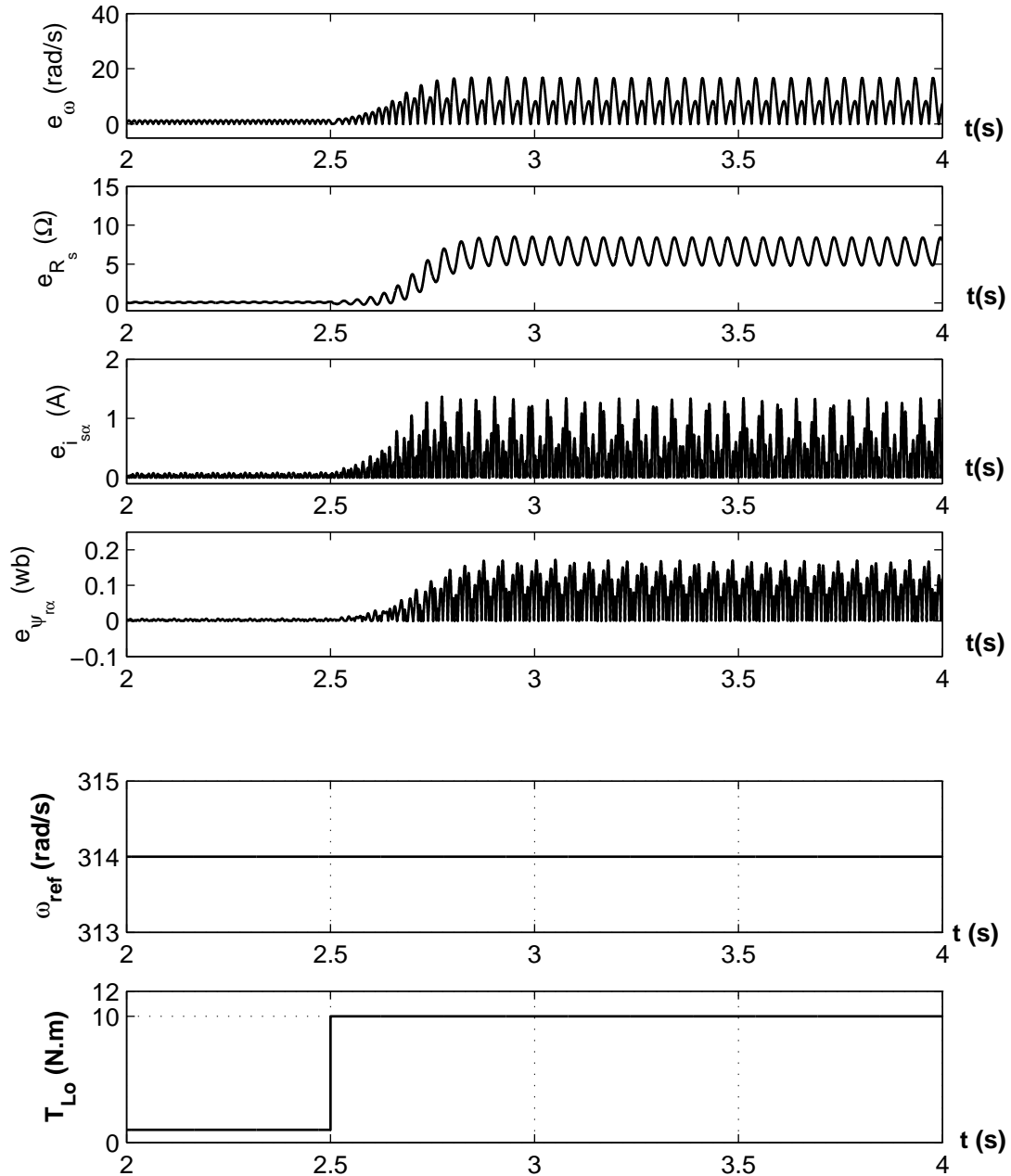


FIG. 5.13 – Régime moteur : Transition d'une zone stable à une zone instable. Fonctionnement à vitesse nominale $\Omega_o = 157\text{rad/s}$, le couple de charge passe de $T_{Lo} = 1$ à 10N.m , $K_{i_{\omega}} = 3000$, $K_{p_{\omega}} = 0$, $K_{i_{R_s}} = 300$, $K_{p_{R_s}} = 0$

La figure (5.14), montre les résultats obtenus pour une transition d'une zone stable à une zone instable en régime générateur. La pulsation rotorique ω_o passe de $\omega_o = 10\text{rad/s}$ à $\omega_o = -20\text{rad/s}$

à $t = 2.5s$. Le couple de charge $T_{Lo} = 7N.m$ est appliqué à $t = 3s$.

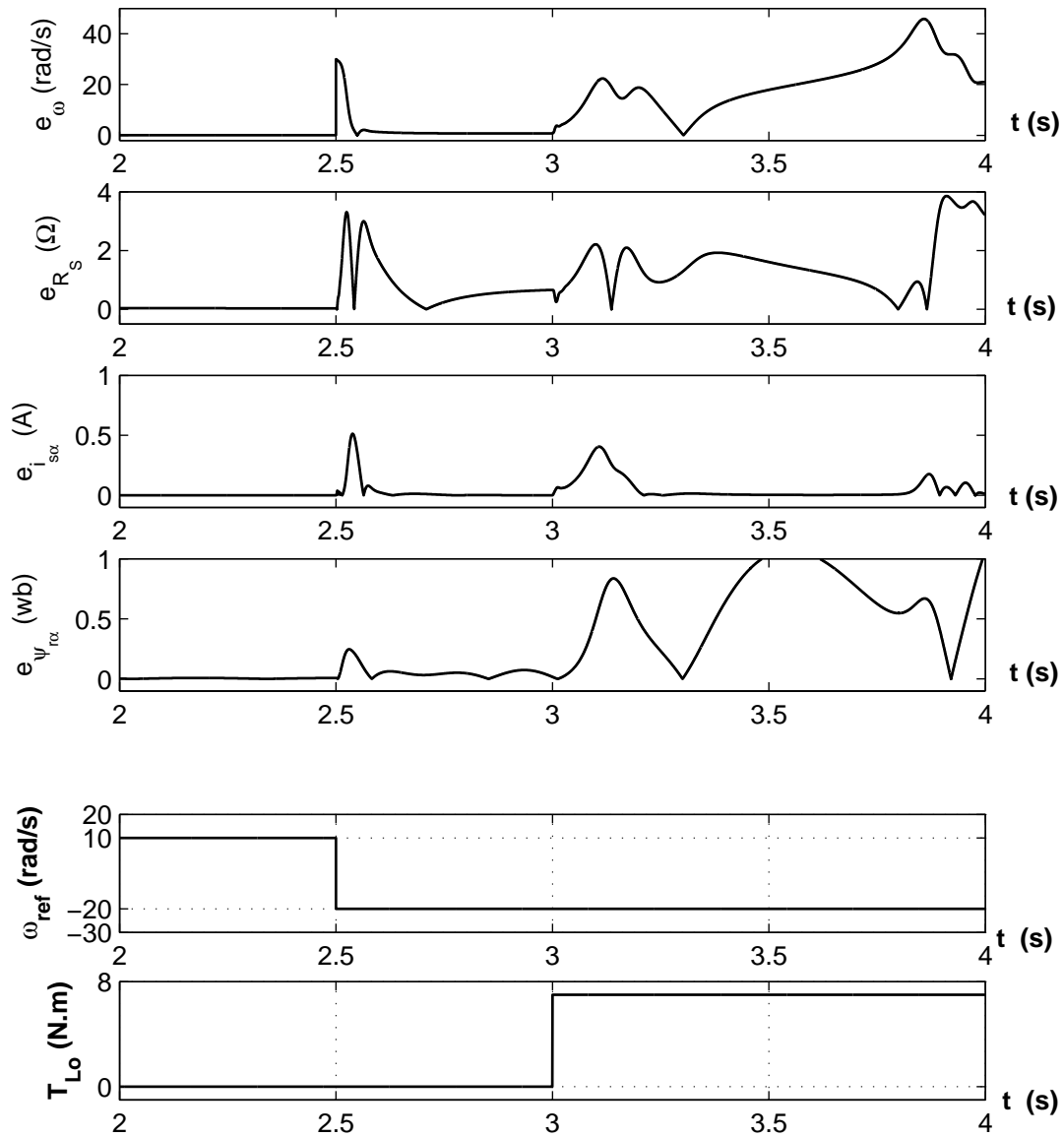


FIG. 5.14 – Régime générateur : Transition d'une zone stable à une zone instable. La pulsation passe de $\omega_o = 10rad/s$ à $\omega_o = -20rad/s$, $T_{Lo} = 7N.m$ à $t = 3s$, $K_{i\omega} = 3000$, $K_{p\omega} = 0$, $K_{iR_s} = 300$, $K_{pR_s} = 0$

Sur la figure (5.15), on a effectué une inversion de la vitesse de rotation avec un faible couple de charge $T_{Lo} = 1N.m$. On constate que le système est stable en régime moteur $0 < t < 4s$. Pour $t > 4s$ le moteur fonctionne en régime générateur, le système devient instable.

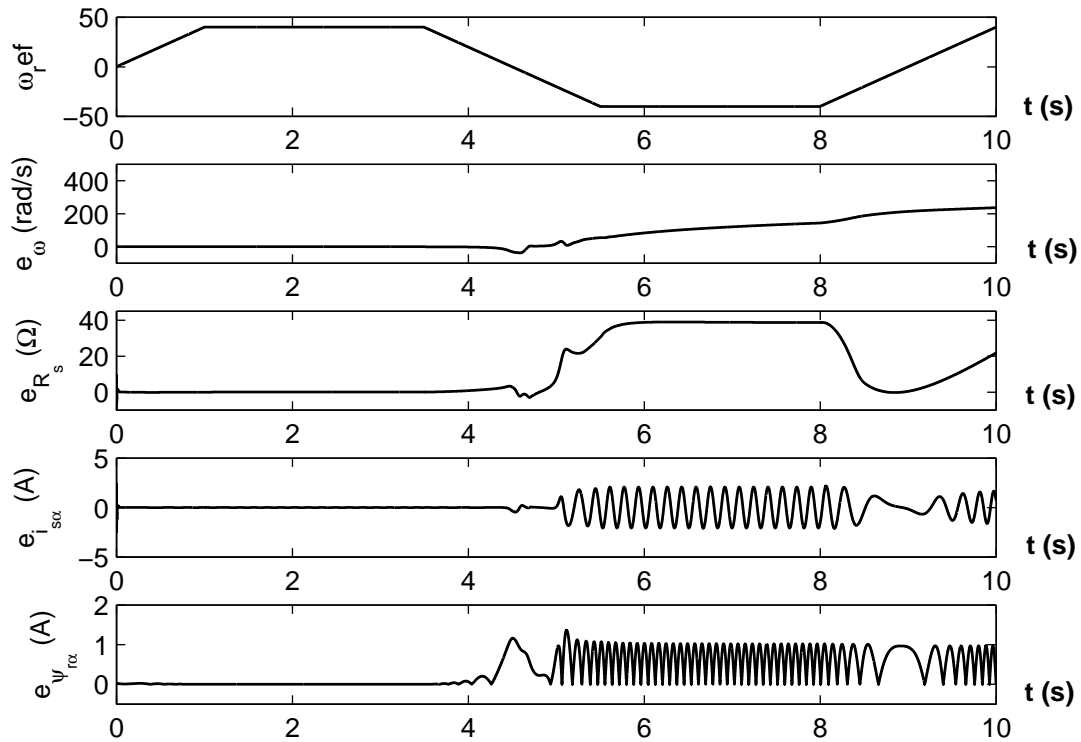


FIG. 5.15 – Inversion du sens de rotation. la pulsation passe de $\omega_o = 40\text{rad/s}$ à $\omega_o = -40\text{rad/s}$, $T_{Lo} = 1\text{N.m}$. $K_{i\omega} = 3000$, $K_{p\omega} = 0$, $K_{iRs} = 300$, $K_{pRs} = 0$

5.3 Conclusion

Dans ce chapitre on a montré que la détermination des zones d'instabilité peut être effectuée par la méthode du déterminant. On a effectué une analyse du signe de la partie réelle des valeurs propres pour valider le critère proposé. Les résultats obtenus montrent l'existence d'une zone instable en régime moteur que l'utilisation du critère du déterminant ne permet pas de retrouver. On a conclu que cette méthode ne peut être utilisée qu'en régime générateur. Dans le chapitre suivant on détermine le gain d'observation permettant de réduire la zone instable.

Chapitre 6

Synthèse de l'observateur

6.1 Introduction

L'analyse effectuée au chapitre 5 a montré qu'une classe d'observateurs adaptatifs utilisés pour estimer le flux rotorique, les courants statoriques, la vitesse et la résistance statorique de la machine asynchrone peuvent être instables. De ce fait, il existe plusieurs zones instables localisées dans les 4 quadrants de fonctionnement du moteur. Pour résoudre ce problème, plusieurs techniques visant à réduire ou à éliminer ces zones ont été développées durant la dernière décennie. Parmi les stratégies adoptées, on retiendra les synthèses basées sur :

- la loi d'adaptation de la vitesse [RASH03] ;
- le gain d'observation [KUB02],[SUW02] ;
- le gain d'observation et la loi d'adaptation de la vitesse [HINK04].

Dans ce chapitre, nous analysons quelques unes de ces solutions à l'aide du critère du déterminant afin de retrouver et de compléter quelques résultats connus. Ce même critère est ensuite utilisé pour calculer un gain d'observation, noté gain optimal, permettant de limiter la zone instable à une simple droite dans le plan couple-vitesse.

6.2 Synthèse de l'observateur lors de l'estimation de la vitesse

L'observateur d'ordre complet avec gain d'observation exprimé suivant les composantes $\{d, q\}$, est donné par

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{rd} = -\frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{rd} + \hat{\omega}_{sl} \hat{\psi}_{rq} + \frac{L_m}{T_r} \hat{i}_{sd} + g_1 e_{id} + g_2 e_{iq} \\ \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{rq} = -\frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{rq} + \hat{\omega}_{sl} \hat{\psi}_{rd} + \frac{L_m}{T_r} \hat{i}_{sq} + g_3 e_{id} + g_4 e_{iq} \\ \frac{d}{dt} \hat{i}_{sd} = \frac{L_m}{b} \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{rd} - \frac{L_m}{b} \hat{\omega} \hat{\psi}_{rq} - \hat{a} \hat{i}_{sd} + \hat{\omega}_s \hat{i}_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} + g_5 e_{id} + g_6 e_{iq} \\ \frac{d}{dt} \hat{i}_{sq} = \frac{L_m}{b} \frac{1}{T_r} \hat{\psi}_{rq} - \frac{L_m}{b} \hat{\omega} \hat{\psi}_{rd} - \hat{a} \hat{i}_{sq} - \hat{\omega}_s \hat{i}_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} + g_7 e_{id} + g_8 e_{iq} \\ \frac{d}{dt} \hat{\omega} = -K_{i_\omega} (\hat{\psi}_{rd} e_{iq} - \hat{\psi}_{rq} e_{id}) \end{array} \right. \quad (6.1)$$

Sachant que le gain de retour G de l'observateur est défini par

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 \\ g_3 & g_4 \\ g_5 & g_6 \\ g_7 & g_8 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 \\ G_2 \\ 0_{1 \times 2} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

6.2.1 Action sur la loi d'adaptation

Dans ce cas on procède par une modification de la loi d'adaptation de la vitesse pour réduire les zones instables.

6.2.1.1 Observateur de Rashed

Pour Rashed l'observateur est considéré en boucle ouverte ($G = 0$) [RASH 03]. Il propose une nouvelle loi d'adaptation donnée par

$$\hat{\omega} = -K_{i\omega} \int \Im \left\{ \underline{e}_i \hat{\underline{\psi}}_r' \right\} + k \Re \left\{ \underline{e}_i \hat{\underline{\psi}}_r' \right\} \quad (6.3)$$

En développant l'équation (6.3), on obtient

$$\hat{\omega} = -K_{i\omega} (e_{iq} \hat{\psi}_{rd} - e_{id} \hat{\psi}_{rq}) - k K_{i\omega} (e_{id} \hat{\psi}_{rd} + e_{iq} \hat{\psi}_{rq}) \quad (6.4)$$

Après linéarisation, on obtient

$$\frac{d}{dt} \delta \hat{\omega} = -K_{i\omega} (e_{iqo} \delta \hat{\psi}_{rd} + \hat{\psi}_o \delta e_{iq} - e_{ido} \delta \hat{\psi}_{rq}) - k K_{i\omega} (e_{ido} \delta \hat{\psi}_{rd} + \hat{\psi}_o \delta e_{id} + e_{iqo} \delta \hat{\psi}_{rq}) \quad (6.5)$$

La matrice d'état dans ce cas est donnée par

$$A_o = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{slo} & \frac{L_m}{T_r} & 0 & 0 \\ -\omega_{slo} & -\frac{1}{T_r} & 0 & \frac{L_m}{T_r} & \hat{\psi}_o \\ \frac{L_m}{b T_r} & \frac{L_m}{b} \omega_o & -a_o & \omega_{so} & 0 \\ -\frac{L_m}{b} \omega_o & \frac{L_m}{b T_r} & -\omega_{so} & -a_o & -\frac{L_m}{b} \hat{\psi}_o \\ 0 & 0 & k K_{i\omega} \hat{\psi}_o & K_{i\omega} \hat{\psi}_o & 0 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

La condition $\det(A_o) = 0$ donne

$$\omega_{so} = 0 \quad (6.7a)$$

$$-\omega_{so}(abT_r^2 + bT_r) + \omega_o(abT_r^2 - L_m T_r) - k(bT_r^2 \omega_{so}^2 - bT_r^2 \omega_{so} \omega_o + abT_r - L_m^2) = 0 \quad (6.7b)$$

On peut vérifier que pour $k = 0$ on obtient le résultat (5.17) donné au chapitre 5. Les auteurs proposent le gain $k = -T_r \omega_o$ permettant d'obtenir les limites de stabilité suivantes

$$\omega_{so} = 0 \quad (6.8a)$$

$$-\omega_{so} = \frac{(1 + aT_r)}{\omega_o^2 T_r} + \omega_o \quad (6.8b)$$

En exprimant ces conditions dans le plan couple vitesse on obtient

$$T_{Lo} = \frac{-p\hat{\psi}_o^2}{R_r} \omega_o \quad (6.9a)$$

$$T_{Lo} = \frac{p\hat{\psi}_o^2 R_r (1 + aT_r)}{L_r^2 \omega_o} \quad (6.9b)$$

La représentation des zones d'instabilité montre que le système devient stable en régime générateur sauf pour la droite d'inobservabilité. Par contre il y'a apparition de région instable en régime moteur (figure 6.1).

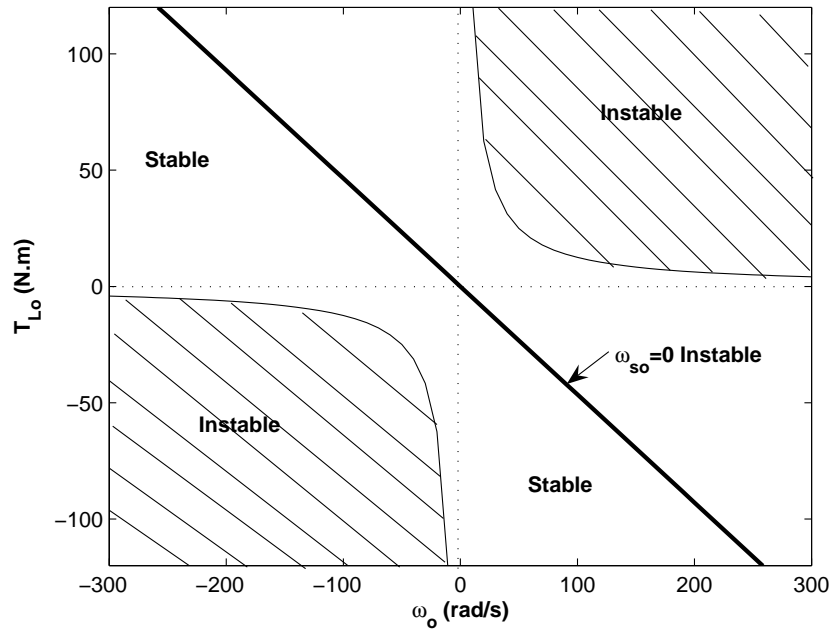


FIG. 6.1 – Région d'instabilité (observateur de Rashed)

Cette méthode permet de réduire la zone d'instabilité, mais le choix $k = -T_r\omega_o$ montre qu'on doit travailler avec la valeur réelle de la vitesse alors qu'on traite une commande sans capteur. La stabilité avec le gain $k = -T_r\hat{\omega}_o$ n'a pas été démontré, donc la stabilité n'est pas garantis.

6.2.2 Action sur le gain de retour

La réduction des zones instables est assurée par un choix adéquat des coefficients de la matrice de gain G .

6.2.2.1 Observateur de Kubota [KUB 02]

Kubota a choisit la matrice de gain définit par

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \\ g_5 & -g_6 \\ g_6 & g_5 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

Avec

$$\begin{aligned} g_1 &= (k^2 - 1)\left(-a\frac{b}{L_m} + \frac{L_m}{T_r}\right) + \frac{b}{L_m}(k - 1)\left(a + \frac{1}{T_r}\right) \\ g_2 &= -\frac{b}{L_m}(k - 1)\omega_o \\ g_5 &= -(k - 1)\left(a + \frac{1}{T_r}\right) \\ g_6 &= (k - 1)\omega_o \end{aligned} \quad (6.11)$$

En remplaçant (6.11) dans (6.1), on obtient

$$\det(A_o) = -\frac{L_m\hat{\psi}_o^2 K_{i\omega}}{b^2 T_r} \omega_{so} [\omega_{so}(2 - k)(1 + x) - \omega_o(2 - k^2)] \quad (6.12)$$

Avec : $x = \frac{T_s}{T_r}$

Le gain proposé dans kubota [KUB 02] est $k = \frac{\omega_{so}}{2\omega_o}(1 + x)$. Ce qui donne

$$\det(A_o) = -\frac{L_m\hat{\psi}_o^2 K_{i\omega}}{b^2 T_r} \omega_{so}^2 \left[2(1 + x) - 2\frac{\omega_o}{\omega_{so}} - \frac{\omega_{so}}{4\omega_o}(1 + x^2) \right] \quad (6.13)$$

En considérant que le régime générateur est définis par $\frac{\omega_o}{\omega_{so}} < 0$, on constate que le gain k assure un déterminant négatif. Cela implique la stabilité du système en mode générateur. Le gain proposé par Kubota n'est pas constant, il dépend aussi de la vitesse réelle et comme dans

ce type de commande elle n'est pas disponible, on doit la remplacer par la vitesse estimée. Ceci doit être pris en considération lors de l'analyse de la stabilité.

6.2.2.2 Observateur de Suwankawin [SUW 02]

La matrice de gain proposée est

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

La condition $\det(A_o) = 0$ donne

$$\omega_{so} [\omega_o(abT_r - L_m^2 + g_1L_mT_r) - \omega_{so}(abT_r + b)] = 0 \quad (6.15)$$

Les limites de stabilité sont définies par $\omega_{so} \in \left[0 \quad \omega_o \left(\frac{1 + g_1 \frac{L_m}{L_r R_s}}{1 + \frac{T_s}{T_r}} \right) \right]$.

Dans le plan couple vitesse, cette condition est donnée par

$$T_{Lo} = \frac{-p\hat{\psi}_o^2}{R_r} \omega_o \quad (6.16a)$$

$$(6.16b)$$

$$T_{Lo} = \frac{p\hat{\psi}_o^2}{R_r} \left[\frac{-1 + g_1 \frac{L_m}{R_r L_s}}{1 + \frac{T_r}{T_s}} \right] \omega_o \quad (6.16c)$$

La figure (6.2) montre que le gain proposé par Suwankawin, $g_1 = -0.25R_s$ permet seulement une diminution la zone instable. On peut vérifier que pour $g_1 = 0$, on obtient le même résultat obtenu au chapitre 5 (figure 5.3).

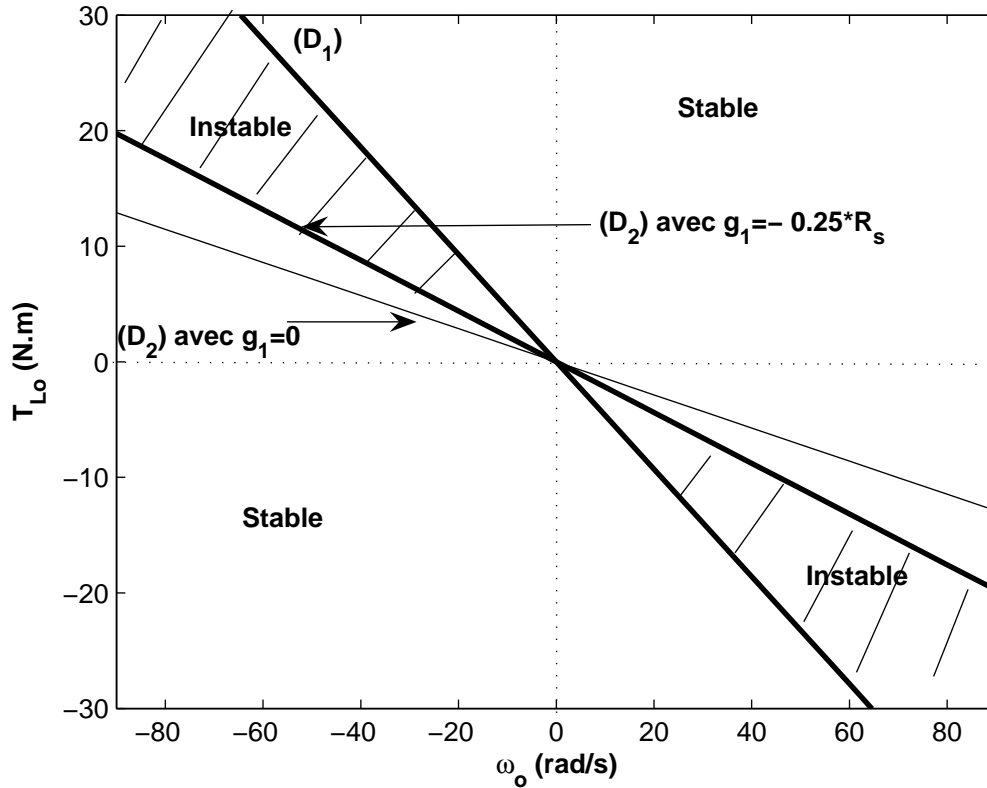


FIG. 6.2 – Région d'instabilité (observateur de Suwankawin)

6.3 Désignation du gain optimal

On propose de trouver un gain optimal permettant de réduire la zone instable à la seule droite D_1 [BENS 06]. Dans ce cas, on propose de calculer un gain de retour G qui impose la condition suivante

$$(D_1) = (D_2) \quad (6.17)$$

Notant que quelque soit la forme de la matrice G , (D_1) est toujours défini par $\omega_{so} = 0$.

On choisit la matrice G avec $G_1 = 0$ et

$$G_2 = \begin{bmatrix} g_5 & g_6 \\ -g_6 & g_5 \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

En remplaçant dans (6.1), on obtient

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \widehat{\psi}_{rd} = -\frac{1}{T_r} \widehat{\psi}_{rd} + \widehat{\omega}_{sl} \widehat{\psi}_{rq} + \frac{L_m}{T_r} \widehat{i}_{sd} \\ \frac{d}{dt} \widehat{\psi}_{rq} = -\frac{1}{T_r} \widehat{\psi}_{rq} + \widehat{\omega}_{sl} \widehat{\psi}_{rd} + \frac{L_m}{T_r} \widehat{i}_{sq} \\ \frac{d}{dt} \widehat{i}_{sd} = \frac{L_m}{b} \frac{1}{T_r} \widehat{\psi}_{rd} - \frac{L_m}{b} \widehat{\omega} \widehat{\psi}_{rq} - \widehat{a}_{sd} + \widehat{\omega}_s \widehat{i}_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} + g_5 e_{id} + g_6 e_{iq} \\ \frac{d}{dt} \widehat{i}_{sq} = \frac{L_m}{b} \frac{1}{T_r} \widehat{\psi}_{rq} - \frac{L_m}{b} \widehat{\omega} \widehat{\psi}_{rd} - \widehat{a}_{sq} - \widehat{\omega}_s \widehat{i}_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} - g_6 e_{id} + g_5 e_{iq} \\ \frac{d}{dt} \widehat{\omega} = -K_{i\omega} (\widehat{\psi}_{rd} e_{iq} - \widehat{\psi}_{rq} e_{id}) \end{array} \right. \quad (6.19)$$

Le système décrivant l'erreur sera donné par

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \delta e_\psi = -\left(\frac{1}{T_r} + j\omega_{slo}\right) \delta e_\psi + \frac{L_m}{T_r} \delta e_i - j e_{\psi_o} \delta \omega_{sl} + j e_{\omega_o} \delta \widehat{\psi}_r + j \widehat{\psi}_o \delta e_\omega \\ \frac{d}{dt} \delta e_i = \frac{L_m}{b} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_o\right) \delta e_\psi - ((a_o + g_5) + j(\omega_{so} - g_6)) \delta e_i - j \frac{L_m}{b} e_{\psi_o} \delta \omega - j \frac{L_m}{b} e_{\omega_o} \delta \widehat{\psi}_r \\ - j e_{i_o} \delta \omega_s - j \frac{L_m}{b} \widehat{\psi}_o \delta e_\omega - \frac{1}{\sigma L_s} \delta e_{R_s \widehat{i}_o} - \frac{1}{\sigma L_s} e_{R_s} \delta \widehat{i}_s - \frac{\delta R_s}{\sigma L_s} e_{\widehat{i}_o} \\ \frac{d}{dt} \delta e_\omega = K_{i\omega} (-e_{ido} \delta \widehat{\psi}_{rq} + e_{iqo} \delta \widehat{\psi}_{rd} + \widehat{\psi}_o \delta e_{iq}) \end{array} \right. \quad (6.20)$$

Donc

$$A_o = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{slo} & \frac{L_m}{T_r} & 0 & 0 \\ -\omega_{slo} & -\frac{1}{T_r} & 0 & \frac{L_m}{T_r} & \widehat{\psi}_o \\ \frac{L_m}{b T_r} & \frac{L_m}{b} \omega_o & -a_o - g_5 & \omega_{so} - g_6 & 0 \\ -\frac{L_m}{b} \omega_o & \frac{L_m}{b T_r} & -\omega_{so} + g_6 & -a_o - g_5 & -\frac{L_m}{b} \widehat{\psi}_o \\ 0 & 0 & 0 & K_{i\omega} \widehat{\psi}_o & 0 \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

La condition $\det(A_o) = 0$, donne

$$\omega_{so} [\omega_{so} (abT_r + g_5 bT_r + b) - \omega_o (abT_r + g_5 bT_r - L_m^2) - bg_6] = 0 \quad (6.22)$$

$$\omega_{so} = 0 \quad (6.23a)$$

$$\omega_{so} = \frac{\omega_o(abT_r + g_5bT_r - L_m^2) - bg_6}{abT_r + g_5bT_r + b} \quad (6.23b)$$

La condition $(D_1) = (D_2)$ implique $\omega_{so} = 0$. Donc pour avoir $\omega_{so} = 0$ dans (6.23b), on choisit $g_6 = 0$ et $g_5 = \frac{L_m^2 - abT_r}{bT_r}$. Après simplification on obtient le gain optimal donné par

$$g_5 = -\frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (6.24)$$

Pour valider le gain optimal proposé, les simulations suivantes ont été effectuées.

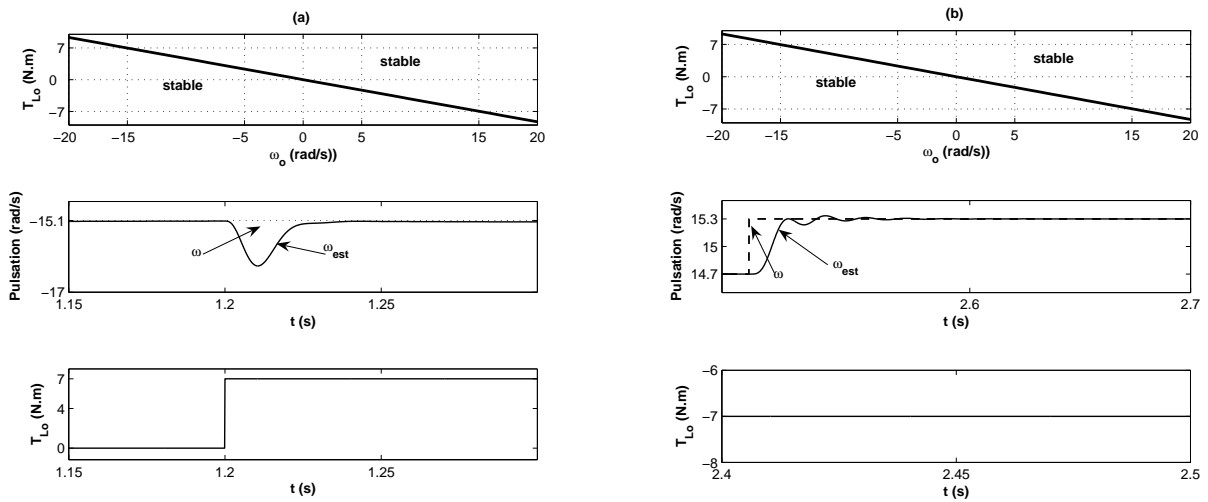


FIG. 6.3 – (a) : Mode générateur (quadrant II), $\omega_o = -15.1rad/s$, transition du couple de charge de $T_{Lo} = 0N.m$ à $T_{Lo} = 7N.m$. (b) : Mode générateur (quadrant IV), la pulsation passe de $\omega_o = 14.7rad/s$ à $\omega_o = 15.3rad/s$, $T_{Lo} = -7N.m$,

$$K_{i\omega} = 3000, K_{p\omega} = 0, g_5 = -\frac{R_s}{\sigma L_s}$$

Les figures (6.3a,b) montrent clairement que l'application du gain $g_5 = -\frac{R_s}{\sigma L_s}$ a permis la réduction de la zone instable à une droite. Pour des points de fonctionnement, choisis à proximité de la droite d'inobservabilité, en régime générateur (quadrant II, IV), on constate que la stabilité est assurée.

Pour un gain proportionnel d'adaptation $K_{p\omega} \neq 0$, la matrice (6.21) sera donnée par

$$A_o = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{s_{1o}} & \frac{L_m}{T_r} & 0 & 0 \\ -\omega_{s_{1o}} & -\frac{1}{T_r} & 0 & \frac{L_m}{T_r} & \hat{\psi}_o \\ \frac{L_m}{bT_r} & \frac{L_m}{b}\omega_o & -a - g_5 & \omega_{s_o} - g_6 & 0 \\ -\frac{L_m}{b}\omega_o & \frac{L_m}{bT_r} & -\omega_{s_o} + g_6 & -a - g_5 & -\frac{L_m}{b}\hat{\psi}_o \\ -\frac{K_{p\omega}L_m}{b}\omega_o\hat{\psi}_o & \frac{K_{p\omega}L_m}{bT_r}\hat{\psi}_o & -K_{p\omega}\omega_{s_o}\hat{\psi}_o & (K_{i\omega} - aK_{p\omega})\hat{\psi}_o & -\frac{K_{p\omega}L_m}{b}\hat{\psi}_o^2 \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

Dans ce cas le déterminant sera donné par

$$\det(\hat{A}) = -\frac{L_m\hat{\psi}_o^2}{T_r b^2}\omega_{s_o}(K_{i\omega} + K_{p\omega}g_5)[\omega_{s_o}(b + bT_r a + bT_r g_5) - \omega_o(bT_r a + bT_r g_5 - L_m^2)] \quad (6.26)$$

En analysant le signe du déterminant, on peut conclure qu'on doit choisir $(K_i + K_p g_5) > 0$. La stabilité sera donc garantie pour :

$$\frac{K_p}{K_i} \leq \frac{\sigma L_s}{R_s} \quad (6.27)$$

6.4 conclusion

L'analyse effectuée dans ce chapitre, montre que si tout les paramètres de la machine sont bien identifiés, on peut trouver un gain optimal qui permet de réduire la zone d'instabilité en régime générateur à une droite. Le choix de ce gain sera en fonction des gains d'observations utilisés dans la loi d'adaptation de la vitesse.

Conclusion générale

Ce mémoire réunit les travaux menés sur la synthèse d'observateurs adaptatifs pour la commande sans capteur des machines asynchrones. Comme nous l'avons montré dans le chapitre 4, une telle commande nécessite d'estimer l'ensemble des variables d'état du système flux rotorique, courants statoriques, vitesse mécanique ainsi que la résistance statorique (observateur étendu). Comme l'ont montré un certain nombre de travaux antérieurs, cet observateur étendu peut-être instable en particulier dans les quadrants générateurs.

L'originalité de notre travail réside dans l'utilisation d'un nouveau critère de stabilité basé sur la représentation d'état du système : le critère du déterminant. Plus simple que les méthodes traditionnellement utilisées, il a permis d'analyser la stabilité des principaux observateurs disponibles dans la littérature. D'autre part, ce critère a conduit, dans le cas de l'observateur d'ordre complet (flux, courants, vitesse), à la synthèse d'un gain optimal d'observation réduisant la zone d'instabilité à la droite d'inobservabilité $\omega_s = 0$.

Les pistes à explorer sont encore nombreuses. Les travaux actuels n'ont pas permis la synthèse d'un observateur étendu (flux, courants, vitesse, résistance) stable en tout point du plan couple vitesse. L'utilisation du critère du déterminant devrait permettre de simplifier cette synthèse et d'apporter une preuve de stabilité.

D'autre part, la notion de stabilité développée dans ce mémoire et dans les travaux cités est fragile. En effet, les méthodes utilisées sont pour la plupart basées sur une linéarisation du système ce qui implique que les conditions de stabilité sont applicables à des points de fonctionnement ou en régime établi.

Pour ce qui est basse fréquence, le sujet reste toujours ouvert pour trouver une méthode de commande robuste et qui assure de bonnes performances.

Annexe A

Spécification des paramètres

A.1 Paramètres de la machine

$$R_s = 9.65\Omega$$

$$R_r = 4.3047\Omega$$

$$L_s = 0.472H$$

$$L_m = 0.4475H$$

$$J = 0.0293$$

$$f = 0.013$$

$$U_n = 380V$$

$$I_n = 2.2A$$

$$f = 50Hz$$

$$P_n = 1.1Kw$$

$$p = 2$$

$$\omega_{nom} = 1500tr/min$$

Annexe B

Valeurs propres

B.1 calcul des valeurs propres

B.1.1 valeurs propres de A'

$$A' = \left(-\frac{1}{T_r}I + \omega J\right) = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix}$$

Les valeurs propres du système sont solutions de l'équation caractéristique

$$\det(\lambda I - A') = 0$$

$$\begin{aligned} \det(\lambda I - A') &= \det \left\{ \begin{bmatrix} \lambda & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \right\} \\ &= \det \begin{bmatrix} \left(\lambda + \frac{1}{T_r}\right) & \omega \\ -\omega & \left(\lambda + \frac{1}{T_r}\right) \end{bmatrix} \\ &= \left(\lambda + \frac{1}{T_r}\right)^2 - (j\omega)^2 \\ &= \left(\lambda + \frac{1}{T_r} - j\omega\right)\left(\lambda + \frac{1}{T_r} + j\omega\right) \\ &= 0 \end{aligned}$$

Les valeurs propres λ_1, λ_2 sont donc $\begin{cases} \lambda_1 = -\frac{1}{T_r} + j\omega \\ \lambda_2 = -\frac{1}{T_r} - j\omega \end{cases}$

B.1.2 valeurs propres de K'

Les valeurs propres μ_1, μ_2 relatives à la matrice K' sont solutions de l'équation caractéristique $p(\mu) = 0$

$$p(\mu) = \det(\mu I - K') = \det \begin{pmatrix} (\mu - k_2)I & \frac{L_m}{b}I \\ -k_4I & (\mu - 1)I \end{pmatrix}$$

$$p(\mu) = (\mu - k_2) \begin{vmatrix} (\mu - k_2) & 0 & \frac{L_m}{b} \\ 0 & (\mu - 1) & 0 \\ -k_4 & 0 & (\mu - 1) \end{vmatrix} + \frac{L_m}{b} \begin{vmatrix} 0 & (\mu - k_2) & \frac{L_m}{b} \\ -k_4 & 0 & 0 \\ 0 & -k_4 & (\mu - 1) \end{vmatrix}$$

$$\begin{aligned} p(\mu) &= (\mu - k_2)(\mu - 1) \left((\mu - k_2)(\mu - 1) + k_4 \frac{L_m}{b} \right) + \frac{L_m}{b} k_4 \left((\mu - k_2)(\mu - 1) + k_4 \frac{L_m}{b} \right) \\ &= \left((\mu - k_2)(\mu - 1) + k_4 \frac{L_m}{b} \right)^2 \\ &= \left(\mu^2 - (1 + k_2)\mu + k_2 + k_4 \frac{L_m}{b} \right)^2 \end{aligned}$$

Le discriminant de l'équation caractéristique est

$$\Delta = (1 - k_2)^2 - 4k_4 \frac{L_m}{b}$$

Pour obtenir $\Delta > 0$ il faut que $(1 - k_2)^2 > 4k_4 \frac{L_m}{b} \Rightarrow k_4 < \frac{b(1-k_2)^2}{4L_m}$ avec $k_2 > 1$

Les valeurs propres sont alors

$$\begin{cases} \mu_1 = \frac{(1+k_2) + \sqrt{(1-k_2)^2 - 4k_4 \frac{L_m}{b}}}{2} \\ \mu_2 = \frac{(1+k_2) - \sqrt{(1-k_2)^2 - 4k_4 \frac{L_m}{b}}}{2} \end{cases}$$

Annexe C

Erreurs et notations

$$e_{\psi_d} = \psi_{r_d} - \widehat{\psi}_{r_d}$$

$$e_{i_q} = i_{s_q} - \widehat{i}_{s_q}$$

$$e_{\psi} = \psi_r - \widehat{\psi}_r$$

$$\delta e_i = \delta i - \delta \widehat{i}$$

$$\widehat{\omega}_{slo} = \omega_{s_o} - \widehat{\omega}_o = \omega_{s_o} - (\omega_o - e_{\omega})$$

$$e_{\psi_q} = \psi_{r_q} - \widehat{\psi}_{r_q}$$

$$e_{\omega} = \omega - \widehat{\omega}$$

$$e_i = i_s - \widehat{i}_s$$

$$\delta e_{\psi} = \delta \psi - \delta \widehat{\psi}$$

$$\widehat{\omega}_{slo} = \omega_{slo} + e_{\omega}$$

$$e_{i_d} = i_{s_d} - \widehat{i}_{s_d}$$

$$e_{R_s} = R_s - \widehat{R}_s$$

$$e_{\omega} = \omega_o - \widehat{\omega}_o$$

$$\delta e_{\omega} = \delta \omega - \delta \widehat{\omega}$$

$\delta x \ll x_o$ et $\delta x_1 \times \delta x_2$ négligeable

Bibliographie

- [BACH 04] Olivier. Bachelier, *Représentations d'état linéaire des systèmes monovariables*, Cours d'Automatique, Mai 2004.
- [BAGH 99] A. Abed, L. Baghli, H. Razik and A. Rezzoug, *Modelling induction motors for diagnosis purposes*, EPE'99, Lausanne, Suisse, pp. 1-8, September 1999.
- [BAR 82] Ph. Barret, *Régimes transitoire des machines tournantes Électriques*, Collection des études de recherche, Édition Eyrolles, Paris, 1982.
- [BENS 06] N. Ben Si Ali, C. Chaigne, S. Tnani, E. Etien, Member IEEE, G. Champenois *Optimal Observer Design for Sensorless Control of Induction Motor in Regenerating-Mode*, IEEE, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2006.
- [BENS 07a] N. Ben Si Ali, S. Saad, E. Etien, C. Chaigne, G. Champenois *Sensorless Control of Induction Machine with Stator Resistance Estimation*, International Journal of Electrical and Power Engineering IJEPE, 1(1) : 93-98, 2007.
- [BENS 07b] N. Ben Si Ali, S. Saad, A. Bouhenna, C. Chaigne, E. Etien, G. Champenois *Stability Analysis of Simultaneous Speed and Stator Resistance Estimation in Sensorless Control of Induction Machine*, International Review of Electrical Engineering IREE, Vol.2 ,n.1 , Février 2007.
- [BUC 01] Gabriel Buche, *Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink*, Mémoire d'ingénieur en Automatismes Industriels, C.N.A.M., Grenoble, 2001.
- [CAN 00] C. Canudas de Wit, *Commande des moteurs asynchrone, Modélisation contrôle vectoriel et DTC*, Hermes science, 2000.
- [CHAI 05] C. Chaigne, E. Etien, S. Cauet, I. Rambault, *Commande vectorielle sans capteur des machines asynchrones*, Hermes, Lavoisier, Paris, 2005.
- [CHAO 03] S. Chaouch, M-s. Nait said, *Observateur de Flux par Mode Glissant et Estimation de la résistance rotorique d'un Moteur à Induction*, EF 2003 Électrotechnique du futur 9 et 10 Décembre 2003 Supélec.

-
- [CHAO 05] S. Chaouch, *Commande Vectorielle robuste d'une Machine à Induction sans capteur de Vitesse*, Thèse, Laboratoire des systèmes de propulsion-induction électromagnétique, Université de Batna, 2005.
- [DER 05] Adnan. Derdiyok *Speed Sensorless Control of Induction Motors using a Continuous Control Approach of Sliding Mode and Flux observer*, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, n° 4, august 2005.
- [DRE 02] Dusan. Drevensek *A Study of Sensorless Control of Induction Motors at Zero Speed utilizing High Frequency Voltage Injection*, EPE,PEMC Dubrovnik, Cavtat, 2002.
- [ETIE 06] E. Etien, N. Ben Si Ali, C. Chaigne, G. Champenois *Adaptive Speed Observers for Sensorless Control of Induction Motors : a New Criterion of Stability*, Internationnal Review of Electrical Engineering IREE, Vol. 0 ,n. 0 , Janvier-Février 2006.
- [FAN 94] Fang Zeng Peng, Member, IEEE and Tadashi Fukao, *Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors*, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 30, n° 5, September 1994.
- [GHA 05] Malek Ghanes *Observation et commande de la Machine Asynchrone sans Capteur Mécanique*, Thèse, École Doctorale Sciences et Technologies de l'Informations et des Matériaux, Université de Nantes, 2005.
- [GRE 97] Guy Grellet and Guy Clerc, *Actionneurs électriques. Principes, modèles et commande*, Eyrolles, Paris, 1997.
- [GUI 00] Giuseppe. Guidi, Hidetoshi. Umida *A Novel Stator Resistance Estimation Method for Speed-Sensorless Induction Motor Drives*, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 36, n° 6, November 2000.
- [HAU 95] J-P.Hautier, J-P. Caron, *Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone*, edition Technip, Paris, 1995.
- [HIN 04] Marko Hinkkanen, *Analysis and Design of Full-Order Flux Observers for Sensorless Induction Motors*, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, n° 5, October 2004.
- [HINK 04] Marko Hinkkanen, and Jorma Luomi *Stabilisation of Regenerating-Mode in Sensorless Induction Motors Drives by Full-Order Flux Observer Design*, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, n° 6, December 2004.
- [HOF 98] J.Hofman, S. Sanders, *Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Motor*, IEEE, Transactions on industry applications, Vol. 34, n° 1, 1998.
- [HOL 96] Joachim Holtz, *Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives*, Published i K. Rajashekara (editor) *Sensorless Control of AC Motors*. IEEE press book, 1996.
- [JEL 04] Khaled. Jelassi, Najiba. Bellaaj, Bruno. Dagues *Estimation des Flux par Réseaux de Neurones*, RIGE, Revue Internationale de génie Electrique, Vol. 7, n° 1-2, 2004.

-
- [KUB 93] H. Kubota, K. Matsuse, *DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motors*, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 29, n° 2, 1993.
- [KUB 01] Hisao. Kubota, I. Sato, Y. Tamura, K. Matsuse, H. Ohta, Y. Hori, *Stable Operation of Adaptive Observer Based Sensorless Induction Motor Drives in Regenerating Mode at Low Speeds*, in Conf.Rec.IAS, Annual meeting, 2001.
- [KUB 02] Hisao. Kubota, Ikuya Sato, Y. Tamura, K. Matsuse, H. Ohta, Y. Hori, *Regenerating-Mode Low Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive With Adaptive Observer*, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 38, n° 4, 2002.
- [MAL 01] François Malrait *Problèmes d'Identifications et d'Observabilité du Moteur à Induction pour la Variation de Vitesse Industrielle sans Capteur*, Thèse, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, 2001.
- [MON 02] Marcello. Montanari, Sergei. Peresada, Andria. Tilli *Observerless Scheme for Sensorless Control of Induction Motor : Stability Analysis and Design Procedure*, Proceedings of 10th Mediterranean Conference on Control and Automation MED2002, Lisbon, Portugal 2002.
- [MOR 05] Franck Morand *Techniques d'Observation sans Capteur de Vitesse en vue de la Commande des Machines asynchrones*, Thèse, Institut National des Sciences appliquées de Lyon, 2005.
- [PIN 04] Michel. Pinard *Commande Électronique des Moteurs Électriques*, Dunod, Paris, 2004.
- [RASH 03] Mohamed. Rashed, Fraser. Stronach and Peter.Vas, *A New Stable MRAS-Based Speed and Stator Resistance Estimators for Sensorless Vector Control Induction Motor Drive at Low Speeds*, in Conf.Rec.IEEE, IEMDC, 2003.
- [RASH 04] Mohamed. Rashed, F. Stronach, *A Stable back-EMF MRAS-Based Sensorless Low Speed Induction Motor Drive Insensitive to Stator Resistance Variation*, IEE Proc-electr.Power Appl, Vol. 151, N°. 6, November 2004.
- [ROB 00] Benoit. Robyns, *Synthèse de commandes robustes pour machines asynchrone basée sur une théorie caractérisant la sensibilité paramétriques*, Rapport de synthèse, Université des sciences et technologie de Lille, Mars 2000.
- [SCH 92] Colin. Schauder, *Adaptive Speed Identification for Vector control of Induction Motor Without rotational Transducers*, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 28, n° 5, 1992.
- [SEG 06] Guy. Séguier, Francis. Notelet *Électrotechnique Industrielle*, 3ème édition, Lavoisier editions TEC et DOC.
- [SUW 97] Surapong Suwankawin and Samboon Sangwongwanich *Stability analysis and Design guidelines for a Speed-Sensorless Induction Motor Drive*, PCC-Nagaoka 97, IEEE 97.

-
- [SUW 02] Surapong Suwankawin and Samboon Sangwongwanich , Member, IEEE, *A Speed-Sensorless Induction Machine Drive With decoupling Control and Analysis of Speed Estimation*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 2, April 2002.
- [TAM 06] Hanen. Tamrabet, *Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone*, Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, Mai 2006.
- [VAS 92] Peter. Vas, *Electrical Machines and Drives, A Space-Vector Theory Approach*, Oxford science publications, 1992.
- [VEL 03] Leppanen. Velli Matti , *Low Frequency Signal Injection Method for speed Sensorless Vector control of Induction Motors*, Thèse, Helsinki University of Technology, 2003.
- [VER 88] George C. Verghese and Seth R. Sanders, *Observer for Flux Estimation in Induction Machines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, No. 1, February 1988.