

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



UNIVERSITÉ MENTOURI CONSTANTINE  
FACULTÉ DES SCIENCES DE L'INGÉNIEUR  
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

---

THÈSE  
PRÉSENTÉE POUR L'OBTENTION DU DIPLÔME DE DOCTORAT EN SCIENCES  
EN ÉLECTROTECHNIQUE  
SPÉCIALITÉ  
MACHINES ÉLECTRIQUES

TITRE

*Commandes Adaptative et Prédicative  
de la Machine Asynchrone*

PRÉSENTÉE PAR

Meziane Salima

Soutenue le: 23 /06 /2009

DEVANT LE JURY CONSTITUÉ DE

<u>Président:</u>	Aïssa BOUZID	Prof.	Univ. Mentouri Constantine
<u>Rapporteur:</u>	Hocine BENALLA	Prof.	Univ. Mentouri Constantine
<u>Examineurs:</u>	Rachid ABDESSEMED	Prof.	Univ. Hadj Lakhdar Batna
	Salim FILALI	Prof.	Univ. Mentouri Constantine
	Abderrahmane DIB	M. C. A	Univ. <u>Larbi Ben Mhidi</u> Oum El Bouaghi

2009

## **Remerciements**

---

---

*Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été effectués au Laboratoire d'Electrotechnique de l'Université de Constantine(L.E.C).*

*Au terme de ce travail, je suis bienheureux de pouvoir exprimer toute ma gratitude sincère envers les personnes qui m'ont aidé en contribuant à l'aboutissement de cette thèse.*

*Je tiens ainsi à remercier très sincèrement:*

*Notre Dieu de nous avoir donné le force physique et moral pour accomplir ce travail.*

*Mon directeur de thèse Monsieur Hocine BENALLA, Professeur à l'Université de Constantine, pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés tout au long de la réalisation de ce travail et pour son encadrement sérieux, par ses remarques pertinentes et les encouragements qu'il a su m'adresser, Que ce travail soit la marque de toute ma considération. En tout cas, il est très difficile pour moi de la remercier en quelques mots.*

*J'exprime également mes remerciements à Messieurs Riad TOUFOUTI, Maître de conférence au Centre Université de Souk Ahras, pour avoir co-dirigé ce travail. Je tiens à le remercier pour sa disponibilité et pour ses conseils qu'ils n'ont cessé de m'apporter.*

*Monsieur Aïssa BOUZID, Professeur à l'Université de Constantine, pour m'avoir fait l'honneur de bien vouloir participer au jury en tant que président et rapporteur, mais également pour tout l'intérêt qu'il a manifesté sur ce travail de recherche.*

*Mes remerciements vont également aux membres du jury qui m'ont fait l'honneur de participer au jury pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail, en apportant sa valeureuse contribution en tant qu'experts et profond connaisseur du domaine des machines électriques et nouvelles structures de commande, en l'occurrence :*

*Monsieur Rachid ABDESSEMED, Professeur à l'Université de Batna, Monsieur Salim FILLI Professeur à l'Université de Constantine et Monsieur Abderrahmane DIB Maître de conférence à l'Université de Oum El Bouaghi. Leurs intervention vont sans aucun doute enrichie le débat et ouvrir de nouvelles perspectives à mes travaux.*

*Je tiens aussi à exprimer ma profonde gratitude et mes remerciements les plus sincères à Messieurs Med El-Hadi LATRECHE Directeur de LEC de l'Université de Constantine et Monsieur Ammar BENTOUNSI, Maître de conférence à l'Université de Constantine.*

*J'adresse également mes remerciements envers Monsieur Adel MARABET Docteur à Université du Québec à Chicoutimi, pour ses précieux conseils, la documentation q'il m'a transmise et son expérience m'ont permis de progresser tout au long de ce travail de recherche.*

*Mes remerciements par une immense reconnaissance envers toute notre famille. Il nous est impossible d'exprimer en quelques mots tout ce que nous devons, à ma mère, à mon père, mon mari et à toute la famille, pour leurs encouragements et leur appui moral qui m'ont permis de mener à bon terme ce travail.*

*Enfin, mes remerciements vont a tous ceux qui m'ont soutenu ou qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribue a l'élaboration de ce travail.*

## *Abréviations*

---

---

<b>MAS</b>	Machine asynchrone
<b>IFOC</b>	Commande vectorielle indirecte (Indirect Field oriented control)
<b>FOC</b>	Commande vectorielle directe (Field oriented control)
<b>DTC</b>	Commande directe de couple (Direct torque control)
<b>MLI</b>	Modulation par largeur d'impulsion
<b>MRAC</b>	Commande adaptative avec modèle de référence (Model Reference Adaptive Control)
<b>MRAS</b>	Système adaptatif avec modèle de référence (Model Reference Adaptive System)
<b>FKE</b>	Filtre de Kalman Etendu (Extended Kalman Filter)
<b>SISO</b>	Mono-Entrée Mono-Sortie (Single Input Single Output)
<b>MIMO</b>	Multi-Entrées Multi-Sorties (Multiple Input Multiple Output)
<b>GPC</b>	Commande Prédictive Généralisée (Generalized Predictive Control)
<b>PFC</b>	Commande Prédictive Fonctionnelle (Predictive Functional Control)
<b>RST</b>	Nom générique d'un régulateur polynomial à deux degrés de liberté ; RST est composé de trois polynômes $R(s)$ , $S(s)$ et $T(s)$
<b>NPC</b>	Commande prédictive non linéaire (Nonlinear Predictive Control)
<b>NGPC</b>	Commande non linéaire prédictive généralisée (Nonlinear Generalized Predictive Control)
<b>NCPC</b>	Commande non linéaire prédictive en cascade (Nonlinear cascaded Predictive Control)

## *Liste des symboles*

---

---

### **Paramètres du Modèle**

$R_s$	Résistance statorique.
$R_r$	Résistance rotorique.
$L_s$	L'inductance propre d'une phase statorique.
$L_r$	L'inductance propre d'une phase rotorique.
$M_{sr}$	La mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques
$J$	Moment d'inertie du rotor
$p$	Nombre de paires de pôles

### **Indices**

a, b, c	Variables exprimées dans le repère fixe triphasé
$d, q$	Variables exprimées dans le repère $(d, q)$ tournant à la vitesse synchrone
$\alpha, \beta$	Variables exprimées dans le repère fixe biphasé $(\alpha, \beta)$

### **Variables électriques et mécaniques de la machine**

$V_s$	La tension statorique
$I_s$	Le courant statorique
$I_r$	Le courant rotorique
$\varphi_s$	Le flux du stator
$\varphi_r$	Le flux du rotor
$\omega_s$	La pulsation statorique
$\Omega$	La pulsation mécanique
$\omega_{sl}$	La pulsation de glissement
$\theta_r$	L'angle électrique entre le rotor et le stator
$\theta_{sl}$	L'angle électrique entre l'axe d et le rotor.
$\theta_s$	L'angle électrique entre l'axe d et le stator
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel
$T_r$	La constante de temps rotorique
$T_s$	La constante de temps statorique
$\gamma$	l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique
$C_e$	Couple l'électromagnétique
$C_e^*$	Couple de référence
$C_{ef}$	Couple filtré
$C_m$	Couple de modèle de référence
$C_r$	Couple de charge
$\Omega_f$	Vitesse filtrée
$\Omega^*$	Vitesse de référence
$\Omega_m$	Vitesse de modèle de référence
$\varphi_s^*$	Le flux de référence

## Variables de commande et de régulation

$T_e$	La période d'échantillonnage
$K_P, K_I$	Le gain proportionnel et intégral de l'estimateur PI
$\hat{C}_e$	Le couple estimé
$\hat{\phi}_s$	Le flux estimé
$\hat{\Omega}_r$	Vitesse estimée

## Paramètres de la commande GPC et NPC

$\omega_0$	Fréquence de coupure
$\xi$	Coefficient de d'amortissement.
$s$	Variable de Laplace.
$t$	Temps continu.
$k$	Temps discret.
$q^{-1}$	Décalage arrière
$B(q^{-1}), A(q^{-1})$	Polynôme en $q^{-1}$ de numérateur, dénumérateur.
$C(q^{-1})$	Polynôme en $q^{-1}$
$\Delta u(q^{-1}) = (1 - q^{-1})u(q^{-1})$	L'incrément de la commande.
$w$	La consigne.
$\hat{y}$	La sortie prédite.
$J$	Critère quadratique de performance.
$\lambda$	Coefficient de pondération.
$N_1$	Horizon de prédiction minimal
$N_2$	Horizon de prédiction maximal
$N_u$	Horizon de commande
$x, \hat{x}$	Vecteur d'état, et estimée
$u$	Vecteur d'entrée
$y$	Vecteur de sortie
$A$	Matrice d'état
$B$	Matrice de commande
$\lambda_u, \lambda_y$	Coefficient de pondération de la commande et de sortie
$V$	Fonction de Lyapunov
$r$	est le degré relatif.
$\rho$	est l'ordre de contrôle
$L_f h$	dérivée de Lie de $h$ suivant le champ de vecteurs $f$
$\phi$	difféomorphisme
$L_g, L_f$	Dérivée de Lie



*Sommaire*

# Sommaire

---

---

<b>Introduction générale</b> .....	09
------------------------------------	----

## **CHAPITRE 1**

### *Etat de l'art des commandes de la machine asynchrone*

<b>1.1 Introduction</b> .....	13
<b>1.2 Commande Scalair</b> .....	14
<b>1.3 Commande Vectorielle par orientation de flux</b> .....	14
<b>1.4 Commande sans capteur</b> .....	15
<b>1.4.1 Observation</b> .....	15
<b>1.4.1.1 Le filtre de Kalman</b> .....	15
<b>1.4.2 Commande directe de couple (DTC)</b> .....	16
<b>1.5 Commande adaptative</b> .....	16
<b>1.5.1 Commande adaptative par modèle de référence ou MRAC</b> .....	18
<b>1.5.2 Commande adaptative auto ajustable</b> .....	18
<b>1.5.3 Essors de la commande adaptative</b> .....	19
<b>1.5.4 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS</b> .....	21
<b>1.6 Commande non linéaire</b> .....	22
<b>1.7 Commande Prédictive</b> .....	23
<b>1.8 Conclusion</b> .....	24

## **CHAPITRE 2**

### *Stratégies de Commandes de la Machine Asynchrone*

<b>2.1 Introduction</b> .....	25
<b>2.2 Commande vectorielle par orientation de flux FOC</b> .....	26
<b>2.2.1 Principe de la commande vectorielle par orientation de flux</b> .....	27
<b>2.2.1.1 Mise en équations électriques de la machine</b> .....	27
<b>2.2.2 Commande vectorielle directe</b> .....	28
<b>2.2.3 Commande vectorielle indirecte</b> .....	29
<b>2.2.4 Résultats de simulation et interprétations</b> .....	30
<b>2.3 Commande sans capteur</b> .....	34
<b>3.1 Commande vectorielle avec observateur</b> .....	34
<b>3.1.1 Filtre de Kalman</b> .....	35
<b>3.1.1.1 Application du filtre de Kalman étendue à la MAS</b> .....	35
<b>3.2 Commande Directe Du couple (DTC)</b> .....	39
<b>3.2.1 Principe de la commande directe du couple</b> .....	40
<b>2.4. Commande adaptative</b> .....	44
<b>2.4.1 Commande adaptative avec modèle de référence (MRAC)</b> .....	44
<b>2.4.1.1 Synthèse des lois de commande adaptative par la théorie de la stabilité</b> .....	45
<b>2.4.1.2 Application à la machine asynchrone</b> .....	50
<b>2.4.1.3 Résultats de simulation</b> .....	54
<b>2.4.2 Estimation de vitesse par le système adaptative par modèle de référence (MRAS)</b> .....	57
<b>2.5 Conclusion</b> .....	61

## **CHAPITRE 3**

### *Commande non linéaire par retour d'état de la machine asynchrone*

<b>3.1. Introduction</b> .....	62
<b>3.2 La théorie de la commande non linéaire par retour d'état</b> .....	63
<b>3.2.1 Système mono –entrée/mono-sortie</b> .....	63
<b>3.2.1.1 Notion le degré relative</b> .....	63
<b>3.2.1.2 Conditions de linéarisation exacte</b> .....	64
<b>3.2.1.3 Dynamique interne</b> .....	68
<b>3.2.1.4 Dynamique des zéros</b> .....	68

<b>3.2.2 Système multi-entrée multi-sortie (MIMO)</b> -----	68
3.2.2.1 <i>Notion de degré relatif</i> -----	69
3.2.2.2 <i>Conditions de linéarisation exacte</i> -----	70
3.2.2.3 <i>Dynamique des systèmes linéaires</i> -----	73
3.2.2.4 <i>Dynamique zéro</i> -----	73
<b>3.3 Application de la linéarisation entrée-sortie à la machine asynchrone</b> -----	73
3.3.1 <i>Modèle non linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension</i> -----	74
3.3.2 <i>Linéarisation de modèle non linéaire de la machine asynchrone</i> -----	74
3.3.2.1 <i>Conditions d'Application de la commande linéarisante</i> -----	75
3.3.3 <i>Résultats de Simulation</i> -----	79
<b>3.4 Commande non linéaire adaptative</b> -----	83
3.4.1 <i>Observateur adaptatif de flux avec estimation paramétriques</i> -----	84
3.4.1.1 <i>Stabilité d'observateur du flux avec adaptation des paramètres</i> -----	85
3.4.1.2 <i>Résultats de Simulation</i> -----	86
<b>3.5 Conclusion</b> -----	88

#### Chapitre4

##### *Commande prédictive de la machine asynchrone*

<b>4.1. Introduction</b> -----	89
<b>4.2 Commande prédictive</b> -----	90
4.2.1. <i>Commande prédictive généralisée (G.P.C.)</i> -----	90
4.2.1.1 <i>Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée</i> -----	91
4.2.1.2 <i>Modèle de représentation</i> -----	92
4.2.1.3 <i>Expression du critère</i> -----	93
4.2.1.4 <i>Remarques concernant le choix des paramètres du GPC</i> -----	93
4.2.1.5 <i>Prédicteur optimal sous forme matricielle</i> -----	94
4.2.1.6 <i>Critère quadratique matriciel</i> -----	95
4.2.1.7 <i>Minimisation de la fonction de coût</i> -----	95
4.2.2 <i>Application de la GPC à la commande de vitesse de la machine asynchrone</i> -----	96
4.2.2.1 <i>Les résultats de simulation</i> -----	97
<b>4.3 Commande prédictive non linéaire</b> -----	99
4.3.1 <i>Commande non linéaire prédictive généralisée</i> -----	99
4.3.1.1 <i>Modèle mathématique de moteur asynchrone</i> -----	102
4.3.1.2 <i>Résultat de simulation pour la commande prédictive non linéaire généralisée</i> -----	106
4.3.2 <i>Commande prédictive non linéaire généralisé à structure cascade</i> -----	108
4.3.2.1 <i>Boucle interne contrôler le couple et le flux</i> -----	110
4.3.2.2 <i>Boucle externe contrôler la vitesse</i> -----	112
4.3.2.3 <i>Dynamique du zéro</i> -----	112
4.3.2.4. <i>Observateur de flux rotor (Filtre de Kalman)</i> -----	113
4.3.2.5 <i>Résultats de simulation pour la commande prédictive non linéaire cascade</i> -----	113
<b>4.4 Commande prédictive non linéaire adaptative</b> -----	120
4.4.1 <i>Résultat de simulation pour la commande adaptative prédictive non linéaire</i> -----	120
<b>4.5 Conclusion</b> -----	122
<b><u>Conclusion générale</u></b> -----	123

#### Les Annexes

<b>Annexe A : Modélisation de la machine asynchrone</b> -----	126
<b>Annexe B : Stabilité par la théorie de Lyapunov</b> -----	138
<b>Annexe C : Notions de la géométrie différentielle</b> -----	140
<b>Annexe D : Calculs des régulateurs de commande</b> -----	142
<b>Annexe E : Validation des résultats obtenus par comparaison avec d'autres travaux expérimentaux</b> -----	144
<b><u>Bibliographique</u></b> -----	153





*Introduction  
Générale*

# *Introduction générale*

---

---

La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse. Ce type d'actionneur occupe encore une place favorisée dans la réalisation des asservissements destinés à l'usage industriel. Ceci est essentiellement dû à la simplicité des lois de contrôle (découplage naturel entre le flux et le couple). Cependant, la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. Les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grandes puissances ou vitesses élevées, ni en milieu corrosifs ou explosifs.

Face à ces limitations, les machines à induction sont très exploitées grâce à leurs avantages de simplicité de construction, de robustesse et de coût. Cependant sa structure dynamique est très complexe (système non linéaire multi variables fortement couplées) rend sa commande compliquée et exige des algorithmes de contrôle complexes. En plus, certaines de ses variables d'état sont inaccessibles aux mesures directes (flux rotorique).

Ainsi les progrès de l'informatique, de l'électronique de puissance et de l'automatique, ont provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande/régulation. Ce développement a poussé plusieurs laboratoires d'automatique et d'électrotechnique de recherche vers des structures de commande beaucoup plus évoluées basées sur des méthodes d'automatique à savoir les commande vectorielle, non linéaire, prédictive...etc.

La commande vectorielle du flux rotorique se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique de la machine et du couple électromagnétique. Les bases de la théorie sur le contrôle vectoriel ou contrôle à flux orienté (FOC) ont été développées par Blaschke dès 1971, ce type de commande permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu. Cependant cette structure nécessite, la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine et reste très sensible aux variations des paramètres de la machine. C'est ainsi qu'une identification imprécise ou une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portées par les régulateurs classiques (PI), en plus ces derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge.

A ce stade, et afin de pallier à ces problèmes décrits précédemment, la commande adaptative à modèle de référence trouve un grand essor et elle est la voie de recherche de plusieurs travaux. Elle est basée sur une optimisation des critères de performance on supposant que les paramètres de la machine sont accessibles et déterminés à chaque instant en

utilisant des méthodes d'identifications. Cependant, l'inconvénient majeur de cette approche est la nécessité de trouver une fonction appropriée de Lyapunov pour garantir la stabilité globale, cette fonction doit être bien définie pour toutes les lois adaptatives connues.

Pour cela les travaux de recherche ont été orientés vers les commandes de grande performance et qui assurent un découplage global entre les sorties à commander, la commande non linéaire permet a priori une linéarisation parfaite quelque soit les profils de trajectoires imposées au système. Récemment, des algorithmes de commande non linéaire en temps continu, par bouclage ont été proposés pour les moteurs et plus particulièrement pour le moteur à asynchrone. Cette dernière commande a été combinée avec la commande prédictive, pour garantir la stabilité et la robustesse aux variations des paramètres paramétriques due à la variation de la température du rotor lors de son fonctionnement, dégrade considérablement les performances de poursuite de trajectoire et le rejet de perturbation.

Le but de cette thèse dans un premier lieu est de présenter une multitude de techniques de commande alternatives à la commande vectorielle, à savoir (les commandes sans capteur et la commande adaptative). Puis la mise en œuvre d'une loi de commande non linéaire, prédictive et adaptative prédictive de haute performance appliquée à la machine asynchrone, avec comme objectif d'améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbation.

Cette thèse est organisée en quatre chapitres, comme suit:

☞ *Dans le premier chapitre*, nous allons présenter l'état de l'art des différentes stratégies de commandes de la machine asynchrone en regroupant l'ensemble des articles ou contenus d'ouvrages, que nous avons choisis de sélectionner pour commencer notre étude. A chaque fois, nous tâcherons de présenter dans quelle configuration de commande l'auteur s'est placée et quelle a été son idée de recherche.

☞ *Dans le deuxième chapitre*, nous présenterons la stratégie de la commande vectorielle à flux orienté appelée (FOC). Cette technique nécessite la connaissance de la position du flux ou de la position du rotor afin de contrôler le couple et la vitesse de la machine.

Pour cela et pour des raisons économiques et/ou des raisons de robustesse, nous allons présenter la technique d'estimation de flux et de la vitesse en utilisant le filtre de Kalman au lieu d'en effectuer une mesure directe à l'aide d'un capteur.

Par la suite nous présenterons une autre technique de commande sans capteur concerne le contrôle direct du couple appelée (DTC), basée sur la détermination directe des séquences de commutation de l'onduleur de tension ; pour contrôler simultanément le flux et le couple.

En suite, nous allons présenter la commande adaptative avec modèle de référence (MRAC)

pour faire face aux problèmes portés par l'utilisation des régulateurs classique (PI), et on terminera par l'application d'une technique d'estimation de la vitesse on utilisant le système adaptative avec modèle de référence (MRAS).

☞ *Dans le troisième chapitre*, pour faire face aux inconvénients de la commande vectorielle nous présenterons les notions générales sur les systèmes linéaires et non linéaires avec une étude détaillée sur la théorie de la commande non linéaire par retour d'état. Puis on applique cette technique sur la commande de la machine asynchrone pour l'étude de son fonctionnement suivi d'une simulation numérique dont le but est la validation de la commande proposée. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à l'application de la commande non linéaire par retour d'état avec adaptation de flux rotorique de la machine asynchrone en présence des variations des résistances statorique et rotorique.

☞ *Dans le quatrième et dernier chapitre*, nous présenterons une autre stratégie de commande de la machine asynchrone, on parle de la commande prédictive qui serait traitée par trois parties.

Pour la première partie de ce chapitre on présente la philosophie et le principe de la commande prédictive généralisée, on exploite pour cela les connaissances explicites sur l'évolution de la trajectoire à suivre dans le futur, commande prédictive à horizon fini, par la suite nous faisons une application à la machine asynchrone.

La seconde partie concerne, les commandes prédictives non linéaires nous montrerons comment nous pouvons atteindre les performances de cette commande en deux structures généralisée et en cascade à horizon fini où l'estimation de flux rotorique est réalisée à l'aide de filtre de Kalman.

Nous terminerons par notre modeste contribution en introduisant une étude de la commande prédictive non linéaire avec adaptation de flux rotorique et paramétrique, en utilisant un observateur adaptatif pour compenser chaque variation des résistances statorique et rotorique de la machine, l'intégration de cet observateur dans la structure de commande permet de réaliser une commande non linéaire prédictive et adaptative, ce qui va améliorer la robustesse du contrôleur et garantir le rejet de perturbation.

Des tests de simulations numériques sont effectués, les résultats obtenus démontrent l'efficacité et les performances dynamiques de la stratégie proposée. L'ensemble de nos résultats de simulations ont été validés par comparaison a des résultats expérimentaux publiés.

Enfin, nous donnerons une conclusion, ainsi que des perspectives à envisager concernant des éventuelles applications expérimentales ou recherches théoriques.



# *Chapitre 1*

*Etat de l'art des commandes de la  
machine asynchrone*

# Chapitre 1

## *Etat de l'art des commandes de la machine asynchrone*

---

---

### **1.1 Introduction**

Le dix-neuvième siècle vécut l'époque des grandes découvertes en électrotechnique dont les bases fondamentales ont été établies entre 1820 et 1830 par des hommes de science parmi lesquels on se doit de citer : *Oersted, Ampère, Biot, Savart, Laplace, Ohm, Faraday*; puis plus tard en 1873 Maxwell formalisa les lois de l'électromagnétisme moderne [1].

Vers les années 1960, les machines à courant continu (MCC) ont été utilisées dans le domaine des applications à vitesse variable (robotique et en commande de machines-outils) en utilisant la configuration Ward-Léonard [2] qui nécessite l'utilisation de 3 machines (deux machines à courant continu et un moteur asynchrone), ce qui conduit à un système encombrant, coûteux et exige un entretien minutieux, en plus la vitesse de rotation de ces machines est limitée à cause de son collecteur [3].

Pour cela les travaux de recherche ont été orientés vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, à savoir les machines synchrones et en particulier les machines à induction, plus fiables et moins coûteux en terme de construction et d'entretien [4,5]. En revanche, sa commande dynamique exige des algorithmes de contrôle complexes, face à sa simplicité structurale (système multi variable et non linéaire fortement couplé) [1,6], puisque il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse et la position [5,7].

Ainsi avec l'arrivée de l'électronique de puissance, et la découverte du transistor en 1948 et du thyristor en 1957 et les progrès de l'informatique, s'effectue une révolution radicale dans le but est de développer des stratégies de commande pour les actionneurs électrique beaucoup plus évoluées à savoir [6,7].

### 1.2 Commande scalaire

C'est la plus ancienne méthode de commande pour les machine à courant alternatif, sa structure est très simple, elle est basée sur l'imposition d'un rapport constant entre le module de la tension d'alimentation et sa fréquence ( $V/f$ ) [7,2], cependant cette stratégie ne permet pas de réaliser une bonne précision dans la réponse de la vitesse ou du couple, on distingue la commande scalaire directe et indirecte. La figure.1.1 montre la structure de la commande scalaire.

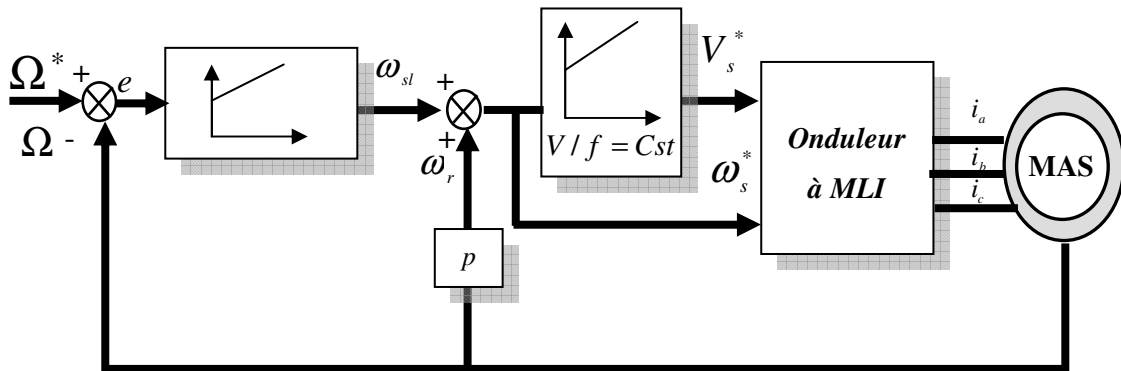


Fig. 1.1. Schéma classique de commande scalaire avec contrôle du rapport  $V/f$

### 1.3 Commande vectorielle par orientation de flux

La commande vectorielle par orientation de flux (FOC) a été présentée au début des années 70 par F. Blaschke, elle est basée sur une orientation du repère tournant tels que l'axe d soit confondu avec la direction de  $\phi_r$ , pour but d'avoir un découplage entre le flux et le couple de la MAS, On retrouve ainsi l'une des caractéristiques intrinsèques de la machine à courant continu, à savoir la linéarité du couple dû à l'orthogonalité des vecteurs flux inducteur et courant d'induit [8,9,10]. La figure.1.2 montre la structure de la commande vectorielle.

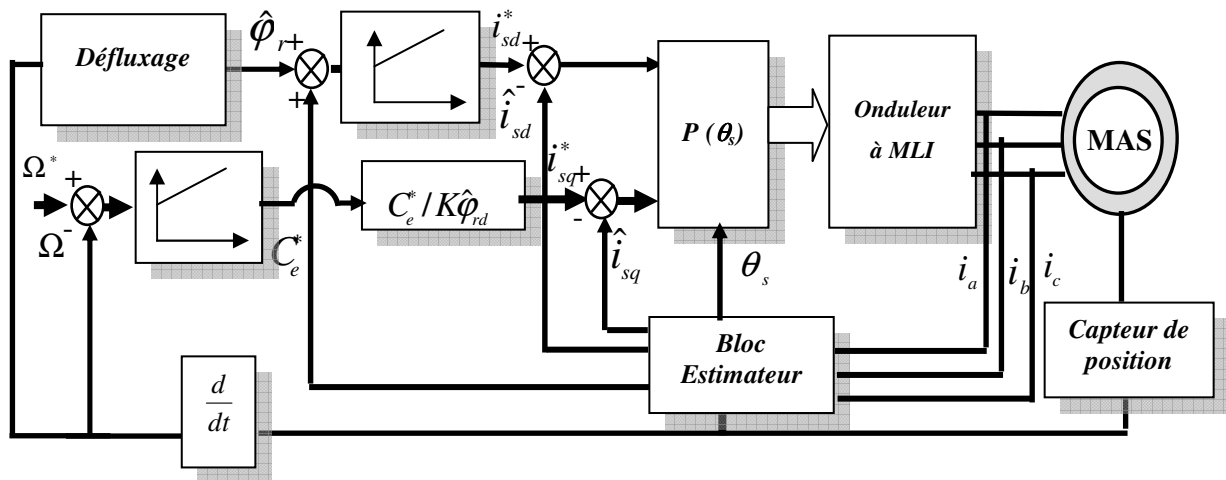


Fig. 1.2. Structure de la commande à flux rotorique orienté

Cette méthode est restée peu exploitée jusqu'au début des années 80, les progrès dans la technologie des semi-conducteurs de puissance et dans la microélectronique ont permis son utilisation dans les variateurs industriels actuels [11]. Cependant, cette commande présente une faiblesse face aux variations des paramètres de la machine, qu'ils varient en cours de fonctionnement, notamment la résistance statorique.

## **1.4 Commande sans capteur**

La réalisation d'une commande vectorielle sans capteur nécessite impérativement la connaissance exacte de l'amplitude et de la position spatiale du vecteur flux rotorique. Ces grandeurs, sauf dans certains cas spéciaux, ne sont malheureusement pas directement mesurables, pour cela les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies pour développer des stratégies de commandes, qui s'appuient sur les techniques d'observations.

### **1.4.1 Observation**

Dans la littérature, nous distinguons plusieurs structures d'observateurs d'état utilisés pour l'observation de flux et de vitesse en boucle fermée. Elles sont très attractives et permettent d'avoir de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse [12, 13], Parmi lesquels nous pouvons citer les observateurs Luenberger, observateur adaptatif et le filtre de Kalman.....etc.

#### **1.4.1.1 Le filtre de Kalman**

Il le plus utilisé pour l'estimation du flux rotorique et la vitesse de la machine asynchrone [14]. Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statoriques, flux rotorique et vitesse).

En 1991 Atkinson propose une solution basée sur le filtre de Kalman étendu (EKF), dont le principe consiste à augmenter le vecteur d'état avec le paramètre à estimer (résistance rotorique). Par la suite, plusieurs auteurs exploitent la même idée pour conduire leurs recherches et les résultats obtenus montrent l'efficacité de l'algorithme du filtre de Kalman étendu.

En 1994 dans [15,16], l'auteur présent des résultats expérimentaux d'une commande en couple dans un repère fixe ( $\alpha, \beta$ ) utilisant le filtre de Kalman comme observateur de flux.

Ensuite plusieurs chercheurs utilisent le filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse, le flux et les paramètres de la machines, pour plus de détail voir les articles [17, 18,19].



### 1.4.2 Commande directe de couple (DTC)

Vers les années 80 F. Takahashi et T. Noguchi, proposent la commande directe du couple appelée (DTC) [20] comme une alternative à la commande vectorielle à flux orienté (FOC).

La DTC présente une structure simplifiée, robuste vis-à-vis les variations des paramètres de la machine et ne nécessite aucun capteur mécanique, elle est basé sur la détermination directe de la séquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique directement et indépendamment en utilisant deux comparateurs à hystérésis. La structure de la commande directe du couple est donnée par la figure.1.3 [21, 22, 23].

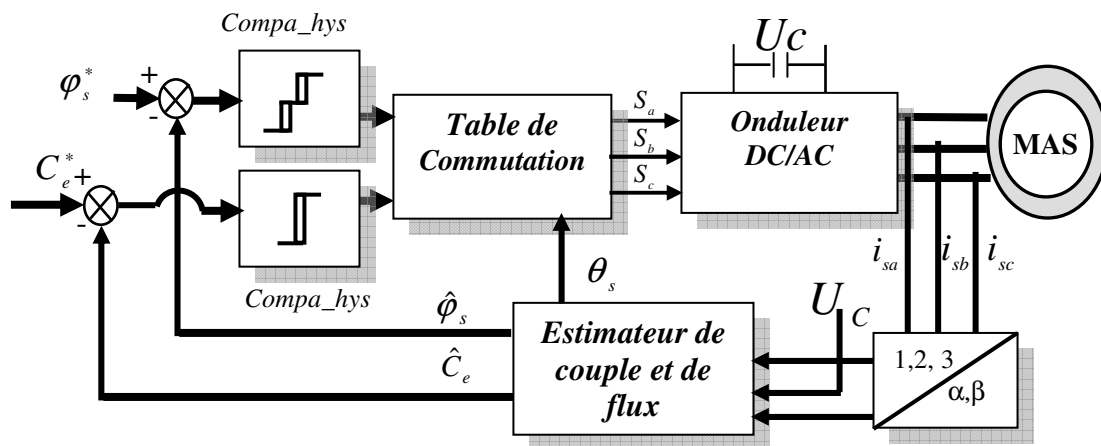


Fig. 1.3. Structure de la commande directe du couple

### 1.5 Commande adaptative

Dans certaines applications où les paramètres du procédé variaient avec le temps, l'utilisation d'un régulateur robuste à paramètres fixes ne suffit plus pour garantir les performances requises dans l'ensemble des régimes de fonctionnement possibles. C'est ainsi qu'une identification imprécise ou une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portées par ces régulateurs, en plus ces derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge. Pour cela la commande adaptative trouve un grand essor pour améliorer la robustesse de la commande de la machine asynchrone.

La commande adaptative est un ensemble des techniques utilisées pour l'ajustement automatique des régulateurs pour assurer les performances voulues quand les paramètres du système à contrôler sont inconnus et/ou variaient avec le temps [24,25,26]. La commande adaptative peut être structurée selon les catégories suivantes :

- 1) Approximations des stratégies de commande optimale stochastique (Duale)
- 2) Systèmes de Commande Auto-ajustable (Self Tuning Control - S.T.C.)
- 3) Commande Adaptative avec Modèle de Référence (MRAC).

Dans le cas de la commande optimale stochastique introduite par Feldbaum 1963, les paramètres inconnus sont traités comme des états additionnels du système ce qui transforme même un très simple problème de commande linéaire en un problème de commande non-linéaire stochastique. Cependant cette stratégie de commande est plus compliquée et même les différentes approximations sont encore trop compliquées pour être appliquées à cause de la puissance de calcul requise. Cette approche a néanmoins un intérêt théorique pour comprendre et évaluer les performances maximales qui peuvent être obtenues par des techniques plus simples et largement utilisées à ce jour en pratique comme la commande auto-ajustable et la commande adaptative avec modèle de référence [6,24].

Par ailleurs, ces deux techniques ont un nombre important de points communs. Dans certains cas, les deux techniques conduisent à des schémas identiques. Le schéma de commande adaptative avec modèle de référence a été originellement proposé par Whittaker, Yamron et Kezer élaborèrent la stratégie d'identification du type gradient, connue communément sous la règle du MIT (méthode du gradient), l'idée d'adapter en continu des paramètres dans le but d'améliorer les performances du procédé [24, 25].

Le schéma de commande auto-ajustable a été originellement proposé par Kalman (1958). Les premières applications de cette technique remontent au début des années 70. Leur développement est basé sur une bonne compréhension des aspects "algébriques" des différentes stratégies de commandes linéaires et sur l'hypothèse d'existence d'un régulateur à structure donnée qui peut assurer la réalisation des performances désirées pour toutes les valeurs possibles des paramètres du procédé, à partir de la boucle d'adaptation qui trouve les bonnes valeurs des paramètres de ce régulateur dans chaque instant.

Dans les années 1970, Aström et Wittenmark, introduisirent une nouvelle structure d'un régulateur auto ajustable. En 1973 Carroll et Lindorff, produisirent l'observateur adaptatif qui garantie une bonne stabilité du système à contrôler. En 1978, Narendra et Valavani élaborèrent un contrôleur adaptatif pour des systèmes d'ordre relatif  $m=1$  et  $2$ . Par la suite Feuer et Morse donnèrent la première solution pour le cas où  $m>2$ ; néanmoins, cette méthode était relativement complexe et il fallut attendre Monopoli qui introduisit l'erreur augmentée afin de régler les paramètres du contrôleur : les anciens algorithmes étaient basés sur l'erreur de poursuite de trajectoire [24,25, 26].

Finalement, d'autres chercheurs, Landau et al utilisèrent cette idée pour montrer la validité de la commande adaptative. Durant cette période où la commande adaptative suscita un réel intérêt, deux approches allèrent se dégager pour élaborer un contrôleur adaptatif.

### 1.5.1 Commande adaptative par modèle de référence ou MRAC

La commande adaptative directe à modèle de référence (MRAC) a été proposée pour la première fois en 1961 [27] se basant sur la minimisation d'un indice de performances, approche connue généralement sous la règle de conception du MIT [28]. La structure en boucle fermée du MRAC est représentée par la figure.1.4. En effet, la différence entre la sortie du procédé et la sortie du modèle de référence est une mesure de la différence entre les performances réelles et les performances désirées. Cette information est ensuite utilisée par le mécanisme d'adaptation pour ajuster les paramètres du régulateur afin de faire tendre l'erreur de comportement ou l'erreur de poursuite de trajectoire  $e_c(t)$  vers zéro [26,29]. Cette technique demande souvent des algorithmes plus rapides et favorise une application en temps réel (cas de robots manipulateurs) [30].

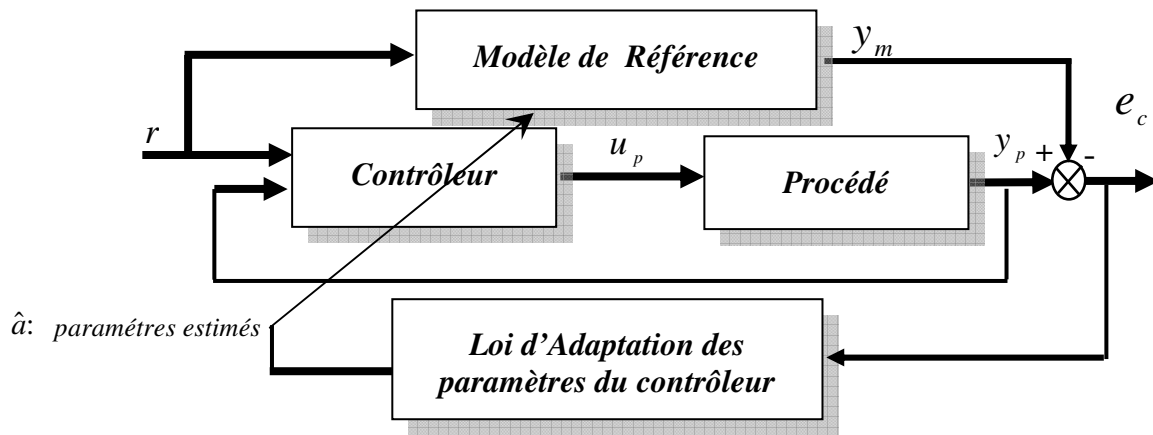


Fig. 1.4. Schéma de principe de la commande directe MRAC

Des théories classiques comme celle de Lyapunov peuvent être employées pour atteindre ce but. La structure de la loi de commande est telle que le comportement du système bouclé soit stable et équivalent au modèle de référence, malgré la présence des dynamiques non modélisées et d'incertitudes paramétriques. Ce type de commande est appelé commande adaptative directe à modèle de référence.

### 1.5.2 Commande adaptative auto ajustable

Encore appelée commande adaptative indirecte avec identification du modèle (MIAC), cette stratégie a été proposée par Kalman en 1958, le schéma block de cette commande est représenté par la figure.1.5 [26,28].

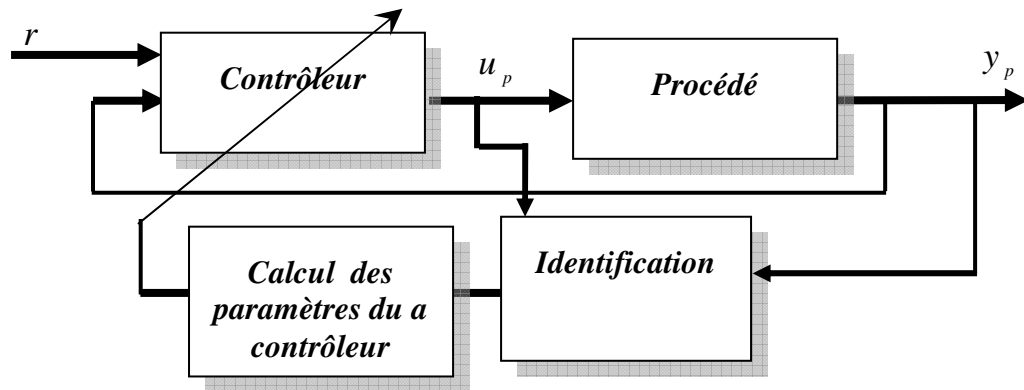


Fig.1.5. Schéma principe de la commande adaptative indirecte MIAC

Ce type de commande adaptative est basé sur les principes de séparation et d'équivalence certaine [29]. Le modèle du processus servant pour le calcul du régulateur est remplacé par un modèle estimé en temps réel à partir des entrées et des sorties du système à réguler [24]. L'hypothèse de base consiste à supposer que le bloc d'identification est capable de fournir une bonne estimation de l'état du système à chaque instant précédent le calcul proprement dit de la loi de commande. L'avantage de la séparation entre identification et commande est de pouvoir estimer les paramètres du système à contrôler tout en satisfaisant les objectifs de commande. Pour l'élaboration du régulateur, aucune erreur d'estimation n'est donc prise en compte [24, 27, 28,29]. Cependant, la stabilité de cette commande dépend fortement de la compatibilité des modèles utilisés pour les tâches d'identification et de calcul de la commande.

### 1.5.3 Essors de la commande adaptative

La combinaison de la commande adaptative avec les autres types de commandes classiques de l'automatique a porté ses fruits et a été la source de nombreux travaux de recherches dans plusieurs laboratoires, où la plupart des auteurs, qui ont étudié la commande adaptative appliquée aux machines électriques, ont surtout chercher à compenser l'effet des variations paramétriques et celle de la charge [31].

A partir de 1989, deux perspectives ont été explorées en vue d'une implantation industrielle, l'addition de structures d'adaptation paramétrique [32] et de concepts de robustesse [33], ainsi que l'implémentation d'une commande non linéaire en temps discret.

En 1993, dans [34] Bodson et al, proposent une nouvelle version de la commande adaptative basée sur l'identification des paramètres du moteur. Dans la même année P. Tomei et al [35], ont présenté une méthode d'identification de paramètres basée sur la technique des moindres carrés en utilisant les courants et la vitesse du moteur. Cependant ces deux versions présentent l'inconvénient d'être en temps de retard. En effet, si un ou plusieurs paramètres de la machine changent durant le fonctionnement, ces méthodes ne seront plus valables [36].

Dans [37], l'auteur propose une stratégie de commande adaptative indirecte par placement de pôles (PP), appliquée à la commande en vitesse d'une machine asynchrone, l'algorithme des Moindres Carrés Récursifs (MCR) est utilisé pour l'identification des modèles de comportement type entrées/sorties. Différents régimes transitoires ont été simulés pour apprécier l'apport de cette association (MCR-PP) : démarrages et inversion des sens de rotation, à vide et en charges, applications d'échelons de couple résistant, variations paramétriques, les résultats obtenus permettent d'illustrer, tant au niveau des performances que de la robustesse, de la commande adaptative pour les entraînements électriques des machines asynchrones [37].

D'autre part, dans l'article de B. Grcar et al. [38], présentent une version adaptative basée sur une linéarisation exacte et qui utilise les techniques de Lyapunov afin de concevoir un signal de commande qui compense continuellement les chutes de tension produites par les paramètres incertains. Dans [39] l'auteur propose une commande basée sur l'estimation en temps réel des paramètres incertains. Il faut, cependant, que les paramètres incertains restent constants pendant le temps d'adaptation des paramètres.

Un premier algorithme pour la linéarisation adaptative entrée-sortie de systèmes non linéaires est développé en 1989 dans [34]. Cette approche a été utilisée pour l'adaptation des inductances pour une commande en couple de la machine asynchrone en 1989 par G.Georgiou dans [33].

En 1993 dans [35] Marino et al, proposent une commande linéarisante adaptative en vitesse avec adaptation de la résistance rotorique et du couple résistant.

En 1993 dans [40] Tomas Von Raumer ; propose une commande en couple avec adaptation des résistances statorique et rotorique et du couple résistant de la machine asynchrone en se basant sur les lois de commande non linéaires adaptatives par linéarisation entrée-sortie. Ces lois de commande permettent de contrôler indépendamment le couple et le flux dans la machine en imposant une limitation de courant. Dans la même année N Doudi-Likoho et al dans [41] ont présenté une étude d'adaptation de tous les paramètres de la machine asynchrone.

En 1994 dans [42], l'auteur propose de nouveaux types d'observateurs non linéaires assurant la stabilité en boucle fermée de l'ensemble commande et observateur non linéaire. Sur le plan expérimental l'application de l'une des lois de commande non linéaire développées sur un banc d'essai industriel utilisant un processeur de signal montre la faisabilité de l'approche.

### 1.5.4 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

Le système adaptatif avec modèle de référence (MRAS), c'est une technique, appartenant à la catégorie de l'estimation indirecte de vitesse en exploitant les tensions et courants statoriques, cette approche a été formulée la première fois par Schauder 1989 [29], par un système adaptatif avec modèle de référence composé de deux estimateurs de flux (modèle de référence et modèle ajustable), la différence entre les sorties de deux estimateurs, pilote un algorithme d'adaptation qui génère la vitesse estimée [43,44].

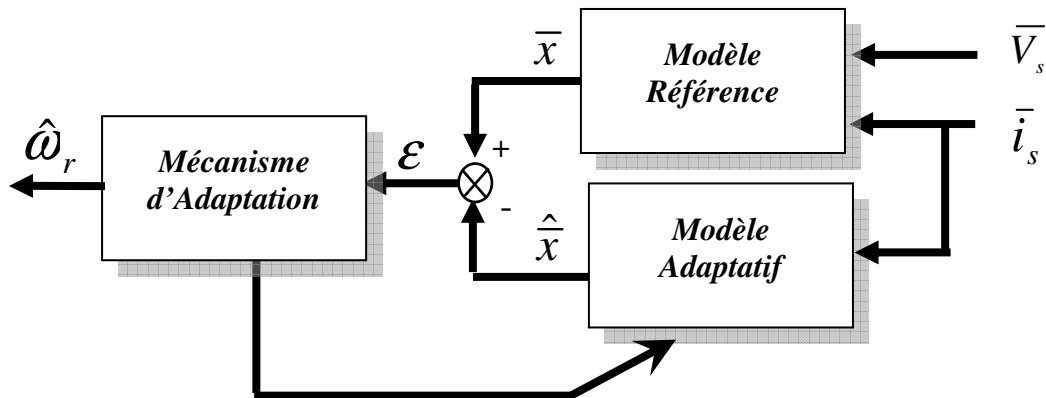


Fig. 1.6. Structure de la technique MRAS

Pour améliorer la dynamique d'estimation de la vitesse rotorique, plusieurs auteurs ont proposés l'intégration d'un modèle mécanique dans l'observateur MRAS. Dans [45], Kim et al proposent d'implanter les réseaux de neurone pour l'estimation de la vitesse.

Dans [46-47] proposent une solution aux problèmes de conditions initiales pour estimation du flux du moteur, car l'intégrateur pur a été remplacé par un filtre passe bas qui devrait avoir une fréquence de coupure bien choisie.

La technique MRAS souffre des mêmes problèmes que les modèles qui la composent (modèle en courant et modèle en tension), on peut relever en particulier sa sensibilité à la variation des paramètres de la machine [48]. Dans [11] Lee et al, quant à eux, ont proposé d'adapter la résistance rotorique par un compensateur flou. Dans [18]. Les auteurs ont été attribués à l'estimation en ligne des paramètres de la machine, et concentrés habituellement sur un ou deux paramètres seulement (résistance du rotor ou du stator).

Même avec ces améliorations apportées, aucune technique basée sur MRAS ne fonctionne correctement à vitesse nulle.

## 1.6 Commande non linéaire

Dans les commande vectorielles pour avoir une orientation exacte du flux, il est nécessaire de trouver d'autres commandes plus robustes telle que la commande par linéarisante entrée-sortie par retour d'état [32], cette technique à été introduite depuis les années 80 et elle a été utilisée pour la commande des systèmes non linéaires, elle permet de réaliser un découplage global entre le couple et le flux rotorique de la machine par opposition au découplage asymptotique dans le cas de la commande vectorielle de Blaschke. Luca et al [36,49].

Cette technique a été développée par Filless et Kupka 1983 elle est présentée dans sa forme actuelle en temps continu par Isidori 1989, Grâce aux intéressants travaux développés par A.Isidori, B.Charlet [50], R. Marino, les théories de bases pour le retour d'état linéarisation ont été mises en évidence. Bien que la théorie de la commande non linéaire soit ancienne, sa complexité ne l'a permit d'être appliquée que ces dernières années avec la disponibilité des calculateurs numériques puissants.

En 1987 Dans [51], l'auteur développe une commande en vitesse dans un repère lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) où il a fait recours à la géométrie différentielle.

En 1989 dans [49], l'auteur proposé une première application pour une commande du flux et du couple de la machine à induction sous la théorie de la commande non linéaire, où la vitesse est considérée comme constante et on considère uniquement la dynamique électromagnétique dans un repère fixe. En 1991 dans [52], les auteurs présentent une commande en vitesse dans un repère supposé parfaitement orienté sur le flux rotorique.

En 1990 dans [45] Kim et al, ont proposé un contrôleur basé sur la commande par linéarisation entrée-sortie, des résultats expérimentaux d'une commande en couple, dans un référentiel lié au rotor, donnent des bonnes performances dynamiques et un rendement maximal.

Une approche de discrétisations approximative de commande avec observation à été, présentée en 1993 dans [42], dans la même année Bodson et al, montrent des résultats expérimentaux d'une commande non linéaire en position basée sur un estimateur simple que celui de commande vectorielle indirecte, en 1994 les auteurs proposent un contrôleur de courant basé sur l'approche de linéarisation entrée-sortie les simulation numérique ont montrées les meilleurs performances.

Donc on peut conclure que la commande non linéaire permet d'obtenir un comportement linéaire et découplé, si les paramètres du moteur sont connus. Cependant, la résistance rotorique de la machine peut varier avec la température, qui intervient directement sur les performances de la régulation de vitesse ou de la position de la machine. C'est pourquoi les

travaux de recherches ont été orientés vers le développement de la commande adaptative incluant des estimateurs des paramètres incertains et variant dans le temps.

Pour résoudre le problème des variations paramétrique l'activité de recherche ensuite a été orientée vers la commande prédictive pour les machines asynchrones. Cette orientation a été motivée par plusieurs travaux de recherches que l'on peut citer ceux du Didier Dumur [53, 54].

### **1.7 Commande prédictive**

Les principes de la commande prédictive ont été introduits, pour la première fois, par Smith à la fin des années 50. C'est une méthode connue sous le nom de Prédicteur de Smith 1959 qui a pour objectif de compenser l'effet du retard dans la boucle de commande [55]. Cependant, la méthode est, d'une part, très sensible aux erreurs de modélisation et d'autres part non capable de stabiliser des procédés instables en boucle ouverte.

A la fin des années 70, le concept de commande prédictive a été reprise par d'autres chercheurs Richalet et al Dans[56], D.W. Clarke[57] .

La commande prédictive n'a émergé de manière industrielle qu'à partir du milieu des années 1980, même si de nombreux travaux ont fait état de son intérêt dès la fin des années 1970, notamment par le biais de ceux de [56].

A partir des travaux présentés dans [57], de nombreux résultats d'applications ont été publiés et ce dans des domaines très variés tels que les secteurs industriels. De plus, la commande prédictive est applicable sur une large classe de systèmes (stable, instable en boucle ouverte, à phase non minimale, avec retard).

La machine asynchrone prend en effet de plus en plus d'importance dans ce domaine, nécessitant pour sa commande des stratégies dites avancées. Pour cela ces dernières années cette commande a été exploitée en 1993 par Didier Dimeur dans [53-54] qui met une structure de commande numérique à architecture ouverte pour la commande d'axe de machine-outil à motorisation asynchrone.

En 1996 dans [53] Patrik Boucher propose une étude sur l'application en temps réel d'une commande prédictive en discret basée sur un régulateur polynomiale RST.

En 1997 l'étudiant allemand J. Röder à élaboré un banc d'essais équipé d'une machine asynchrone, une structure prédictive novatrice sous contrainte, cascade vitesse-position.

Toujours dans le contexte de la machine asynchrone, en 1999 dans [58] M.K. Maaziz à présenté une commande en boucles de vitesse, position, flux et de couple (commande



rapprochée), dans laquelle il a élaboré une structure de commande prédictive multivariable flux-vitesse ou flux-position utilisant le concept de platitude.

En 2004 Dans [59,60] l'auteur a présenté deux versions en temps continu de la commande non linéaire prédictive et une prédiction à horizon fini, sous forme d'une structure en cascade du moteur asynchrone, où il a inclut à la fois la dynamique électrique et mécanique. Le flux rotorique est estimé par le filtre de Kalman. Les simulations montrent que la méthode proposée permet de garantir le rejet de perturbation et d'améliorer les performances du suivi de trajectoires.

En 2007 dans [61, 62] il a présenté une stratégie de commande prédictive non linéaire multivariable basée sur l'optimisation d'une fonction de coût définie sur un horizon, permettant de garantir le rejet de perturbation et d'améliorer la robustesse aux variations de paramètres et rendant le système plus performant. Par la suite dans [63] il a élaboré une commande prédictive multivariable neuronale, basée sur un réseau de neurones de type multicouches pour la conception d'un prédicteur non linéaire.

## **1.8 Conclusion**

A partir de cet état de l'art sur les différentes stratégies de commande de la machine asynchrone, on peut conclure que la commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine. Cependant, la plupart des travaux effectués sur ce sujet montrent que ce découplage n'est pas garanti en présence des perturbations (variation de la charge ou variation de paramètres de la machine), en plus elle nécessite la mise en place de capteur mécanique. Pour cela les travaux rentrant dans le cadre de cette thèse sont directement orientés tout d'abord vers l'application des techniques proposées dans cet état de l'art et ont pour but de pallier les problèmes de la commande vectorielle. Puis la mise en œuvre d'une nouvelle loi de commande non linéaire prédictive avec adaptation paramétriques afin d'améliorer la poursuite des trajectoires, garantir la stabilité, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations.

# *Chapitre 2*

*Stratégies de Commandes  
de la Machine Asynchrone*



# Chapitre 2

## *Stratégies de commande de la machine asynchrone*

---

---

### **2.1 Introduction**

Avec les progrès de l'électronique de puissance et de la micro informatique, il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu.

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne par l'existence d'un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse et la position, Ce couplage rend la commande de la machine asynchrone beaucoup plus délicate.

Dans la première partie de ce chapitre nous présenterons la stratégie de la commande vectorielle à flux orienté (FOC) pour la machine asynchrone, cette méthode est basée sur le principe de découplage entre le flux et le couple de la machine. Cependant cette technique nécessite l'utilisation d'un capteur mécanique sur l'arbre et reste sensible aux variations paramétrique de la machine.

Pour cela le but de la deuxième partie de ce chapitre est de présenter les techniques de commande sans capteur de la machine asynchrone. La premier concerne la commande vectorielle avec observation, où nous allons appliquer le filtre de Kalman pour l'estimation de flux rotorique et de la vitesse, dont le but de rendre la commande robuste et moins coûteuse afin d'éliminer tous les capteurs. La deuxième concerne la commande directe du couple (DTC), cette technique de commande est une alternative intéressante de la commande vectorielle. Elle est basée sur la détermination directe des séquences de commutation de l'onduleur de tension ; pour contrôler simultanément le flux et le couple.

Pour faire face au problème de sensibilité du découplage aux variations des paramètres de la machine et celle de la charge, on présente la technique de la commande adaptative avec modèle de référence (MRAC), cette dernière serait utilisée par l'estimation de la vitesse de rotation de la machine, présentée par la technique de système adaptatif avec modèle de référence (MRAS). Les techniques proposées dans ce

chapitre sont accompagnées par des simulations numériques pour valider sa robustesse.

## 2.2 Commande vectorielle par orientation de flux FOC

La commande vectorielle par orientation de flux appelée (FOC), introduite par Kovacs en 1959 et reprise par Blaschke en 1972, est une technique de commande classique pour l’entraînement des machines asynchrones [2]. Son principe de base consiste à imposer l’angle de décalage entre le vecteur de la force magnétomotrice statorique par rapport au vecteur flux rotorique, où il en résulte un contrôle indépendant du flux et couple électromagnétique. Ce qui conduit à distinguer la composante du courant statorique qui pilote le flux couplé de la composante qui régit le couple électromagnétique, ce qui permet d’avoir une machine asynchrone similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante où le découplage entre le flux et le couple existe naturellement comme il est présenté par la figure.

2.1. [64,65]

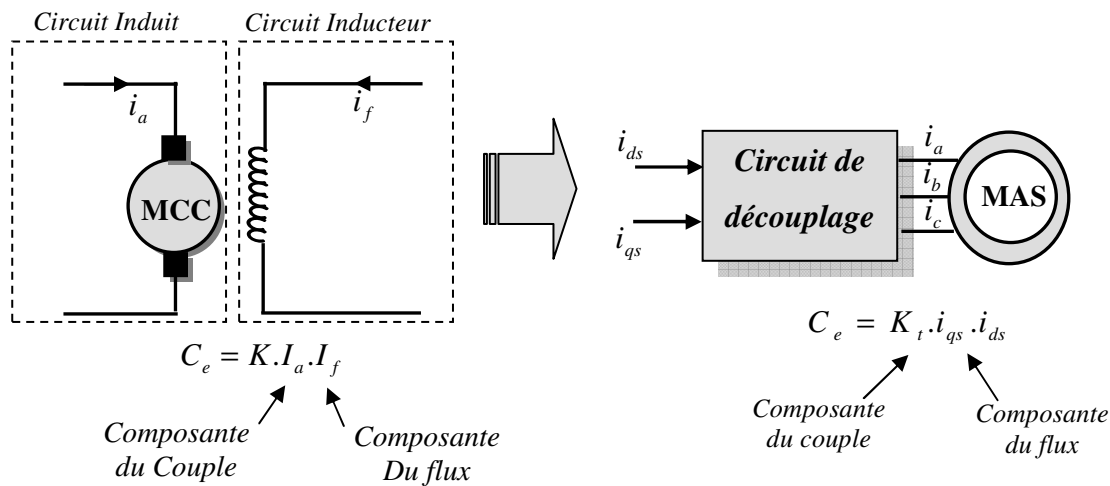


Fig. 2.1. Analogie de la machine asynchrone avec le moteur à courant continu

Le couple électromagnétique d’une machine à courant continu est donné par :

$$C_e = K\phi \cdot I_a = K' I_a I_f \tag{2-1}$$

- ♣ Le flux est contrôlé par le courant d’excitation  $I_f$
- ♣ Le couple est contrôlé par le courant d’induit  $I_a$ .

Pour une machine asynchrone, le couple électromagnétique est donné par:

$$C_e = \frac{PM}{L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) \tag{2-2}$$

L’objectif de la commande vectorielle est de réaliser un découplage, c'est-à-dire :

- ♣ Le flux sera contrôlé par la composante directe du courant statorique  $I_{ds}$ .
- ♣ Le couple sera contrôlé par la composante inverse du courant statorique  $I_{qs}$

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_r I_{qs} = k I_{ds} I_{qs} \tag{2-3}$$

### 2.2.1 Principe de la commande vectorielle par orientation de flux

Le principe de base de la commande vectorielle consiste à placer le repère tournant (d,q) afin que l'axe (d) coïncide avec la direction désirée du flux (flux rotorique, flux statorique ou flux d'entrefer) comme il est représenté par la figure.2.2.

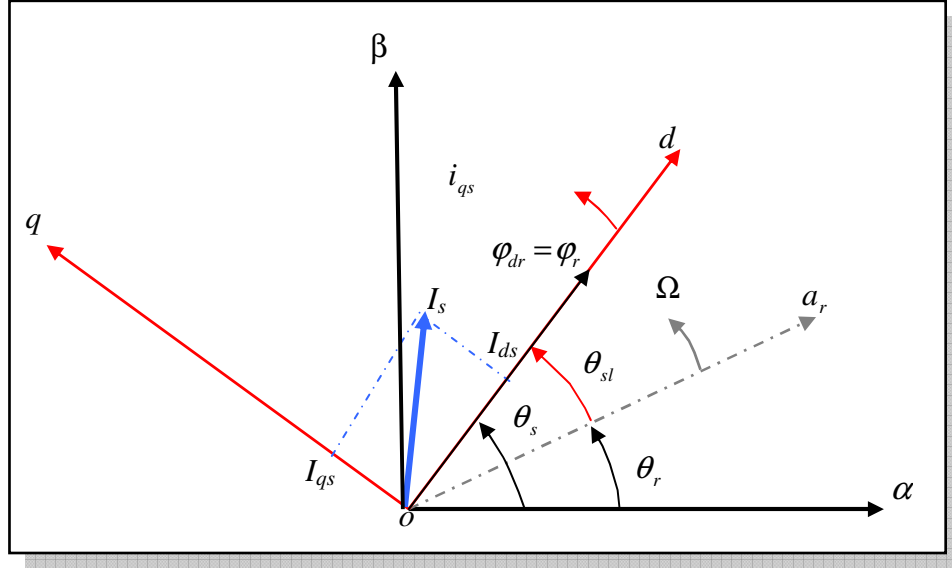


Fig.2.2. Principe de la commande vectorielle

#### 2.2.1.1 Mise en équations électriques de la machine

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on suppose que l'orientation du repère (d, q) suivant le flux rotorique.

Si le repère est parfaitement orienté, on peut supposer que :

$$\varphi_r = \varphi_{dr} \text{ et } \varphi_{rq} = 0 \quad (2-4)$$

A partir de modèle de la machine équation (A-5) de l'annexe A s'écrit :

$$\frac{d}{dt} I_{sd} = -\mathcal{H}_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{K}{T_r} \varphi_{rd} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sd} \quad (2-5)$$

$$\frac{d}{dt} I_{sq} = -\mathcal{H}_{sq} - \omega_s I_{sd} - p\Omega K \varphi_{rd} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{sq} \quad (2-6)$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{rd} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \quad (2-7)$$

$$\frac{d}{dt} \varphi_{rq} = 0 = \frac{M}{T_r} I_{sq} - (\omega_s - p\Omega) \varphi_{rd} \quad (2-8)$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = p \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} I_{sq} - T_L - f \Omega \quad (2-9)$$

La vitesse angulaire de glissement est donnée par

$$\omega_{sl} = (\omega_s - P\Omega) = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{I_{sq}}{\varphi_{rd}} \quad (2-10)$$

La transformé de Laplace de l'équation (2-7) donne :

$$\varphi_{rd} = \frac{M}{1 + sT_r} I_{sd} \quad (2-11)$$

D'autre part, à partir de l'équation (2-9), le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} I_{sq} \quad (2-12)$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique  $I_{sq}$  si le flux rotorique est maintenu constant.

Si on tient compte du fait que la machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension, les nous obtenons les équations des tensions statoriques à partir des équations

(2-5) et (2-6) :

$$V_{sd} = \gamma \sigma L_s I_{sd} + \sigma L_s \dot{I}_{sd} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} - \frac{K}{T_r} \sigma L_s \varphi_{rd} \quad (2-13)$$

$$V_{sq} = \gamma \sigma L_s I_{sq} + \sigma L_s \dot{I}_{sq} + \omega_s \sigma L_s I_{sd} + p\Omega K \sigma L_s \varphi_{rd} \quad (2-14)$$

Afin de commander  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ , qui dépendent de  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  par un terme de premier ordre, il faut éliminer des termes de couplage par précompensation. Les courants statoriques ( $I_{sd}, I_{sq}$ ), les flux rotoriques ( $\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$ ) et la vitesse mécanique ( $\Omega$ ) sont considérés comme variables d'état. Le problème essentiel de la commande est néanmoins de déterminer la position et la norme du flux rotorique.

On distingue deux méthodes de la commande vectorielle de la machine asynchrone, selon la détermination de la position du flux :

### 2.2.2 Commande vectorielle directe

Elle consiste à déterminer la position  $\theta_s$  et le module du flux  $\varphi_r$ . Afin d'accéder au flux rotorique, la première idée est d'utiliser un bobinages supplémentaires ou des capteurs placés dans l'entrefer de la machine. Ceci nécessite des moteurs spéciaux et fragilise le moteur et on perd son avantage principal qui est sa robustesse, à cause de la fragilité des capteurs de flux sa sensibilités aux variations de température.

Généralement on peut utiliser les équations (2-15), et (2-16) du modèle de la machine pour déterminer la position et la norme du flux [36, 66],

$$\dot{\varphi}_{rd} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} \quad (2-15)$$

$$\dot{\theta}_s = \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{I_{sd}}{\varphi_{rd}} \quad (2-16)$$

Ces deux dernières équations dépendent des paramètres de la machine et notamment la résistance rotorique qui varie au cours de fonctionnement avec la variation de la température. Pour cela cette structure est peu robuste face aux variations paramétriques et nécessite l'utilisation des d'observateurs pour l'adaptation de la résistance rotorique [18,67]. La structure de la commande vectorielle directe est représentée par la figure.2.3.

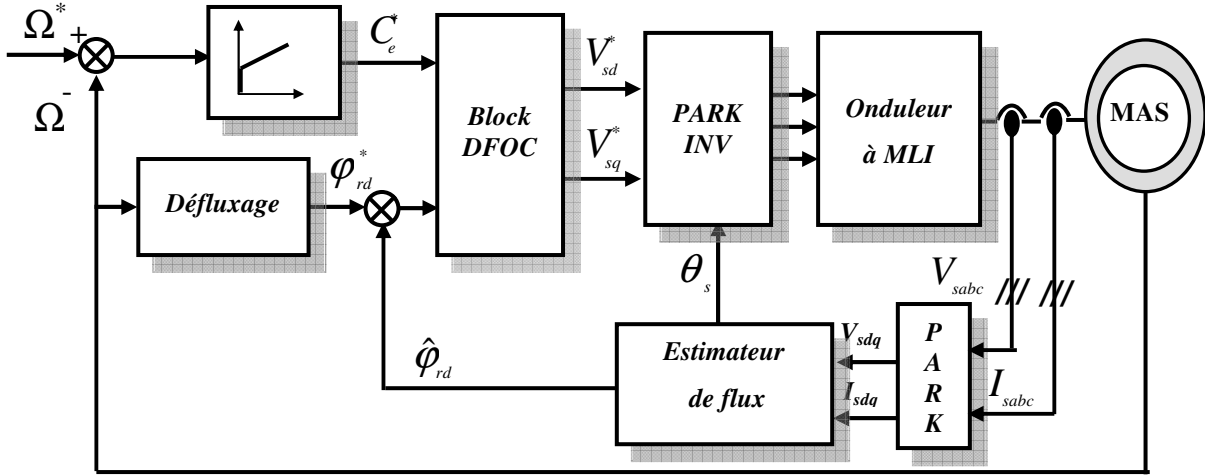


Fig. 2.3. La structure générale de la commande vectorielle directe

### 2.2.3 Commande vectorielle indirecte

La commande vectorielle indirecte utilise uniquement des grandeurs de référence qui ne sont pas bruitées, elle consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence  $\varphi_{rd}^*$  et sa position en se basant sur les équations de la commande vectorielle de la MAS, en effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence  $C_e^*$  et du flux rotorique de référence  $\varphi_r^*$ , les courants de références  $I_{sd}^*$  et  $I_{sq}^*$  s'en déduisent directement grâce aux équations (2-17), (2-18) :

$$I_{sd}^* = \frac{1}{M} (T_r \dot{\varphi}_{rd}^* - \varphi_{rd}^* p\Omega) \quad (2-17)$$

$$(\omega_s - p\Omega) = \frac{M}{T_r} \frac{I_{sd}^*}{\varphi_{rd}^*} \quad (2-18)$$

Connaissant l'angle mécanique ( $\theta$ ) et la composante directe du flux rotorique  $\varphi_{rd}$  on détermine la position du repère par intégration de l'équation (2-18).

$$\theta_s^* = p\theta + \int_0^t \frac{M}{T_r} \frac{I_{sd}^*}{\varphi_{rd}^*} dt \quad (2-19)$$

La figure.2.4 montre le schéma block de la commande vectorielle indirecte.



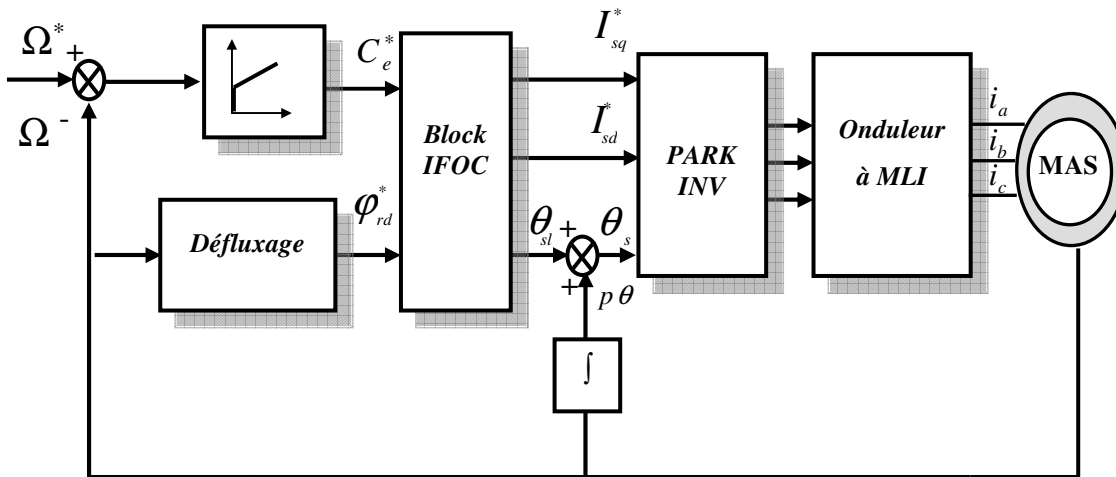


Fig. 2. 4. La structure générale de la commande vectorielle indirecte

Cette méthode présente une grande sensibilité face aux variations des paramètres de la machine, ce qui nécessite également une adaptation paramétrique [68].

### 2.2.4 Résultats de simulation et interprétations

Dans ce qui suit nous allons essayer de tester avec simulation numérique les performances de la commande vectorielle pour les modes de fonctionnement suivants :

- ☞ Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.
- ☞ Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge et des résistances rotorique

La variation du couple de charge et de la résistance rotorique est présentée sur La figure.2.5.

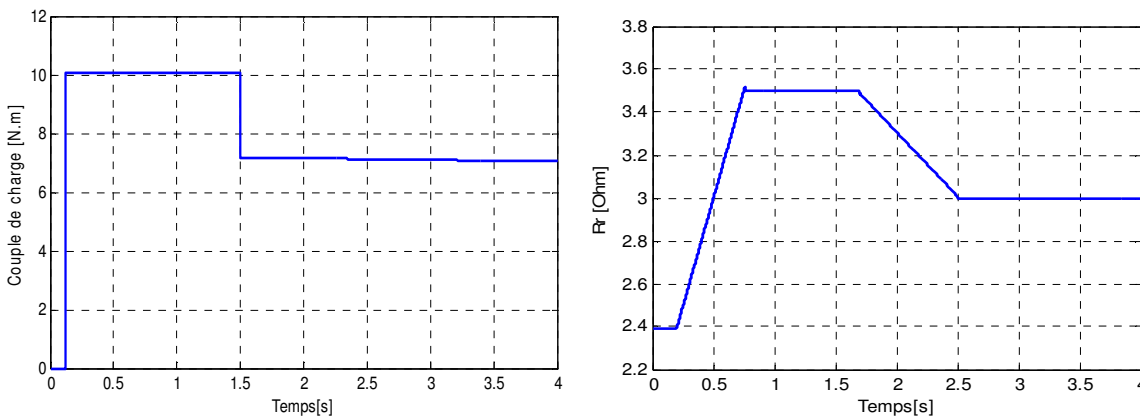


Fig. 2.5. Variation de couple de charge  $C_r$  et de la résistance rotorique  $R_r$ .

#### a) Résultats de simulation de la Commande vectorielle directe

Les résultats de simulation de la commande par orientation de flux rotorique direct (DFOC) sont présentés ci-dessous, pour un changement de la consigne de vitesse de +100 à -100 rad/sec. à l'instant  $t=0.12$ sec de la charge de 10 Nm à  $t=1.5$  sec puis 7Nm.

☞Variation du couple de charge

☞Variation couple de charge et résistance rotorique

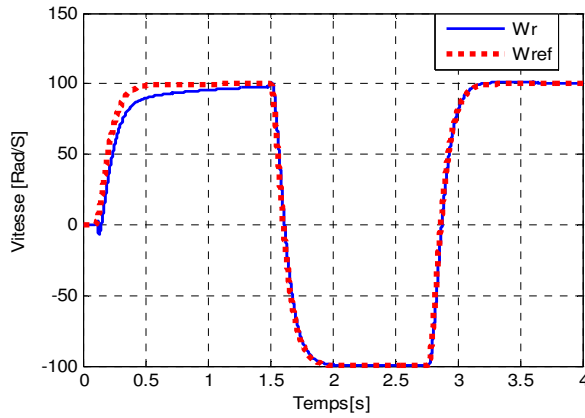


Fig2. 6a. Vitesse de rotation

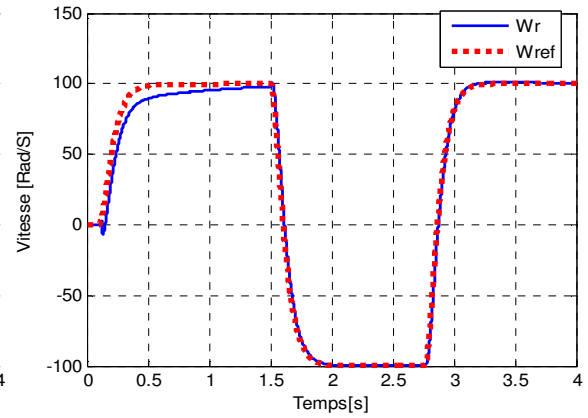


Fig2. 7a. Vitesse de rotation

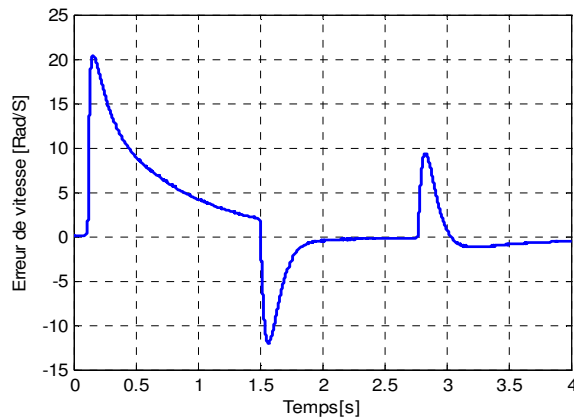


Fig2.6b. Erreur de vitesse de rotation

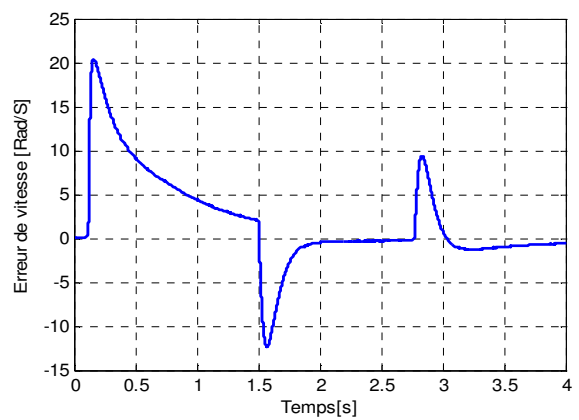


Fig2. 7b. Erreur de vitesse rotorique

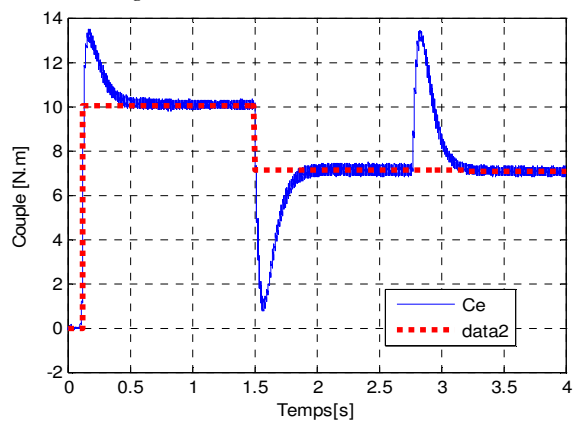


Fig2.6c. Couple électromagnétique

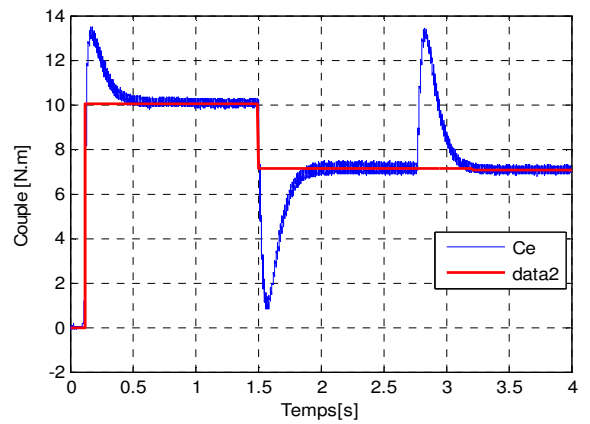


Fig2.7c. Couple électromagnétique

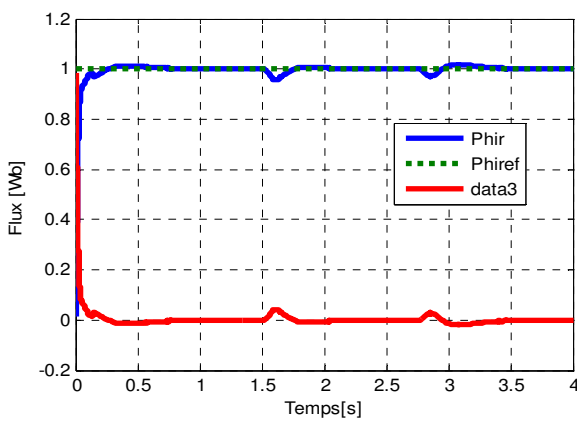


Fig2. 6d. flux rotorique

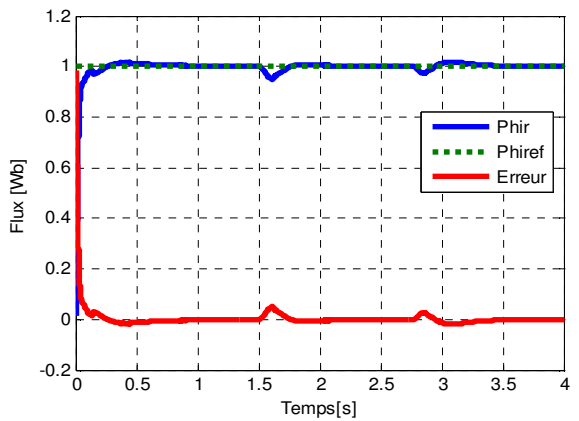


Fig 2.7d. flux rotorique

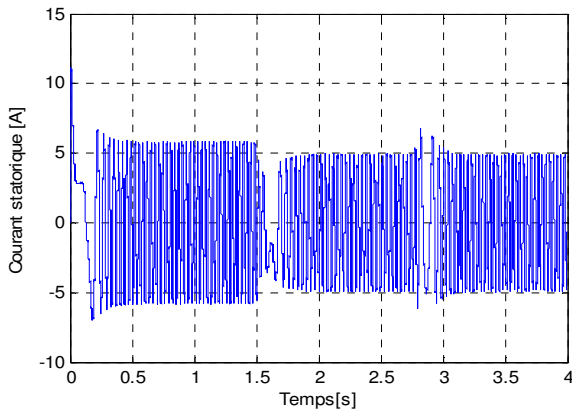


Fig2. 6e. Courant statorique

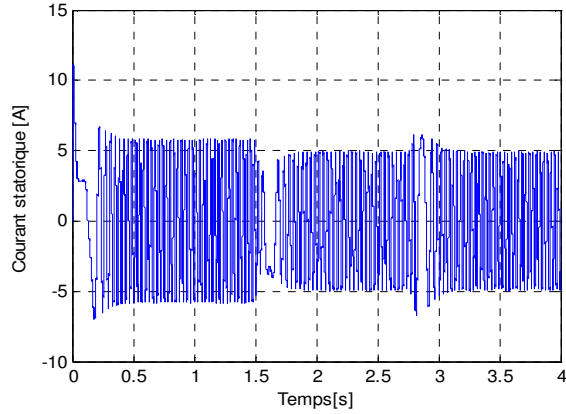


Fig2. 7e. Courant statorique

✂ **Interprétation des résultats**

Les résultats de simulation montrent que la vitesse ne suit pas parfaitement sa référence ce qui est bien montré par les figures (2-6.a.b) (2-7.a.b), le couple électromagnétique possède des grandes pics (50-60% du couple de charge) aux instants d'inversion de la vitesse(2-6.c) (2-7.c), ainsi que le découplage entre le flux et le couple, n'est pas garanti voir les figures (2.6.d) (2.7.d), car aux instants de variation du couple de charge figure, le flux présente des perturbations est s'écarte de flux de référence, ce qui provoque des fluctuations sur la forme du courant statorique voir les figures (2.6.e) (2.7.e). Donc, à partir des ces simulations on peut dire que la commande vectorielle directe (DFOC) est peu robuste vis-à-vis des variations de charge et du sens de rotation.

☹ **Résultats de simulation de la Commande vectorielle indirecte IFOC**

Pour les mêmes conditions de la simulation précédente on présentera les résultats de simulation de la commande par orientation de flux rotorique indirect (IFOC).

☞Variation du couple de charge

☞Variation couple de charge et résistance rotorique

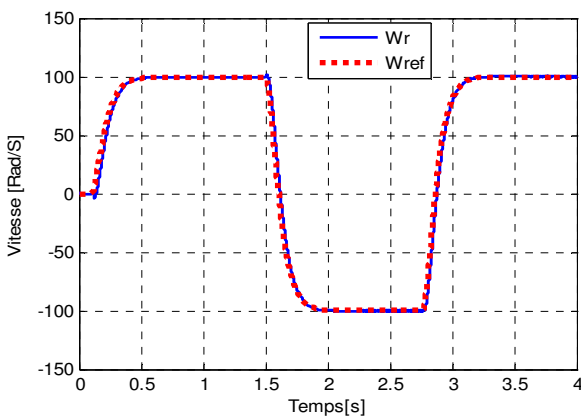


Fig. 2. 8a. Vitesse rotorique

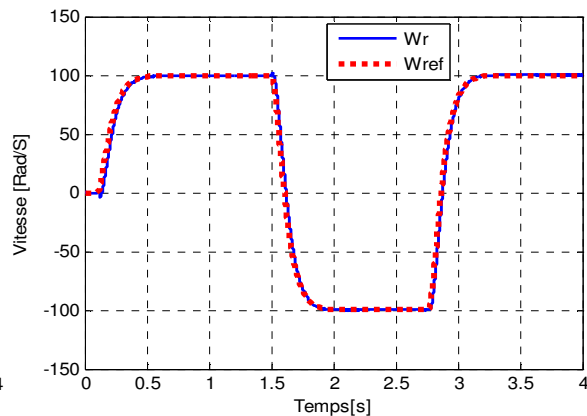


Fig. 2.9a. Vitesse rotorique

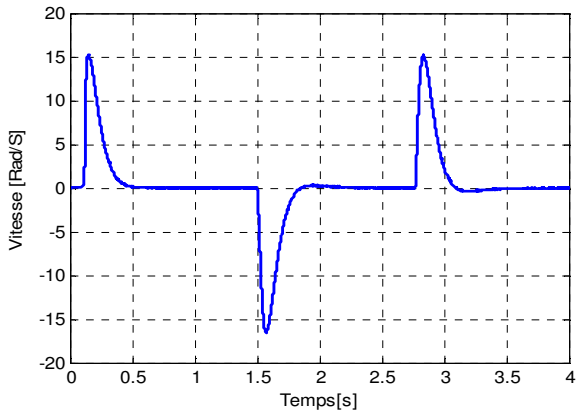


Fig. 2.8b. Erreur de vitesse de rotation

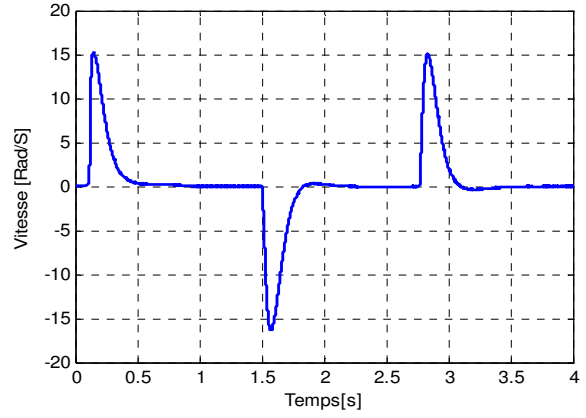


Fig. 2.9b. Erreur de vitesse de rotation

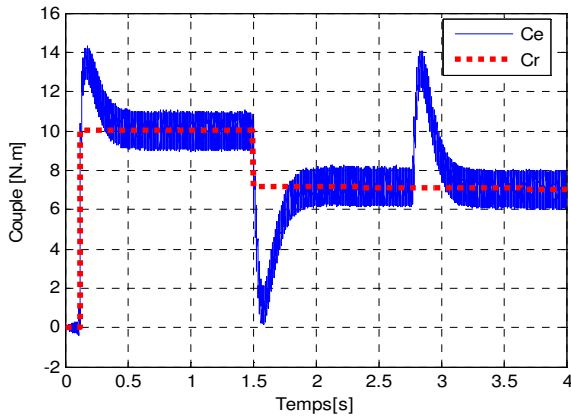


Fig.2.8c. Couple électromagnétique

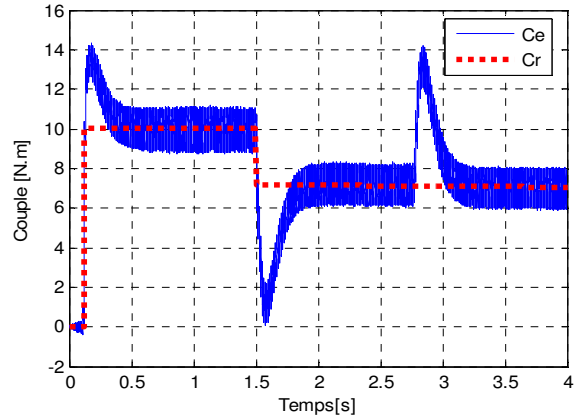


Fig.2.9c. Couple électromagnétique

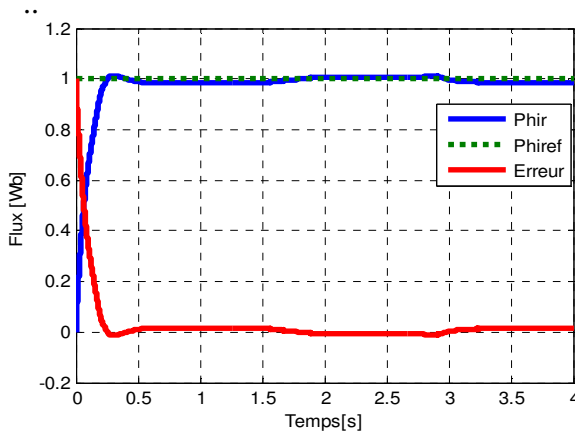


Fig. 2.8d. flux rotorique

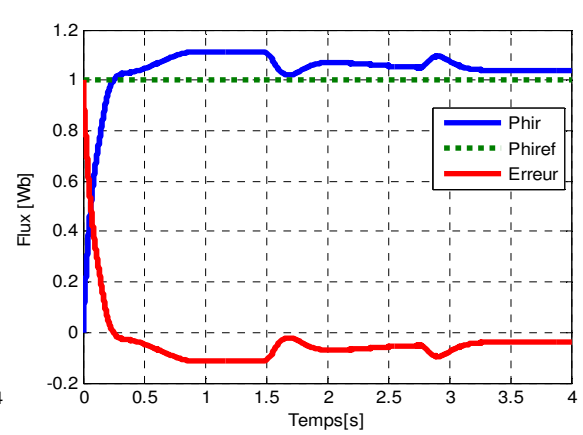


Fig. 2.9d. flux rotorique

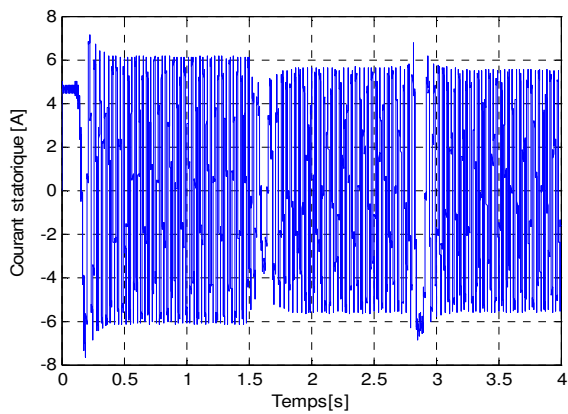


Fig. 2.8e. Courant statorique

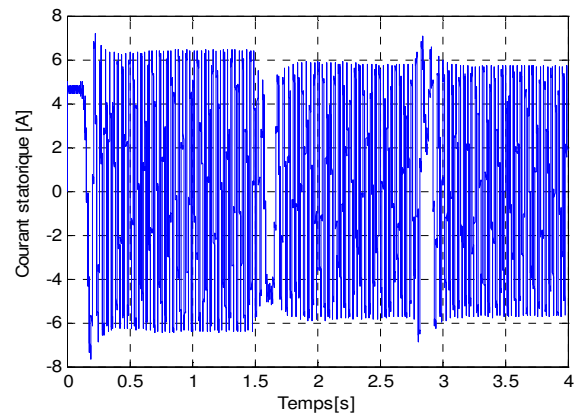


Fig. 2.9e. Courant statorique

### ☞ *Interprétation des résultats*

D'après les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte, les figures (2.8a.b) (2.9a.b), montrent que la vitesse réelle est bien contrôlée et suit sa référence avec aucuns dépassements, le couple présente des pics peuvent atteindre (40-70% du couple de charge) aux instants d'inversion de la vitesse voir les figures(2-6.c) (2-7.c), on remarque que dans le cas de la variation de la charge (figure.2.8a), le flux est moins affecter que dans la variation de la résistance rotorique (figure2.8b), où l'on remarque qu'au régime établi le couple et le flux sont découplés, ce qui montre l'influence des variations paramétriques sur le comportement de la commande vectorielle indirecte, d'où une mauvaise orientation du flux et par conséquent une perte de découplage. Cette influence est bien observée sur le courant statorique (figure2.9e), qui change sa forme sinusoïdale avec des pics aux instants de la variation de la résistance rotorique.

## **2.3 Commande sans capteur**

L'utilisation des capteurs mécaniques dans la commande FOC impose un coût supplémentaire et augmente la complexité de la commande. Pour cela nous proposons:

- ☞ *L'utilisation de filtre de Kalman pour l'estimation de flux et de la vitesse rotorique.*
- ☞ *Commande direct du couple appelée DTC.*

### **2.3.1 Commande vectorielle avec observateur**

Un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gain pour corriger l'erreur sur l'estimation. Si le système à observer est déterministe alors le reconstruteur d'état est appelé observateur. Le plus connu et le plus simple est l'observateur de Luenberger. Dans le cas contraire, lorsque le système est stochastique, on parle du filtre de Kalman. [69]. Un observateur a pour rôle de reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles  $X_{est}$  à partir de la connaissance des entrées  $U(t)$  et des sorties  $Y(t)$  mesurables. Ainsi, l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'observateur à travers une matrice de gain de correction  $K$ . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur, donc son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états. [68]. Voir figure. 2.10.

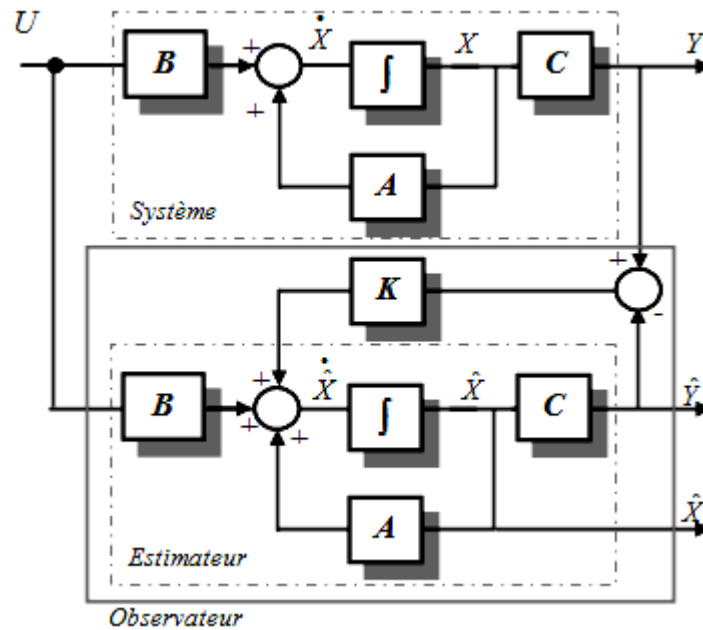


Fig.2.10. Schéma de principe d'un observateur

### 2.3.1.1 Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone. Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique [48].

#### 2.3.1.1.1 Application du filtre de Kalman étendue à la MAS

Le filtre de Kalman étendu FKE est l'un des observateurs les plus populaires et largement étudiés dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires en se basant sur la présence des bruits. Ce filtre étendu consiste à utiliser les équations du filtre de Kalman standard au modèle non linéaire linéarisé par la formule de Taylor au premier ordre. Ce filtre étendu a été appliqué avec succès sur différents types de procédés non linéaires. Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [16, 70, 71].

##### ☞ Le modèle d'état étendu de la MAS

Donc, le modèle de la MAS est représenté par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \\ Y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (2-20)$$

Pour avoir un une bonne stabilité et avec une structure simple de l'observateur, nous choisissons un repère d'axes lié au stator [19,72], voir l'annexe A.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{r\alpha} \\ \dot{\varphi}_{r\beta} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & pK\Omega & 0 \\ 0 & -\gamma & -pK\Omega & \frac{k}{T_r} & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\Omega & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & p\Omega & \frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2-21)$$

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & I_{s\beta} & \varphi_{r\alpha} & \varphi_{r\beta} & \Omega \end{bmatrix}^T \quad (2-22)$$

☞ **Discrétisation du modèle du système**

On suppose que l'entrée de commande est constante entre deux instants d'échantillonnage successifs, donc le modèle d'état discret est exprimé par [72, 73] :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k) = C_d X(k) \end{cases} \quad (2-23)$$

☞ **Le modèle stochastique non linéaire de la MAS**

Pour tenir compte des incertitudes et des perturbations du système, le modèle stochastique suivant est introduit :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) + b_{rs}(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) + b_{rm}(k) \end{cases} \quad (2-24)$$

$A_d$ ,  $B_d$  et  $C_d$  sont respectivement les matrices de transition d'état entre  $k$  et  $(k+1)$ .  $b_{rs}$  et  $b_{rm}$  sont respectivement les vecteurs de bruit sur le système (bruit d'état) et le bruit sur les mesures caractérisés par leurs valeurs moyennes nulles.

☞ **Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état**

Le filtre de kalman considère la matrice de covariance du vecteur d'état  $P$  et les matrices de covariances des vecteurs des bruits de système et de mesure comme les suivantes :

$$\begin{cases} \text{cov}(b_{rs}) = E\{b_{rs} B_{rs}^T\} = Q \\ \text{cov}(b_{rm}) = E\{b_{rm} B_{rm}^T\} = R \end{cases} \quad (2-25)$$

En supposant que  $Q$  et  $R$  sont diagonaux, les paramètres dans les axes  $\alpha$  et  $\beta$  sont les mêmes. Il suit de cela au total que quatre éléments de covariance de bruits doivent être connus. Finalement, l'algorithme du filtre de Kalman se présente en deux étapes, à savoir :

<p><b>Prédiction</b></p> $\begin{cases} X(k+1/k) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ P(k+1) = A_d P(k) A_d^T + Q \end{cases}$	<p><b>Correction</b></p> $\begin{cases} K(k+1/k) = P(k+1/k) C_d^T (C_d P(k+1/k) C_d^T + R)^{-1} \\ X(k+1) = X(k+1/k) + K(k+1)(Y - C_d X(k+1/k)) \\ P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1) C_d P(k+1/k) \end{cases}$
--	---

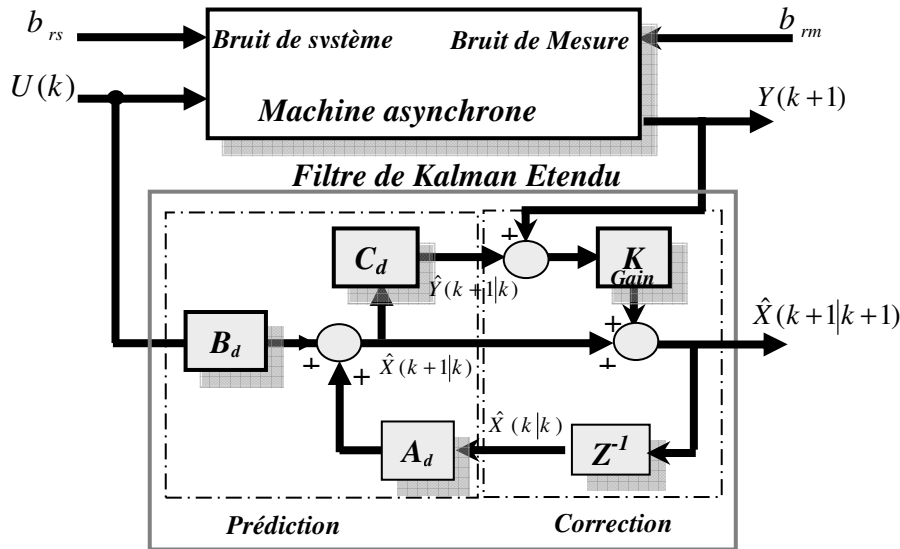


Fig.2.11. La Structure globale du FKE

Ce dernier est conçu pour l'estimation de flux rotorique et de la vitesse de la machine, où les tensions statoriques et les courants statoriques seront considérés comme des entrées pour le filtre [72, 74].

☞ **Résultats de simulation de la commande DFOC associée au filtre de kalman**

Dans cette partie des simulations numériques de la commande vectorielle directe associée au filtre de Kalman seront présentés pour les modes de fonctionnement suivants :

- ☞ Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.
- ☞ Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge et des résistances rotorique

☞ Variation du couple de charge

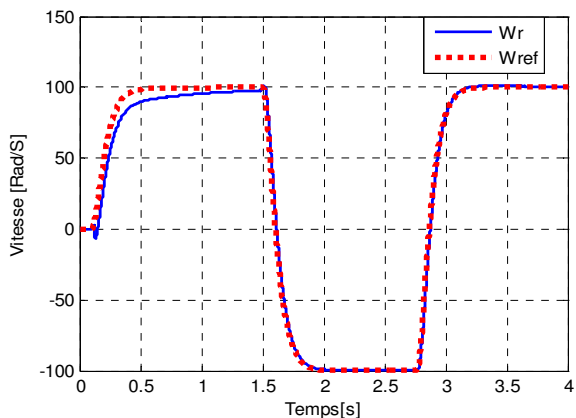


Fig. 2. 12a. Vitesse de rotation réelle et estimé

☞ Variation couple de charge et résistance rotorique

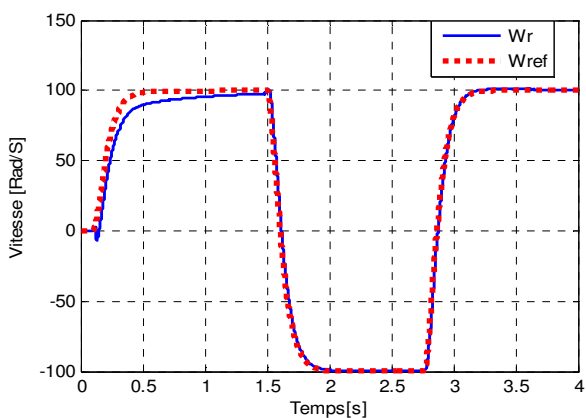


Fig. 2. 13a. Vitesse de rotation réelle et estimé



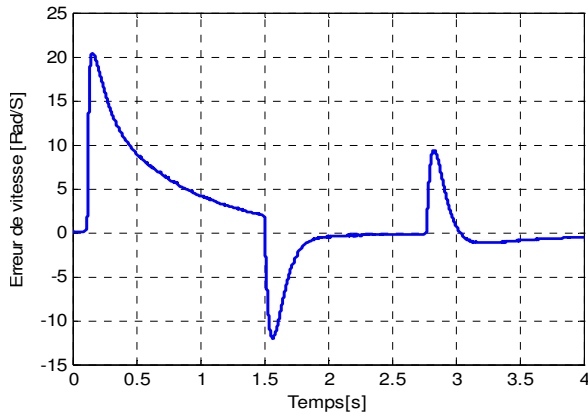


Fig. 2. 12b. Erreur de vitesse rotorique

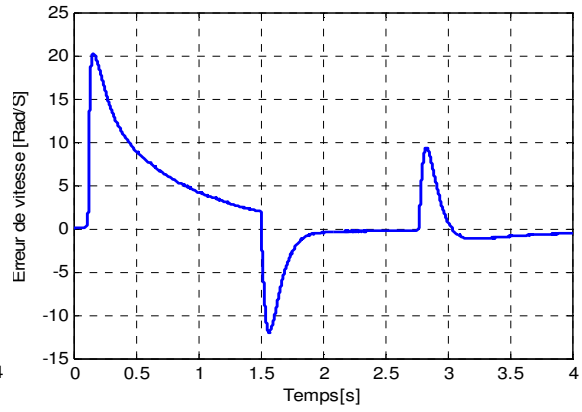


Fig. 2. 13b. Erreur de vitesse rotorique

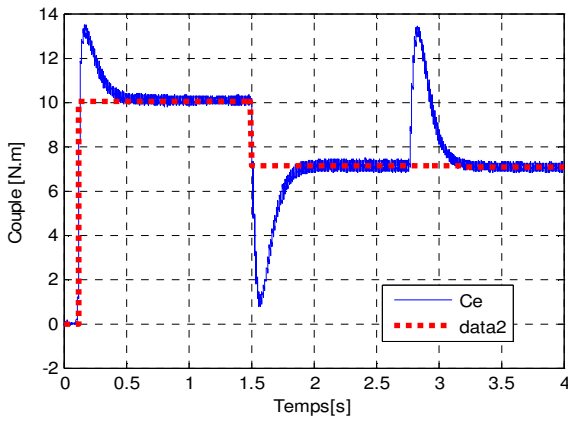


Fig2.12c. Couple électromagnétique

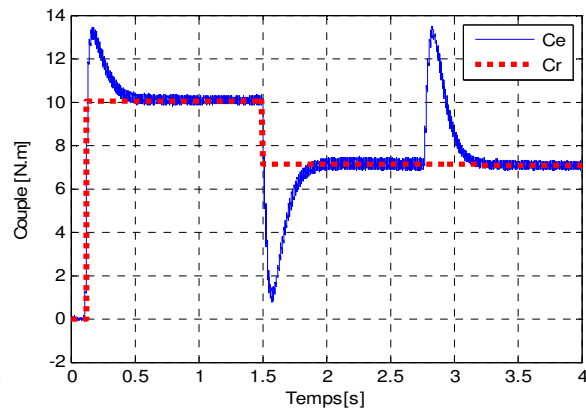


Fig2.13c. Couple électromagnétique

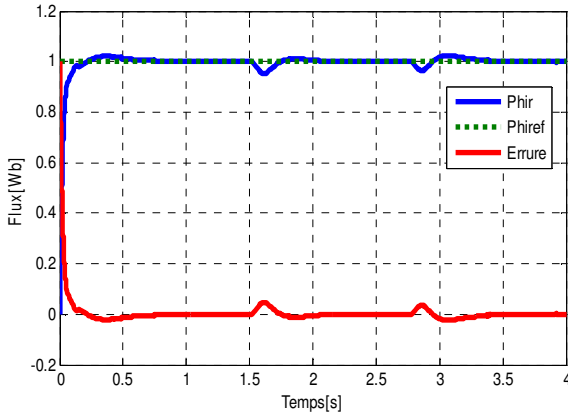


Fig 2. 12d. flux rotorique

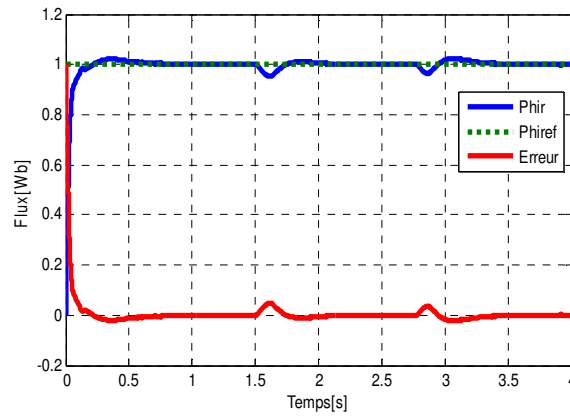


Fig 2. 13d. flux rotorique

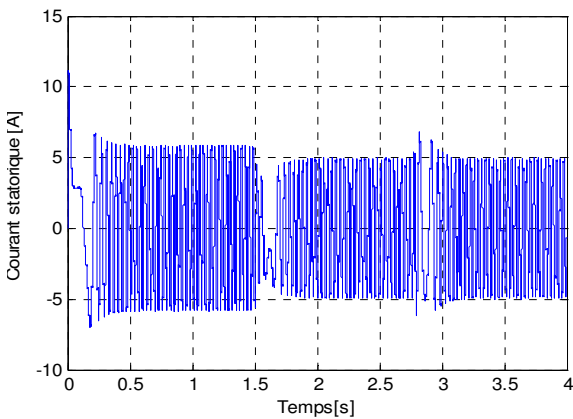


Fig 2 12e. Courant statorique

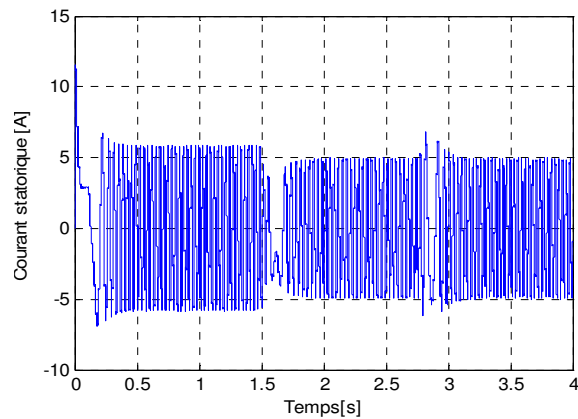


Fig 2 13e. Courant statorique

*Interprétation des résultats*

Les simulations représentées dans cette section sont réalisées afin de tester la robustesse de la commande (DFOC) basée sur le filtre de Kalman étendu (EKF) pour l'estimation de flux et de la vitesse rotorique. Ces résultats sont obtenus à partir des modes de fonctionnement suivants : *Démarrage à vide puis variation du couple de charge, réponses à basses vitesses, effet de la variation de la résistance rotorique.*

D'après les résultats de simulation, on observe également que l'estimation de la vitesse et de flux se fait de façon satisfaisante, car la vitesse estimée suit d'une façon acceptable sa référence (figures (2-12.a)(2-13.a)) ainsi que le flux estimé par filtre Kalman suit bien sa référence avec un temps de réponse rapide(figures (2-12.d)(2-13.d)), on l'on note que l'estimation de module du flux et de la vitesse de rotation n'est pas influée par les variations de la charge et de la résistance rotorique. Les (figures (2-12.c) (2-13.c)) montrent q'aux instants d'inversion de la vitesse le couple présente les mêmes pics obtenus précédemment puis il se stabilise vers sa référence, le courant dans une phase statorique, est sinusoïdale mais il est affecter par les pics de couple (figures (2-12.e) (2-13.e)).

Donc d'après ces résultats, on note également que l'estimation du flux rotorique et de la vitesse rotorique par EKF se fait toujours d'une façon satisfaisante, on plus cet observateur permettant de réduire le coût de la commande en éliminant les capteurs de flux et de la vitesse ces nécessaires dans la commande DFOC.

**2.3.2 Commande directe du couple (DTC)**

La structure de la commande directe du couple appelée (DTC) a été introduite en 1980 par Takahashi [20] pour concurrencer les méthodes classiques. La structure de base de la commande directe du couple est représentée par la figure. 2.14.

Son principe de base repose sur une détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur de tension, afin de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis. Une application adéquate de ce principe permet un découplage du contrôle entre le flux et le couple sans le besoin à une transformation de coordonnées ou à une modulation de largeur d'impulsion pour la génération des impulsions de commandes des interrupteurs de l'onduleur [67,76].

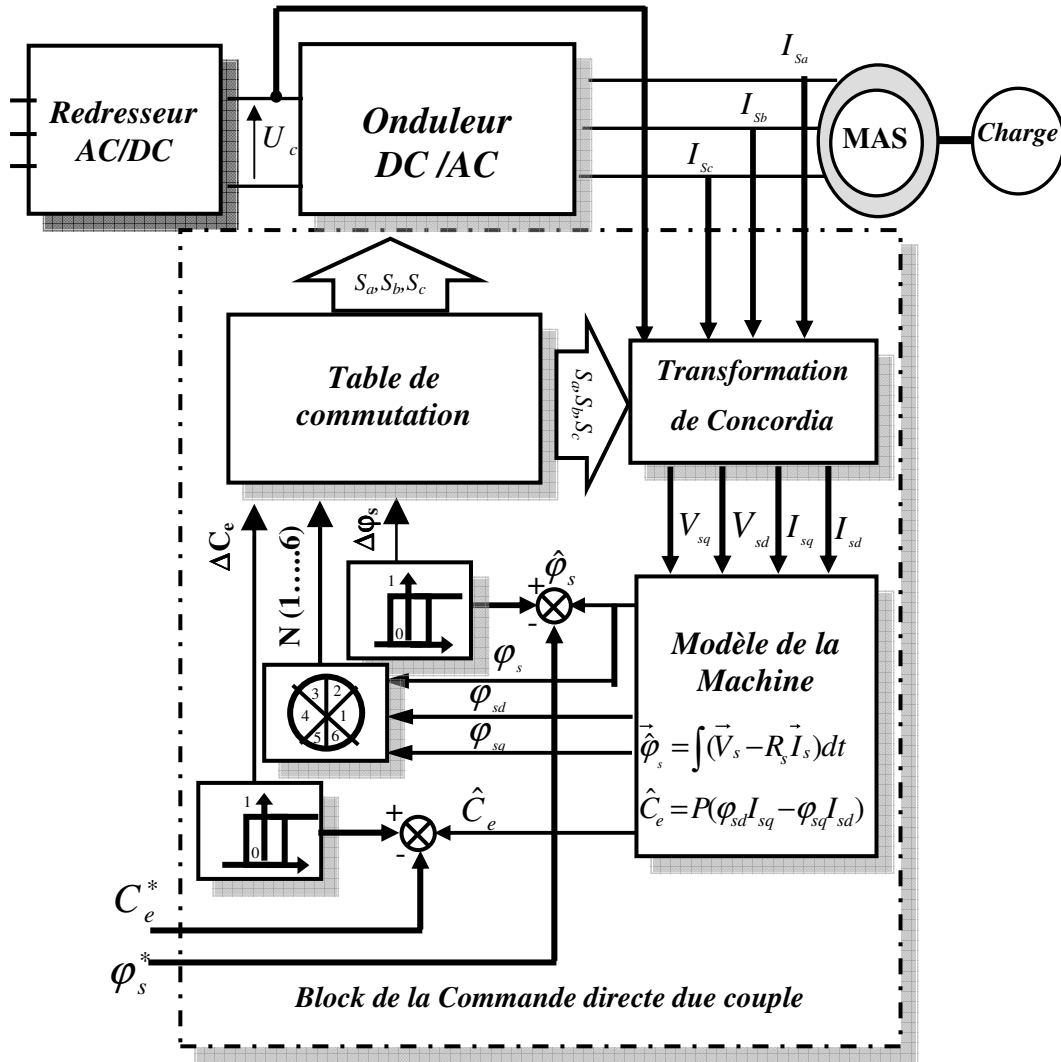


Fig. 2. 14. Structure de base de la commande directe du couple [75]

Les principaux avantages de la DTC sont la dynamique rapide de la réponse en couple, la robustesse contre les variations paramétriques et l'absence des transformations de coordonnées [76, 77, 78].

### 3.2.1 Principe de la commande directe du couple

Pour chaque période d'échantillonnage le principe de base de la commande directe du couple peut se décomposer selon les étapes suivantes [79] :

- ❶ Mesure des courants et tensions statoriques ( $I_{s\alpha}$ ,  $I_{s\beta}$ ,  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ )
- ❷ Estimation des composantes du vecteur flux statorique

$$\hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt$$

$$\hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt$$
(2-26)

- ③ Estimation du couple électromagnétique à partir des composantes estimées du flux statorique et des courants mesurés

$$\hat{C}_e = p(\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}) \quad (2-27)$$

- ④ Calcul de l'erreur ( $\Delta\varphi_s$ ) entre le flux de référence et le flux estimé puis normalisation à partir d'un régulateur à hystérésis deux niveaux :

- a) Si  $\Delta\varphi_s = 1 \Rightarrow$  l'amplitude de flux statorique doit augmenter
- b) Si  $\Delta\varphi_s = 0 \Rightarrow$  l'amplitude de flux statorique doit diminuer

- ⑤ Calcul de l'erreur ( $\Delta C_e$ ) entre le couple de référence et le couple estimé et normalisation à partir d'un régulateur à hystérésis à trois niveaux :

- a) Si  $\Delta C_e = 1 \Rightarrow$  augmentation de couple électromagnétique,
- b) Si  $\Delta C_e = -1 \Rightarrow$  réduction de couple électromagnétique,
- c) Si  $\Delta C_e = 0 \Rightarrow$  maintenir de couple électromagnétique constant.

- ⑥ Sélection de l'état de commutation de l'onduleur ( $V_0$  à  $V_7$ ) selon les erreurs de flux  $\Delta\varphi_s$ , de couple  $\Delta C_e$  et la position angulaire du vecteur flux statorique (voir figure. 2.15).

- ⑦ Le vecteur tension sélection à partir de la table de vérité (voir tableau 2.1), permet de contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique

- ⑧ L'application d'un vecteur tension  $V_s$  quelconque, l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension donné par l'équation.

$$\varphi_s(t) \approx \varphi_{s0} + V_s T_e \quad (2-28)$$

- ⑩ Lorsque le flux se trouve dans la zone i, les vecteurs  $V_{i+1}$  ou  $V_{i-1}$  sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et  $V_{i+2}$  ou  $V_{i-2}$  pour la diminuer. Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux, indépendamment de son amplitude.

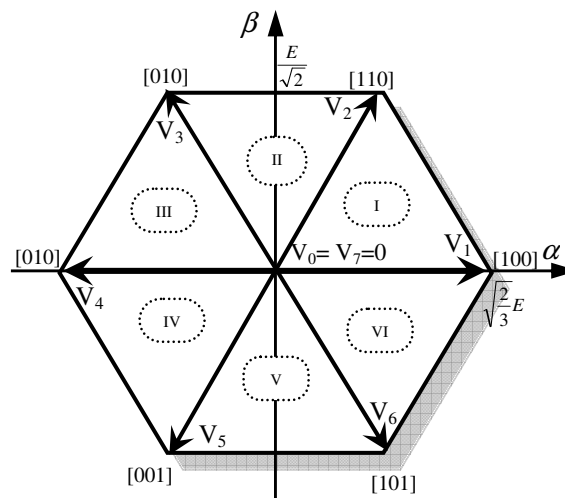


Fig.2.15. Plan complexe en 6 secteurs

Position de flux		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple						
$\Delta\phi_s = 1$	$\Delta C_e = 1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	$\Delta C_e = 0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	$\Delta C_e = -1$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$
$\Delta\phi_s = 0$	$\Delta C_e = 1$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$
	$\Delta C_e = 0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	$\Delta C_e = -1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

Tableau 2.1 le tableau de vérité

☛ Simulations numériques de la commande directe du couple

Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC, en absence de la boucle de réglage de vitesse, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de la DTC, pour un couple de référence varie de [4→8→6] N.m et un flux de référence à 1Wb. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à  $\pm 0.25$  N.m et celle du comparateur de flux à  $\pm 0.01$ Wb.

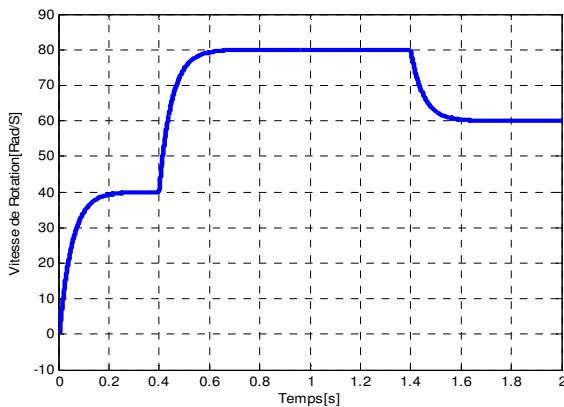


Figure 2. 16a. Vitesse rotorique

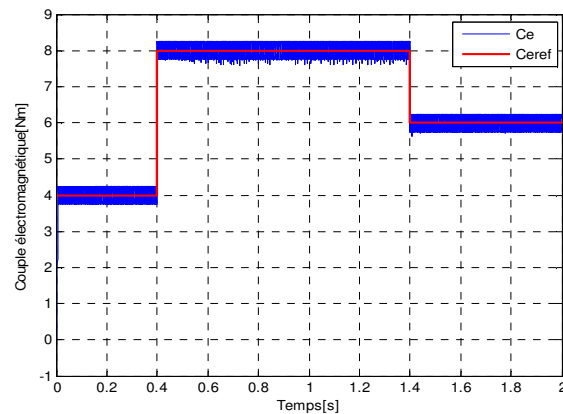


Fig2.16b. Couple électromagnétique

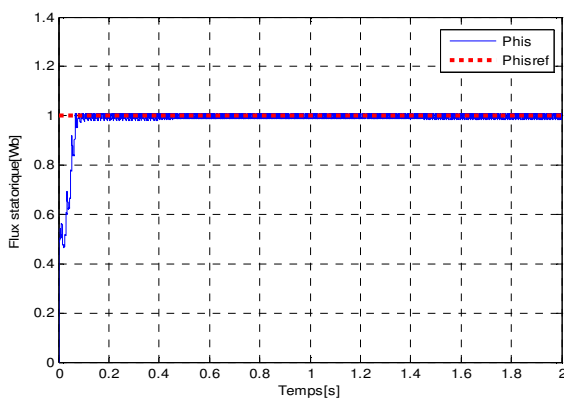


Fig 2. 16c. Module du flux statorique

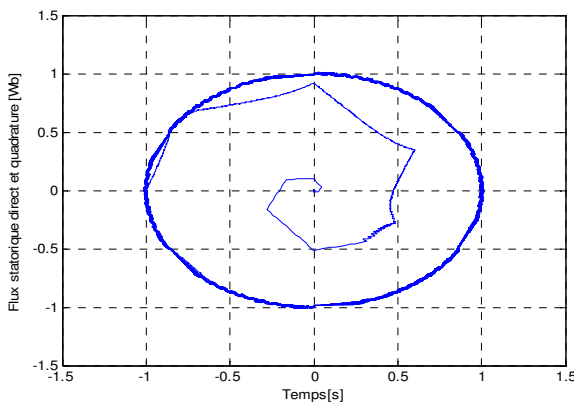


Fig 2. 16d. Trajectoire du vecteur flux statorique

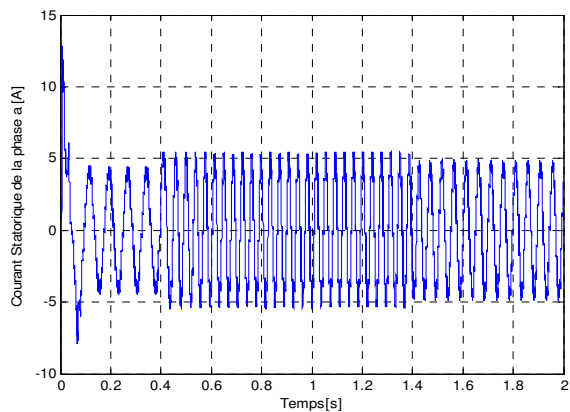


Fig2.16e. Courant statorique de la phase a

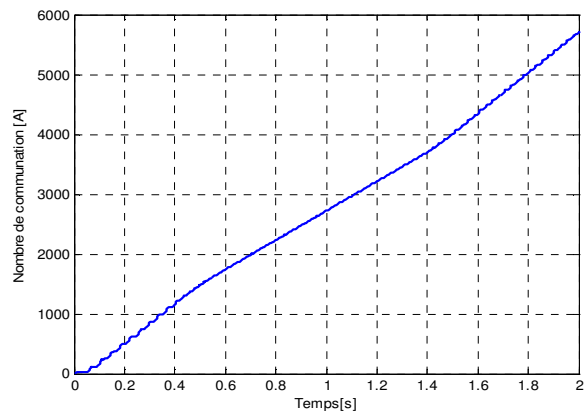


Fig2.16f. Nombre de commutation de l'onduleur

### ✂ Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montre que la vitesse à une bonne réponse et elle n'est pas perturbée par les changements du couple voir la figure.2.16a. La figure.2.16b nous montre que le couple à un régime transitoire rapide, celui-ci suit parfaitement sa référence au régime établi il n'y'a pas de dépassement des bandes hystérésis. La figure.2.16c. montrent que le flux à un régime transitoire lent mais au régime permanent il est bien contrôlé car il suit parfaitement le flux de référence imposé, ce qui est bien montré sur (figure.16d) où l'on l'évolution de flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , qui est parfaitement circulaire; la bonne réponse du flux à reflet sur le courants statorique qui possède une forme sinusoïdale au régime permanent voir figure.2.16e. D'après la figure de commutation d'un interrupteur de l'onduleur, la fréquence de commutation est variable figure.2.16f. Ce qui conduit à l'échauffement des semi-conducteurs.

D'après ces résultats simulation on peut donner les avantages et les inconvénient de la DTC

### ✂ Avantages de la commande directe de couple [22, 23,79]

- ☺ Il n'existe pas de bloc qui calcule (MLI) et de transformation des coordonnées
- ☺ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions
- ☺ La réponse rapide de couple et du flux.

### ✂ Inconvénients de la commande directe de couple [22]

- ⊗ L'existence de problèmes à basse vitesse (influence de la résistance statorique).
- ⊗ L'existence des oscillations de couple.
- ⊗ La fréquence de commutation n'est pas constante (régulateurs à hystérésis).

## 2.4 Commande adaptative

On a vu précédemment que la commande vectorielle a permis de commander la vitesse de la machine asynchrone en utilisant un régulateur PI. Mais il faut signaler que ce régulateur ne permet pas en tout cas de garder la vitesse de la machine asynchrone égale à sa référence si les paramètres de la machine variaient dans le temps. La commande adaptative est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement en ligne et en temps réel des régulateurs de boucle de commande de manière à maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du système à contrôler varient dans le temps ou sont inconnus. Il existe dans la littérature deux types de commande adaptative: commande adaptative auto-ajustable et commande adaptative avec modèle de référence [80,81].

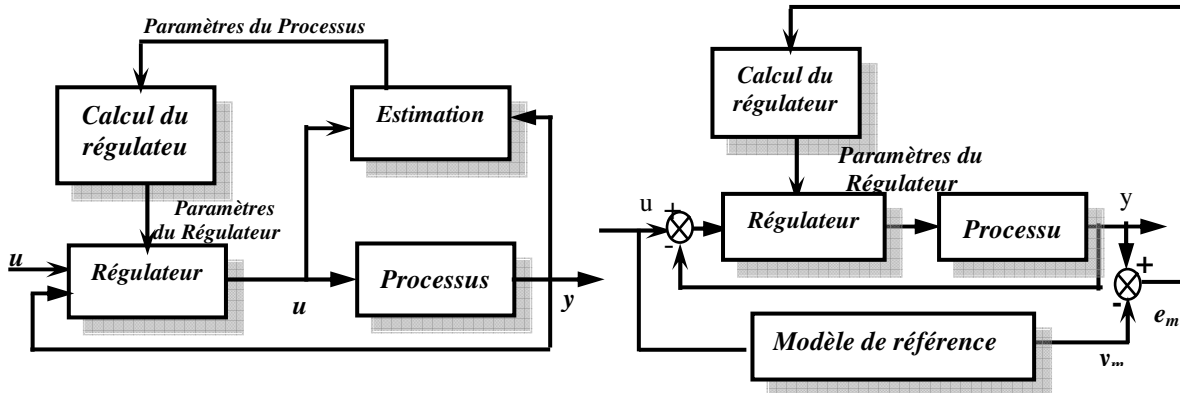


Fig.2.17. Commande adaptative auto-ajustable

Fig.2.18. Commande adaptative avec modèle de référence

**Remarques :** Dans un schéma de commande adaptative indirecte, l'adaptation des paramètres se fait en deux étapes : estimation des paramètres du procédé puis calcul des paramètres du régulateur à partir des paramètres estimés. Par contre dans la commande adaptative directe, les paramètres du régulateur sont ajustés en une seule étape.

Dans ce qui suit nous intéressons à l'étude de la commande adaptative avec modèle de référence qui a été le sujet préoccupant de plusieurs chercheurs [80,83].

### 2.4.1 Commande adaptative avec modèle de référence (MRAC)

La commande adaptative avec modèle de référence appelée (MRAC) a été introduite pour la première fois en 1961 [27] en se basant sur la minimisation d'indice de performances, approche connue généralement sous la règle de conception du MIT.

Cette commande est très utilisée dans de larges domaines, pour résoudre une variété importante de problèmes en commande, identification et estimation d'état. Le caractère dual de ces méthodes permet leur utilisation suivant la structure spécifiée, dans différentes

applications. Sa structure conduit à des réalisations simples et autorise une grande rapidité d'adaptation. Elle est peu sensible aux bruits ou à une modélisation imparfaite du procédé.

La structure générale de la commande adaptative directe est donnée par la figure.2.18, elle est composée d'une boucle interne constituée par la régulation ordinaire, et une boucle externe où s'ajustent les paramètres [28,84].

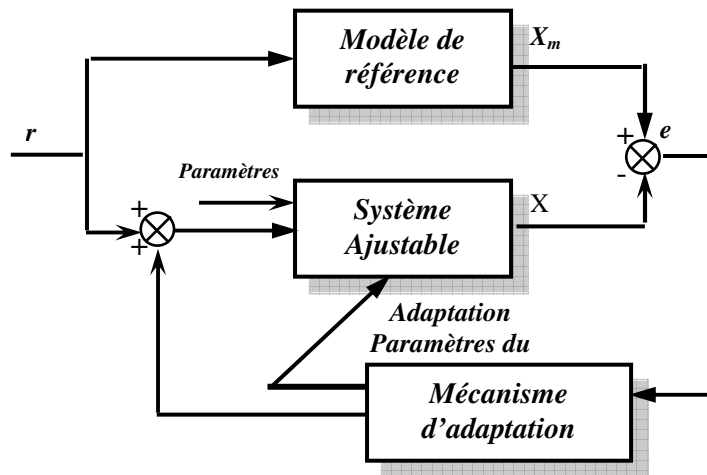


Fig.2. 19. Schéma block de la commande adaptative par modèle de référence.

La technique MRAC spécifie la forme désirée de la réponse du processus à un signal de commande par l'intermédiaire d'un modèle de référence défini paramétriquement, donc l'image des performances souhaitées en boucle fermée, c'est-à-dire le modèle fournit la réponse désirée du système ajustable et l'indice de performance calcule l'écart entre les réponses du modèle et du système ajustable. En fonction de cet écart le mécanisme d'adaptation modifie certains paramètres du système ajustable ou injecte un signal supplémentaire afin de minimiser cet écart comme le montre la fig.2.19 [84,85]. En général, l'adaptation peut être réalisée par l'ajustement des paramètres ou par l'injection d'un signal supplémentaire.

#### 2.4.1.1 Synthèse des lois de commande adaptative par la théorie de la stabilité

Deux méthodes utilisées pour la synthèse d'une commande adaptative avec modèle de référence : la première concerne la méthode de Lyapunov, permet d'avoir une stabilité globale sans aucune restriction, soit sur les conditions initiales des erreurs, soit sur la nature des entrées de références utilisées. Cependant l'inconvénient majeur de cette approche est la nécessité de trouver une fonction appropriée de Lyapunov et cette fonction doit être bien définie pour toutes les lois adaptatives connues. Cet inconvénient a motivé Landau [24] d'appliquer un nouveau concept dit critère d'hyperstabilité [25] qui est le plus répandu. Les notions de la théorie de l'hyperstabilité sont présentées dans l'Annexe B.



a) La théorie de la stabilité

La théorie de l'hyperstabilité a été développée par la nécessité d'avoir une technique capable d'étudier les systèmes linéaires à contre-réaction non linéaire [86]. Le problème essentiel était de déterminer les conditions sur la partie linéaire d'un système assurant la stabilité de l'ensemble, sachant seulement quelques caractéristiques de la partie non linéaire. Cette théorie introduite initialement par Popov en 1963 [86], et développée par plusieurs auteurs [87, 88, 89] s'appelle aussi théorie de la stabilité absolue [90].

b) Régulateur à gain constant

Considérons le régulateur représenté par le schéma fonctionnel de la figure. 2.20:

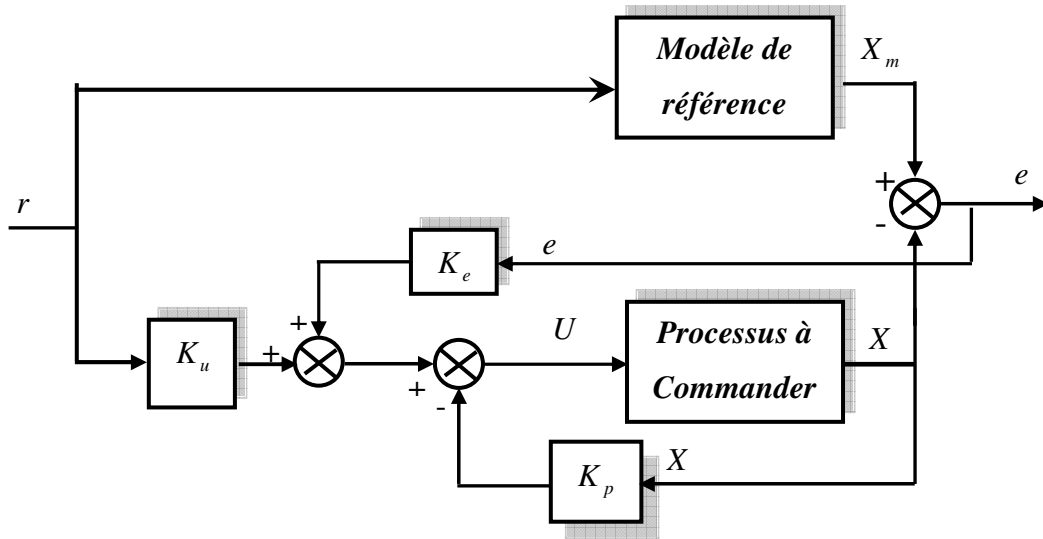


Fig. 2.20. Schéma fonctionnel d'une commande à un gain régulateur constant

Le système est décrit par :

$$\dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) + f_{NL}(x, t) \tag{2-29}$$

$$Y(t) = CX(t) \tag{2-30}$$

Le modèle de référence est donné par la forme suivante :

$$\dot{X}_m(t) = A_m X_m(t) + B_m r(t) \tag{2-31}$$

$$Y_m(t) = C_m X_m(t) \tag{2-32}$$

Avec :

$A_m$  : Matrice stable.  $X(t)$   $X_m(t)$  : Vecteurs de dimension  $n$ .  $B$  et  $B_m$  deux scalaires.

$Y(t)$  et  $Y_m(t)$  vecteurs de dimension  $q$ .  $f_{NL}(x, t)$  : Terme non linéaire variable dans le temps.

L'erreur de l'état entre le modèle de référence et le système à contrôler est donnée par :

$$e(t) = X_m(t) - X(t) \tag{2-33}$$

La loi de commande peut s'écrire sous la forme :

$$U(t) = -K_p \cdot X(t) + K_u r(t) + K_e e(t) \quad (2-34)$$

Les équations (2-29), (2-31) et (2-33) permettent de trouver le dérivé de l'erreur:

$$\frac{de(t)}{dt} = (A_m - BK_e)e(t) + (A_m - A + BK_p)X(t) + (B_m - BK_u)r(t) - f_{NL}(x, t) \quad (2-35)$$

1) Système linéaire invariable dans le temps : en absence des variations de paramètres

$f_{NL}(x, t) = 0$ ,  $B_m - BK_u = 0$  et  $A_m - A + BK_p = 0$  donc l'erreur devient:

$$\dot{e}(t) = (A_m - BK_e)e(t) \quad (2-36)$$

Et si  $(A_m - BK_e)$  est une matrice de Hurwitz (ses valeurs propres ont des parties réelles négatives) en assurant que  $e \rightarrow 0$  pour  $t \rightarrow \infty$  (système linéaire invariable dans le temps)

$$K_e = (B^T B)^{-1} B(A_m - A_e) \quad (2-37)$$

$$K_p = (B^T B)^{-1} B(A - A_m) \quad (2-38)$$

$$K_u = (B^T B)^{-1} B B_m \quad (2-39)$$

2) Système non linéaire variable dans le temps

Si le système à contrôler est non linéaire et/ou variable dans le temps ( $f_{NL}(x, t) \neq 0$ ) [85], le système corrigé s'écarte alors du modèle de référence et la correction du système de commande nécessite l'addition d'un signal de synthèse pour compenser le terme non linéaire et les variations paramétriques du système, l'erreur devient :

$$\dot{e}(t) = (A_m - BK_e)e(t) - f_{NL}(x, t) \quad (2-40)$$

On détermine une loi d'adaptation non linéaire rendant le système asymptotiquement hyperstable. La loi de commande  $U$  est la somme d'une composante linéaire  $u_1(t)$  et d'une composante non linéaire  $u_2(t)$  compensant l'influence des variations de paramètres [84].

$$U(t) = u_1(t) + u_2(t) \quad (2-41)$$

Avec

$$u_1(t) = -K_p \cdot X(t) + K_u r(t) + K_e e(t) \quad (2-42)$$

$$u_2(t) = \delta K_p(t) \cdot X(t) + \delta K_u(t) \cdot r(t) + \delta K_e(t) \cdot e(t) \quad (2-43)$$

Si on remplace (2-42) et (2-43) dans (2-41), on trouve

$$U(t) = -(K_p - \delta K_p(t)) \cdot X(t) + (K_u + \delta K_u(t)) \cdot r(t) + (K_e + \delta K_e(t)) \cdot e(t) \quad (2-44)$$

Les gains d'ajustements non linéaires dépendants du temps sont  $\delta K_e$ ,  $\delta K_p$  et  $\delta K_u$ .

L'application de la commande adaptative permet d'avoir l'équation dynamique de l'erreur :

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) = & (A_m - BK_e)e(t) + (A_m - A + BK_p)X(t) + (B_m - BK_u)r(t) \\ & - B(\delta K_u r(t) + \delta K_p X(t) + \delta K_e e(t) - f_{NL}(x,t)) \end{aligned} \quad (2-45)$$

Le calcul des gains  $K_e$ ,  $K_u$  et  $K_p$  selon les équations (2-37), (2-38) et (2-39) permet de réduire à nouveau l'équation de l'erreur à :

$$\dot{e}(t) = (A_m - BK_e)e(t) - B.w_c - f_{NL}(x,t) \quad (2-46)$$

Avec

$$w_c = \delta K_u r(t) + \delta K_p X(t) + \delta K_e e(t) \quad (2-47)$$

L'équation (2-46) est représentée par le schéma fonctionnel donné par la figure suivante :

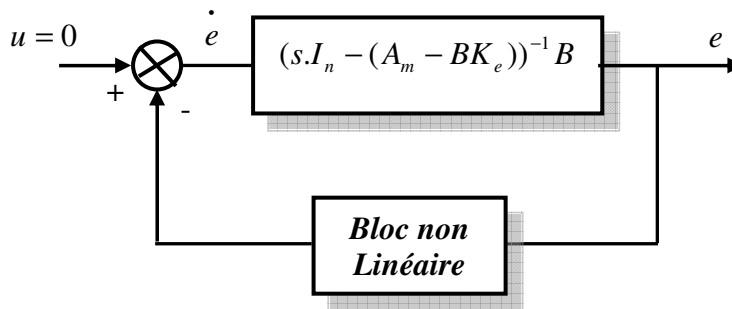


Fig.2.21. Schéma fonctionnel d'un système non linéaire variable dans le temps

Le système de la figure 2.21 est hyperstable si et seulement

- Si la partie linéaire est strictement positive réelle.

$$\text{Re}[(sI_n - (A_m - BK_e))^{-1} B] > 0 \quad \forall w \quad (2-48)$$

- Si la partie non linéaire vérifie l'inégalité de Popov

$$\int_0^t e^T(\tau).w_c(\tau)d\tau \geq -\gamma_0^2 \quad \forall t \geq 0 \quad (2-49)$$

Si la condition d'hyperstabilité [86] de la partie linéaire ne peut pas être toujours vérifiée, on introduit dans la chaîne directe un compensateur linéaire destiné à amplifier et filtrer l'erreur  $e(t)$  de telle sorte que le bloc linéaire soit hyperstable voir la figure.2.22.

$$Y_e(t) = C_e e(t) \quad (2-50)$$

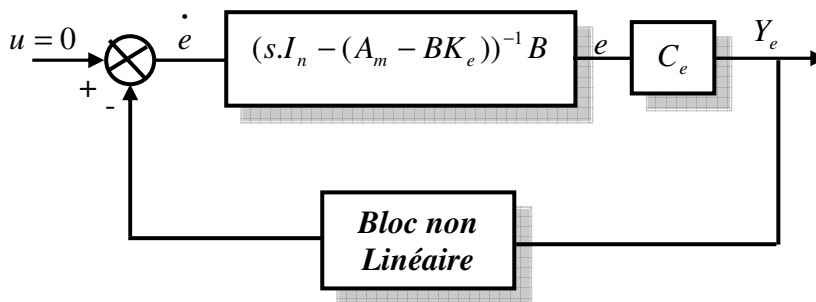


Fig. 2.22. Schéma fonctionnel d'un système non linéaire variable dans le temps avec compensation

Le système de la figure.2.22 est hyperstable si et seulement

☞ Si la partie linéaire est strictement positive réelle.

$$\operatorname{Re}\left[C_e(sI_n - (A_m - BK_e))^{-1}B\right] > 0 \quad \forall w \quad (2-51)$$

☞ Et le bloc d'adaptation non linéaire vérifie l'inégalité de Popov [86] :

$$\int_{t_1}^{t_2} Y_e^T(t).w_c(t)dt \geq -\gamma^2 \quad \text{Pour toute } t_1 \geq t_2 \quad (2-52)$$

Le problème d'hyperstabilité de la partie linéaire est résolu pour un choix de la matrice  $C_e$  selon la loi suivant (proposition de Landau) [24]:

$$C_e = B^T P \quad (2-53)$$

Tel que la matrice  $P$  est une solution de l'équation de Lyapunov [24, 91]:

$$PA_m + A_m P = -Q \quad (2-54)$$

Les coefficients de la matrice  $P$  et  $Q$  sont définis positifs. La satisfaction de l'inégalité de Popov est une opération très compliquée. De ce fait, Landau a présenté une solution pour le choix de  $\delta K_e$ ,  $\delta K_u$  et  $\delta K_p$  [91].

L'inégalité (2-52) est satisfaite en adoptant une loi d'adaptation proportionnelle intégrale du type :

$$\begin{cases} \delta K_p(t) = \int_0^t FY_e(\tau).X^T(\tau)Gd\tau + F'Y_e(t).X^T(t) \\ \delta K_e(t) = \int_0^t LY_e(\tau).e^T(\tau)Td\tau + L'Y_e(t).e^T(t)T \\ \delta K_u(t) = \int_0^t MY_e(\tau).r^T(\tau)Nd\tau + M'Y_e(t).r^T(t)N \end{cases} \quad (2-56)$$

Les matrices  $F$ ,  $G$ ,  $L$ ,  $T$ ,  $M$  et  $N$  sont définies positives et  $F'$ ,  $L'$  et  $M'$  sont définies semi-positives.

Landau a proposé des simplifications de ces équations dans le but de résoudre l'équation de Lyapunov et simplifier la structure du mécanisme d'adaptation, qui devient :

$$\begin{cases} \delta K_p(t) = \int_0^t \lambda_1 Y_e(\tau).X^T(\tau)d\tau + \lambda_2 Y_e(t).X^T(t) \\ \delta K_e(t) = \int_0^t \lambda_1 Y_e(\tau).e^T(\tau)d\tau + \lambda_2 Y_e(t).e^T(t) \\ \delta K_u(t) = \int_0^t \lambda_1 Y_e(\tau).r^T(\tau)d\tau + \lambda_2 Y_e(t).r^T(t) \end{cases} \quad (2-57)$$

Avec  $\lambda_1 > 0$  Et  $\lambda_2 \geq 0$

Les valeurs de  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$  doivent vérifier cette condition

$$G = T = N = 1, F = L = M = \lambda_1 I_n \text{ et } F' = L' = M' = \lambda_2 I_n \quad (2-58)$$

D'où le schéma bloc de la commande adaptative à modèle de référence est le suivant :

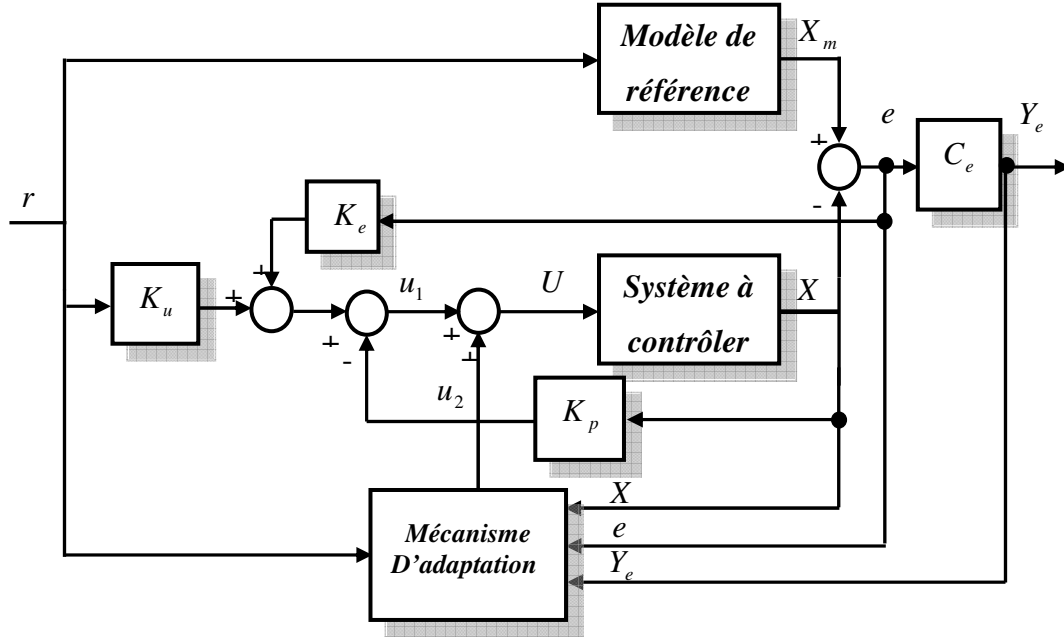


Fig.2.23. Schéma de commande adaptative à modèle de référence (MRAC).

### 2.4.1.2 Application à la machine asynchrone

Lorsque le système à commander est non linéaire et que les paramètres de son modèle varient dans le temps, la commande adaptative est une alternative intéressante permettant de s'affranchir de ces imperfections [33, 87]. Dans cette partie on va appliquer la commande adaptative avec modèle de référence à la machine asynchrone.

Les équations du modèle de référence est décrit sont :

$$\begin{cases} \frac{dX_m}{dt} = A_m X_m + B_m \Omega^m \\ Y_m = C_m X_m \end{cases} \quad (2-59)$$

A partir des équation (2-7)-(2-12) de la commande vectorielle dans un repère lié au champ tournant on détermine la fonction de transfert du couple:

$$C_e(s) = \frac{P.M}{L_r} \cdot \frac{[1 + (T_r \cdot \omega_{sl})^2] \cdot \varphi_r^*}{T_r^2 \cdot s^2 + 2 \cdot T_r \cdot s + [1 + (T_r \cdot \omega_{sl})^2]} \cdot I_{qs}(s) \quad (2-60)$$

L'équation mécanique (A-18) permettant d'avoir :

$$\Omega(s) = \frac{C_e(s)}{J \cdot s + f} = \frac{P.M}{L_r} \cdot \frac{[1 + (T_r \cdot \omega_{sl})^2] \cdot \varphi_r^*}{(J \cdot s + f) \cdot [T_r^2 \cdot s^2 + 2 \cdot T_r \cdot s + [1 + (T_r \cdot \omega_{sl})^2]]} \cdot I_{qs}(s) \quad (2-61)$$

Nous pouvons écrire :

$$(J s + f) \cdot \Omega^*(s) = C_e^*(s) = \frac{P.M}{L_r} \cdot \varphi_r^* \cdot I_{qs}(s) \quad (2-62)$$

D'après (2-61) et (2-62), nous avons donc :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{1 + (T_r \cdot \omega_{sl})^2}{T_r^2 \cdot s^2 + 2 \cdot T_r \cdot s + [1 + (T_r \cdot \omega_{sl})^2]} \quad (2-67)$$

Avec :

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}}{I_{ds}} \quad (2-68)$$

A partir des équation précédentes nous obtenons le modèle de référence représenté par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} C_{em} \\ \Omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{f}{j} - 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 & 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot f - \frac{f^2}{j} - j \cdot \omega_0^2 \\ \frac{1}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{em} \\ \Omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} j \cdot \omega_0^2 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \Omega^* \quad (2-69)$$

Avec

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{T_r^2} + \omega_{sl}^2} = \frac{1}{T_r} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}}\right)^2} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{1}{T_r \cdot \omega_0} \quad (2-70)$$

Pour notre cas, nous choisissons le modèle de référence d'ordre 2 pour la vitesse :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} = \frac{1}{T_r^2 \cdot s^2 + 2 \cdot T_r \cdot s + 1} \quad (2-71)$$

### ☞ Régulateur a gain constant

On considère le courant statorique est  $I_{qs}$  la variable de commande et les variables de la machine asynchrone  $(\Omega, T_e)$  regroupées dans un vecteur d'état  $(X_p)$  et les grandeurs du modèle de référence donnés par (2.69) permet l'écriture de cette loi, avec  $\Omega^*$  désigne la consigne désirée

$$I_{qs}^* = K_u \Omega^* - K_p X_p + K_e e \quad (2-72)$$

Avec :

$$K_p = \begin{bmatrix} K_{p1} \\ K_{p2} \end{bmatrix}, \quad K_e = \begin{bmatrix} K_{e1} \\ K_{e2} \end{bmatrix} \quad (2-73)$$

Ainsi que les gains à calculer sont donnés par :

$$\begin{cases} K_u = \frac{\sigma L_s \cdot J \cdot \omega_0^2}{K_g} ; & K_g = \frac{P \cdot R_s \cdot M^2 \cdot I_{ds}^*}{L_r} \\ K_{p1} = \frac{\sigma \cdot L_s}{K_g} \left( 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 - \frac{f}{J} - \frac{R_0}{\sigma \cdot l_s} \right) ; & K_{p2} = \frac{\sigma \cdot L_s}{K_g} \left( J \cdot \omega_0^2 + \frac{f^2}{J} - 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot f \right) \\ K_e = [K_{e1}, K_{e2}] \end{cases} \quad (2-74)$$

Le couple ( $C_e$ ) est donc remplacé par sa valeur filtrée ( $C_{ef}$ ) [52]. La fonction de transfert du filtre à variable d'état est construite à partir de :

$$C(s) = \frac{\Omega_f(s)}{\Omega(s)} = \frac{C_{ef}(s)}{C_e(s)} = \frac{1}{1 + C_0 \cdot s} \quad (2-75)$$

Et l'équation dynamique du système est :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot C_e - \frac{f}{J} \cdot \Omega - \frac{1}{J} \cdot C_r \quad (2-76)$$

Comme ( $\Omega$  et  $\Omega_f$ ) sont observables, il n'est pas difficile de montrer que  $C_{ef}$  est observable :

$$C_{ef} = \frac{1}{C_0} \cdot (\Omega - \Omega_f) + f \cdot \Omega_f \quad (2-77)$$

### ☞ Commande adaptative à modèle de référence

On propose, ici, une commande adaptative dans le cadre de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique avec le souci de compenser des variations sur les paramètres et éliminer les perturbations externes. [84, 85,91] En appliquant la théorie de la commande la adaptative avec modèle de référence on peut avoir :

$$I_{qs}^* = u_{p1} + u_{p2} \quad (2-78)$$

$$\begin{aligned} u_{p1} &= K_u \Omega^* - K_p X_p + K_e e \\ &= K_u \Omega^* - K_{p1} C_e - K_{p2} \Omega + K_{e1} \cdot (C_{em} - C_e) + K_{e2} \cdot (\Omega_m - \Omega) \end{aligned} \quad (2-79)$$

Le mécanisme d'adaptation qui correspond au terme non linéaire est donné par :

$$u_{p2} = \delta K_u(e, t) \cdot \Omega^* + \delta K_p(e, t) \cdot X_p + \delta K_e(e, t) \cdot e \quad (2-80)$$

$$\begin{aligned} u_{p2} &= \delta K_u(e, t) \cdot \Omega^* + \delta K_{p1}(e, t) \cdot T_p + \delta K_{p2}(e, t) \cdot \Omega + \\ &\quad \delta K_{e1}(e, t) \cdot (C_{em} - C_e) + \delta K_{e2}(e, t) \cdot (\Omega_m - \Omega) \end{aligned} \quad (2-81)$$

L'erreur entre le modèle de référence et celui du système est donnée par :

$$e = X_m - X_p = \begin{bmatrix} C_{em} \\ \Omega_m \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} C_e \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (2-82)$$

Selon l'équation dynamique de l'erreur (2.46), la loi de commande est donner par :

$$w_e = \delta K_p X_p + \delta K_u \Omega^* + \delta K_e e \quad (2-83)$$

Les éléments de la partie linéaire ensemble (convertisseur/machine+commande+ contre-réaction linéaire) sont choisis de manière à répondre aux conditions d'hyperstabilité. En utilisant la représentation d'état du modèle de référence donnée par (2.69) nous trouvons que :

$$C_e = \frac{K_g}{\sigma.L_s} [P_{11} ; P_{12}] \quad (2-84)$$

Il convient de chercher les gains telle que l'inégalité de Popov soit vérifiée [85]. De ce fait, les expressions gains d'ajustement  $\delta K_p$ ,  $\delta K_e$  et  $\delta K_u$  pour une action proportionnelle intégrale permettent de réaliser la synthèse du mécanisme d'adaptation sont données par :

$$\begin{cases} \delta K_p(t) = \lambda_1 \int_0^t Y_e(\tau).X_p^T(\tau)d\tau + \lambda_2 Y_e(t).X_p^T(t) \\ \delta K_u(t) = \lambda_1' \int_0^t Y_e(\tau).\Omega^{*T}(\tau)d\tau + \lambda_2' Y_e(t).\Omega^{*T}(t) \\ \delta K_e(t) = \lambda_1'' \int_0^t Y_e(\tau).e^T(\tau)d\tau + \lambda_2'' Y_e(t).e^T(t) \end{cases} \quad (2-85)$$

Où :  $\lambda_1$ ,  $\lambda_2$ ,  $\lambda_1''$  et  $\lambda_2''$  des matrices diagonales positives, et  $\lambda_1'$  et  $\lambda_2'$  des éléments positifs.

Les expressions des gains d'ajustements liées aux variables,  $\Omega$ ,  $C_e$ ,  $C_{em}$ ,  $\Omega_m$ ,  $\Omega^*$  et  $Y_e$  par :

$$\begin{cases} \delta K_{p1}(t) = \lambda_{1,1} \int_0^t Y_e(\tau).C_e^T(\tau)d\tau + \lambda_{2,1} Y_e(t).C_e^T(t) \\ \delta K_{p2}(t) = \lambda_{1,2} \int_0^t Y_e(\tau).\Omega^T(\tau)d\tau + \lambda_{2,2} Y_e(t).\Omega^T(t) \\ \delta K_u(t) = \lambda_1' \int_0^t Y_e(\tau).\Omega^{*T}(\tau)d\tau + \lambda_2' Y_e(t).\Omega^{*T}(t) \\ \delta K_{e1}(t) = \lambda_{1,1}'' \int_0^t Y_e(\tau).(C_{em} - C_e)^T(\tau)d\tau + \lambda_{1,2}'' Y_e(t).(C_{em} - C_e)^T(t) \\ \delta K_{e2}(t) = \lambda_{2,1}'' \int_0^t Y_e(\tau).(\Omega_m - \Omega_e)^T(\tau)d\tau + \lambda_{2,2}'' Y_e(t).(\Omega_m - \Omega_e)^T(t) \end{cases} \quad (2-86)$$

Le vecteur de sortie  $Y_e$  est donné par :

$$Y_e(t) = C_e e(t) \quad (2-87)$$

L'exploitation de la commande MRAC sur Matlab/Simulink. Nécessite la détermination de l'ensemble des gains qui caractérise le mécanisme d'adaptation. Les gains d'adaptation linéaire  $K_p$ ,  $K_u$ ,  $K_e$  ont été calculés à partir des relations (2-74) déterminant le régulateur à gain constant. Tandis que, le mécanisme d'ajustement non linéaire est paramétré selon (proposition de STOTEN  $\lambda_2/\lambda_1 = 0.1$ ) [82,85,90].



2.4.1.3 Résultats de simulation

Dans ce qui suit nous allons essayer de monter avec simulation l'effet de commande adaptative (MRAC) des modes de fonctionnement suivants :

- a) Variation de la vitesse de rotation, couple de charge et de la résistance rotorique,
- b) Inversion du sens de rotation avec variation du couple de charge
- c) Inversion du sens de rotation, avec variation du couple de charge et de la résistance rotorique.

La variation du couple de charge et de la résistance rotorique est celles de la figure.2.5

**Variation de la vitesse de rotation, couple de charge et de la résistance rotorique**

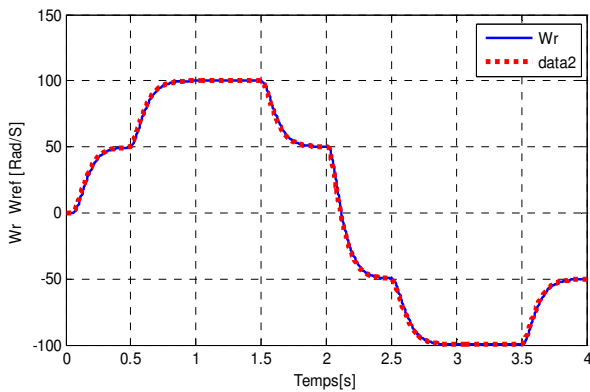


Fig. 2. 24a. Vitesse de rotation

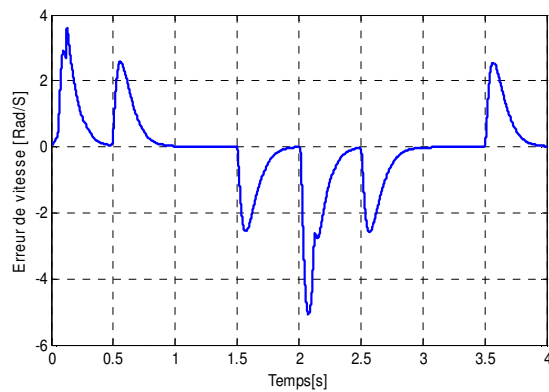


Fig. 2.24b. Erreur de vitesse rotorique

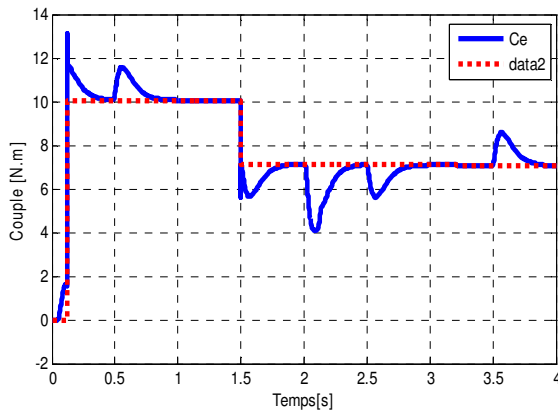


Fig. 2.24c. Couple électromagnétique

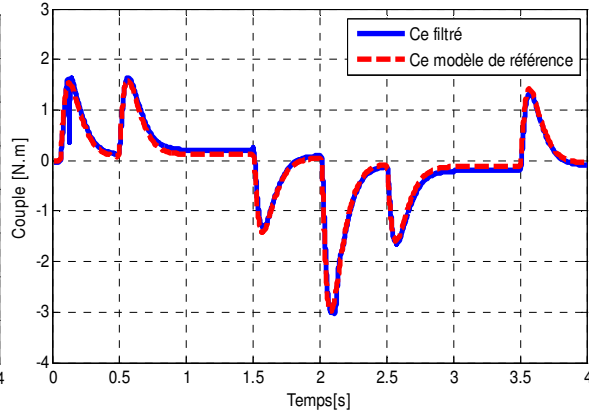


Fig. 2. 24d. Couple filtré

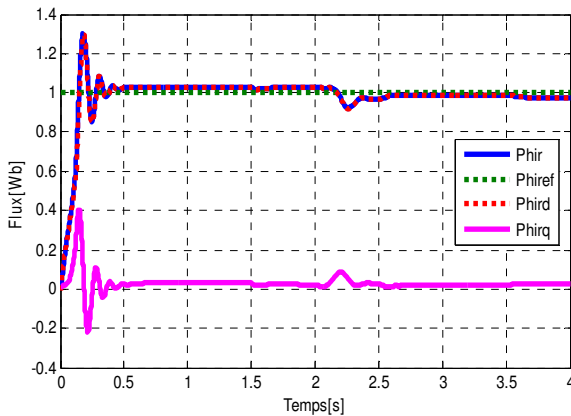


Fig. 2. 24e. Flux rotorique

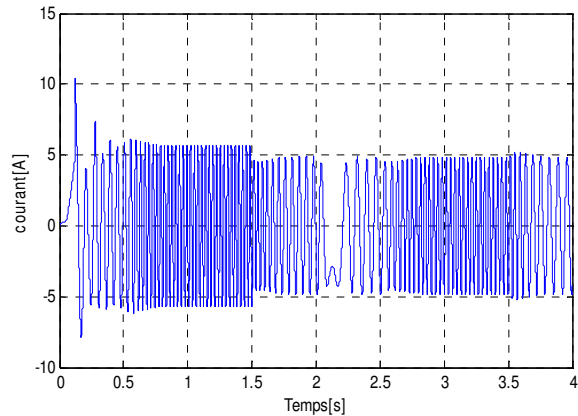


Fig. 2.24f. Courants statorique  $I_{sa}$

☞ **Interprétation des résultats de simulation**

Les résultats de simulation représentent l'évolution de la vitesse rotorique, le couple électromagnétique, flux rotorique et le courant statorique de la machine asynchrone pour différentes consignes de vitesse de référence lors du démarrage à vide puis l'application de la charge. La figure. 2.24a montre que la vitesse réelle de la machine suit avec précision son modèle de référence et atteint sa consigne avec une erreur statique (figure.2.24b) moins de 4% dans les deux régimes transitoire et permanent. La figure. 2.24c montre que le couple électromagnétique suit le couple de charge avec des pics (20-40% du couple de charge) moins que celles obtenus dans les simulations précédentes, cependant le couple filtré suit parfaitement le couple de référence généré par le modèle référence (figure. 2.24c). Le flux rotorique est bien orienté vers le flux suivant l'axe direct est la composante  $\phi_{rq}$  inverse est nulle (figure. 2.24e), ce qui montre bien le découplage entre le flux et le couple, où l'on remarque que même pour la vitesse de 50 rad/sec à  $t=1.6$ , le flux et le couple sont bien contrôlés. Le courant de phase à une forme sinusoïdale (fig.2.24f).

☞ **Inversion du sens de rotation avec variation du couple de charge**

On applique un changement de la consigne de vitesse de +100 à -100rad/sec et à l'instant  $t=0.12$ sec on appliqué une charge de 10Nm, les résultats sont présentés ci-dessous.

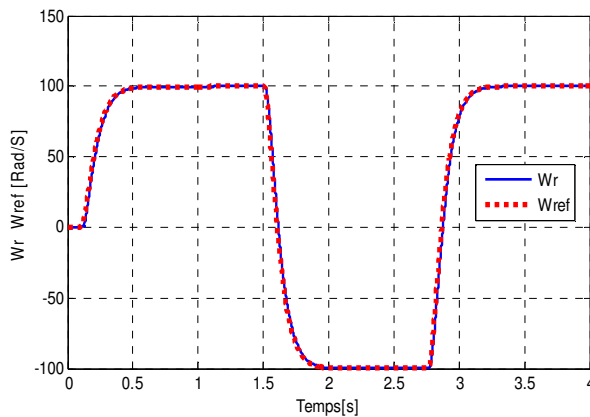


Fig. 2. 25a. Vitesse de rotation

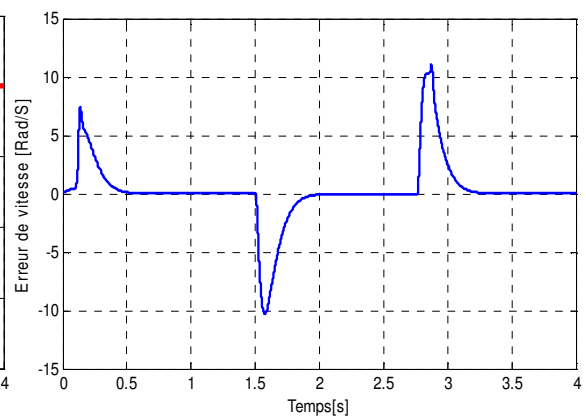


Fig. 2.25b. Erreur de vitesse rotorique

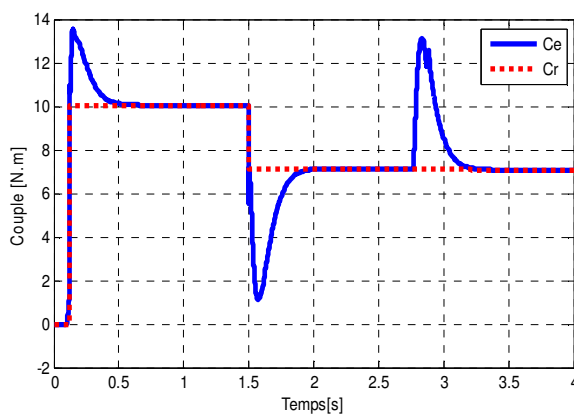


Fig.2.25c. Couple électromagnétique

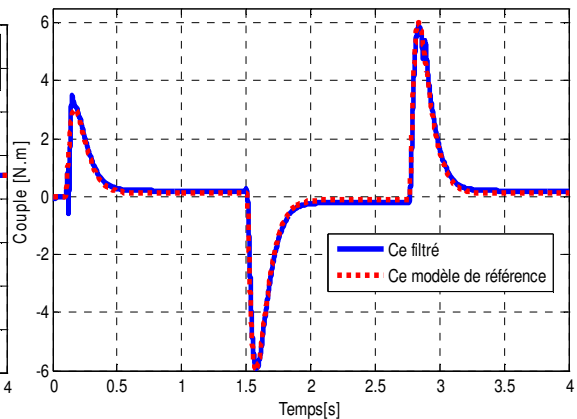


Fig. 2.25d. Couple filtré

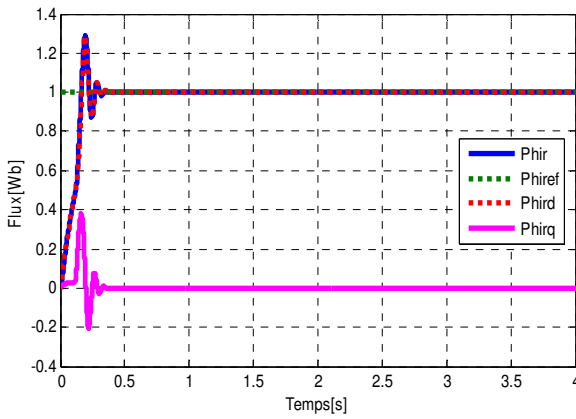


Fig. 2.25e. Flux rotorique

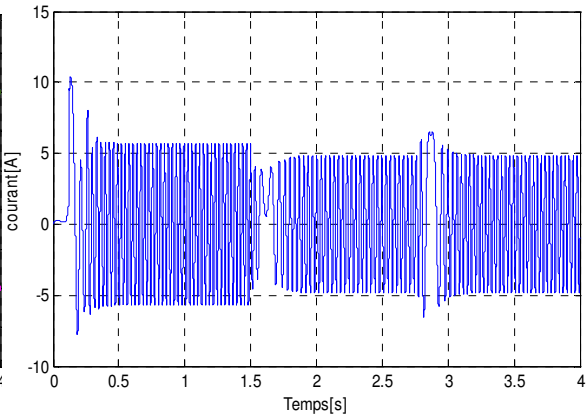


Fig. 2. 25f. Courants statorique  $I_{sa}$

☞ **Interprétation des résultats de simulation**

Les résultats de simulation présentent la dynamique de la MAS lors de l'inversion du sens de rotation. On constate la même chose que précédemment, après le régime transitoire, les figures (2.25a. et 2.25d.) montrent que la vitesse rotorique, le couple électromagnétique et le couple filtré suivent parfaitement leurs références imposées par le modèle de référence. La figure 2.25e montre, que la dynamique du flux est stable après un régime transitoire avec des dépassements acceptables, au régime établi le flux est bien contrôlé et le découplage vectoriel entre le flux et le couple est maintenue, la figure.2.25f le courant statorique garde sa forme sinusoïdale avec des pics aux instants de changement de la vitesse.

☞ **Inversion du sens de rotation, avec variation du couple de charge et de la résistance rotorique.**

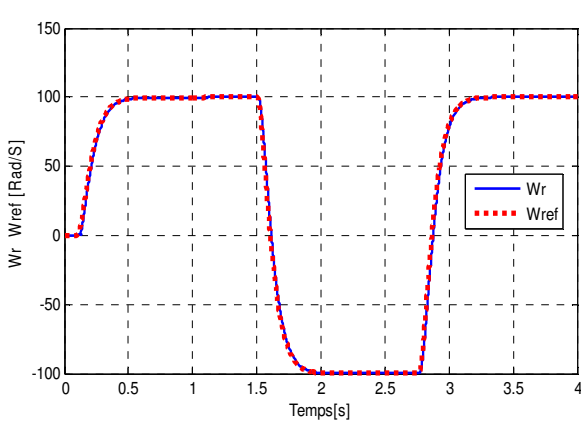


Fig2.26a. Vitesse de rotation

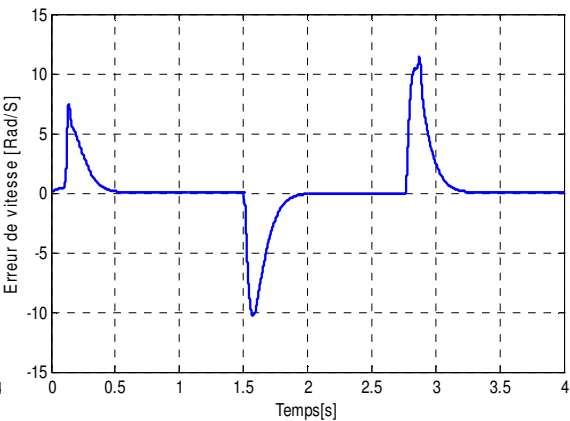


Fig. 2.26b. Erreur de vitesse rotorique

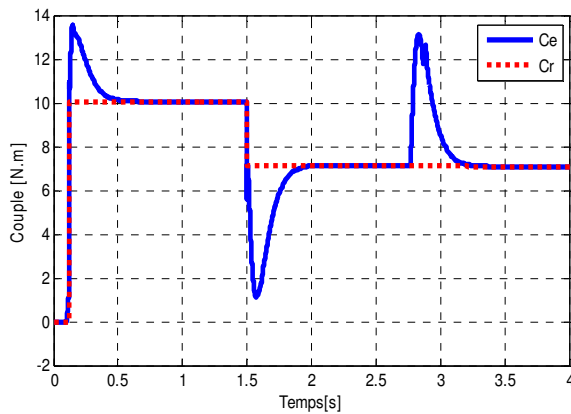


Fig.2.26c. Couple électromagnétique

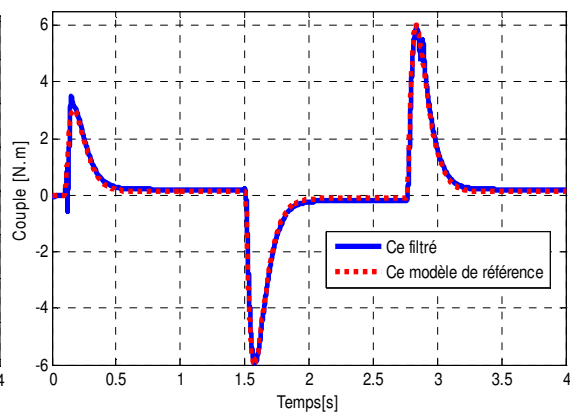


Fig. 2.26d. Couple filtré

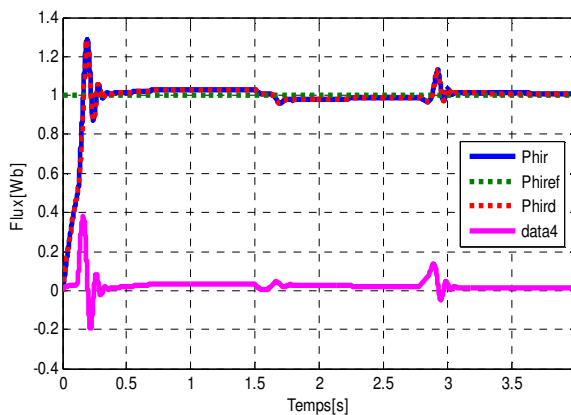


Fig. 2.26e. Flux rotorique

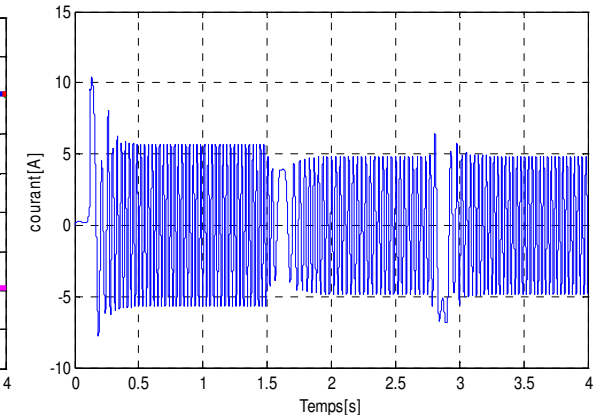


Fig. 2. 26f. Courants statorique Isa

☞ **Interprétation des résultats de simulation**

Les résultats sont obtenus pour une variations de la résistance rotorique de 75% à  $t=0.8\text{sec}$  (figure.2.5). Les figures2.26 (a-d) montrent que les réponses de la vitesse rotorique, le couple électromagnétique et le couple filtré sont similaires à celles obtenues dans les cas précédent car ils ne sont pas affectés par la variation de la résistance rotorique.

La figure.2.26e montre qu'aux instants de variation de la variation de la résistance rotorique le flux rotorique est peut affecté par cette variation, car le découplage est toujours maintenu, où le flux direct rejoint sa valeur de référence. La figure.2.26f montre que le courant statorique est sinusoïdal avec des pics dus au changement de la vitesse.

Don on peut conclure à partir de ces résultats que la commande adaptative à modèle de référence (MRAC) basée sur le critère de l'hyperstabilité montre les bonnes performances et permettant d'avoir une stabilité garantie par principe de conception lors de la poursuite d'une référence et lors de régulation face aux perturbations ce qui conduit à préserver le découplage entre le couple et le flux.

**2.4.2 Estimation de vitesse par le système adaptative avec modèle de référence**

Le système adaptative avec modèle de référence (MRAS) est une autre approche de la commande adaptative avec modèle de référence elle est proposée par Schauder [29],.Cette

approche est plus populaire qui a été mise en application pour la commande sans capteur de vitesse des machines électriques, en utilisant uniquement les mesures de la tension et du courant statoriques. La technique (MRAS) est composée de deux estimateurs de flux. Le premier, qui n'introduit pas la vitesse est appelé le modèle de référence (généralement c'est un modèle en courant). Le deuxième est appelé le modèle adaptatif (généralement c'est un modèle en tension) figure.2.26. L'erreur, produit du décalage entre les sorties de deux estimateurs, pilote un algorithme d'adaptation qui génère la vitesse estimée  $\hat{\Omega}$ . Cette dernière est appliquée au modèle ajustable voir la figure ci-dessous [48, 64,92].

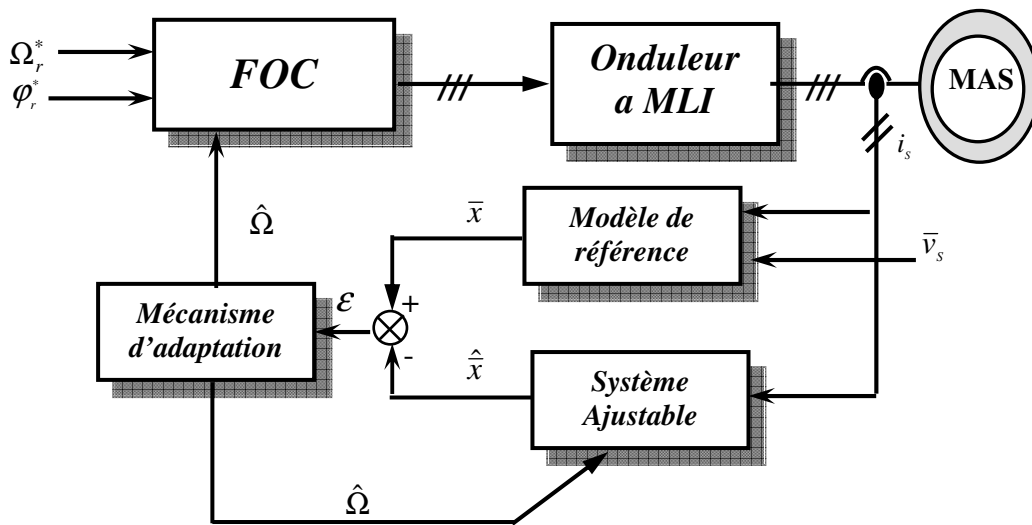


Fig.2.27. Structure MRAS pour l'estimation de la vitesse

On distingue plusieurs structures du MRAS :

**a) MRAS basées sur l'estimation de la puissance réactive [93, 94, 95]**

Pour améliorer la robustesse de l'estimation de la vitesse par MRAS, une autre approche basée sur l'estimation de la puissance réactive a été introduite dont l'amplitude représente l'énergie réactive instantanée, la vitesse estimée est donnée alors par :

$$\hat{\omega}_r = (k_p + \frac{k_i}{p}) + (q_m \otimes \hat{q}_m) \tag{2-89}$$

**a) MRAS basées sur l'estimation de la f.é.m**

Cette structure MRAS a été étudiée dans [96, 97, 98], où la variable choisie est la f.é.m. Elle est employée dans le modèle de référence de sorte que l'estimation puisse être effectuée sans intégration pure [64]. L'erreur entre les sorties des deux modèles est appliquée au mécanisme d'adaptation, permettant l'estimation de la vitesse estimée.

$$\hat{\omega}_r = (k_p + \frac{k_i}{p}) + (\hat{e}_m \otimes e_m) \tag{2-90}$$

**c) MRAS basées sur l'estimation du flux rotorique**

Le mécanisme d'adaptation qui doit satisfaire le critère d'hyperstabilité de Popov qui permet de trouver l'expression de la vitesse estimée donnée par la loi d'adaptation suivante

$$\hat{\omega}_r = k_p (\varepsilon_d \hat{\varphi}_{rd} - \varepsilon_q \hat{\varphi}_{rq}) + k_i \int_0^t (\varepsilon_d \hat{\varphi}_{rd} - \varepsilon_q \hat{\varphi}_{rq}) d\tau \quad (2.91)$$

Cette dernière structure est beaucoup utilisée, puisque elle présente l'avantage d'un temps de réponse et des erreurs dynamique très faibles. Ce qui est montré par la simulation numérique ci-dessous [99,100].

*☞ Résultat de simulation*

Dans ce qui suit on présente les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte où la vitesse de rotation est estimée avec le système adaptative par modèle de référence (MRAS) pour les modes de fonctionnement suivants :

- a) Variation de la vitesse de rotation, couple de charge et de la résistance rotorique.
- b) Inversion du sens de rotation, avec variation du couple de charge et de la résistance rotorique.

La variation du couple de charge et de la résistance rotorique est celles de la fig.2.5

**a) Variation de la vitesse de rotation, couple de charge et de la résistance rotorique.**

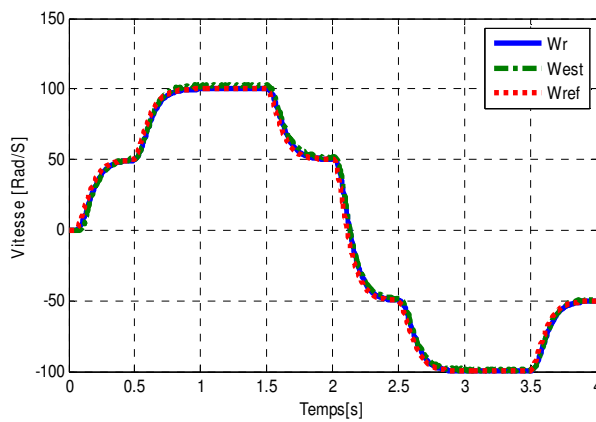


Fig. 2.28a. Vitesse de rotation réelle et estimée

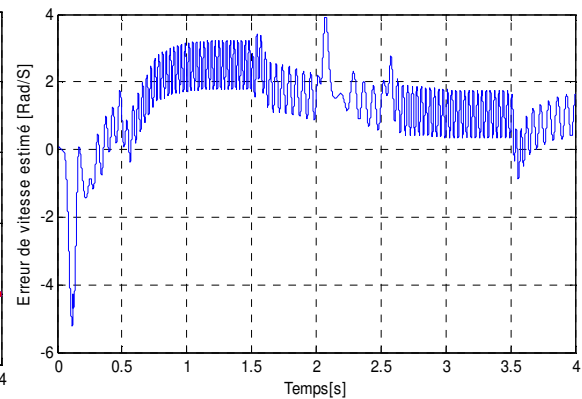


Fig.2.28b. Erreur de vitesse estimée

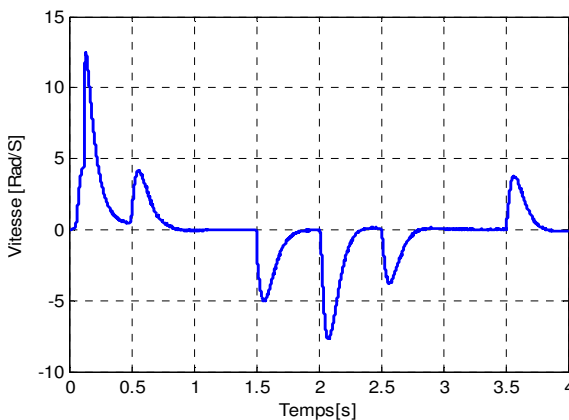


Fig. 2.28c. Erreur de vitesse mesuré

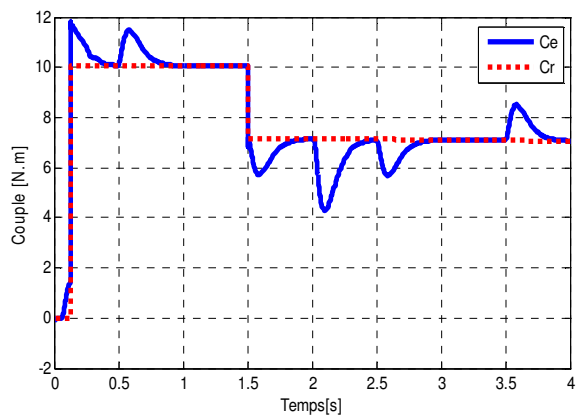


Fig2.28d. Couple électromagnétique

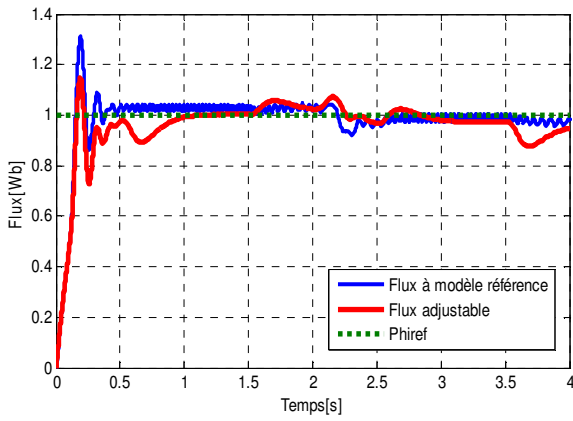


Fig. 2.28e. Flux rotorique

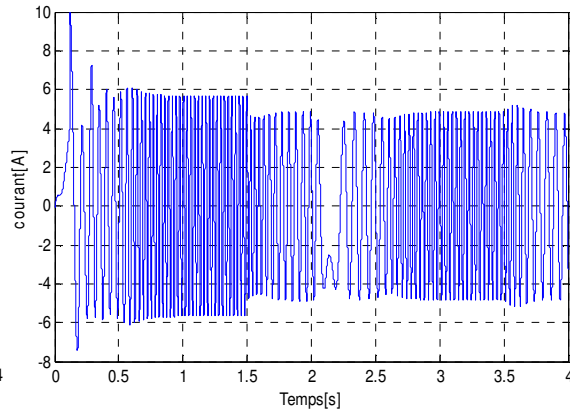


Fig. 2.28f. Courants statorique Isa

***b) Inversion du sens de rotation, avec variation du couple de charge et de la résistance rotorique.***

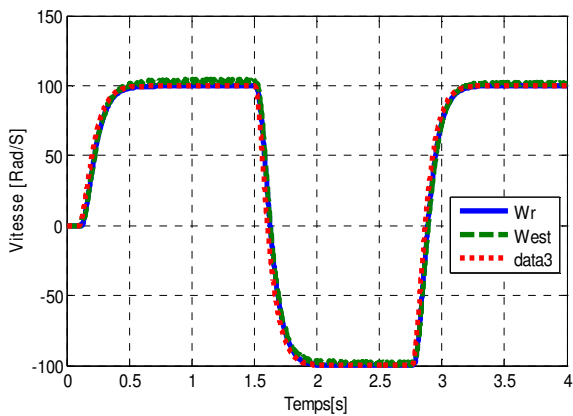


Fig. 2.29a. Vitesse de rotation réelle et estimée

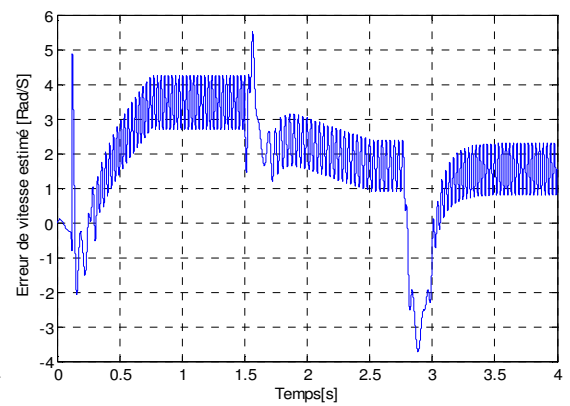


Fig.2.29b .Erreur de vitesse estimée

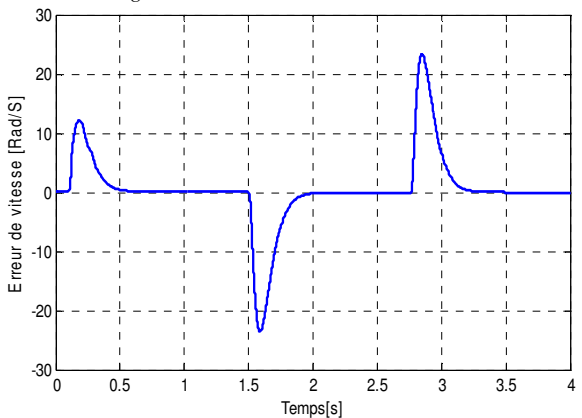


Fig.2.29c. Erreur de vitesse mesuré

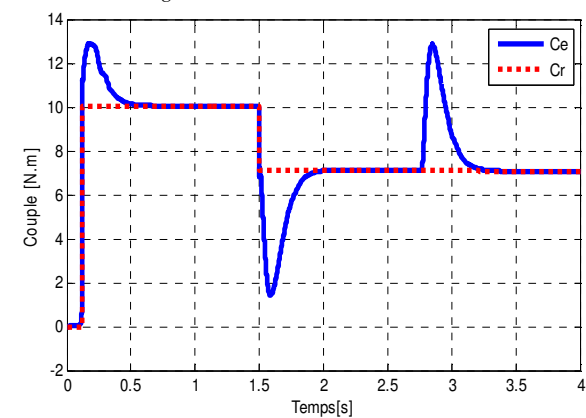


Fig.2.29d. Couple électromagnétique

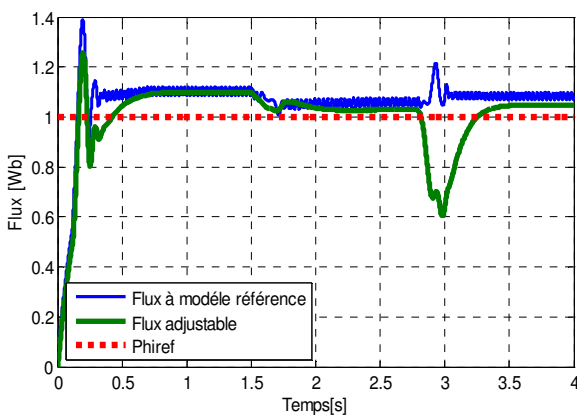


Fig. 2.29e. Flux rotorique

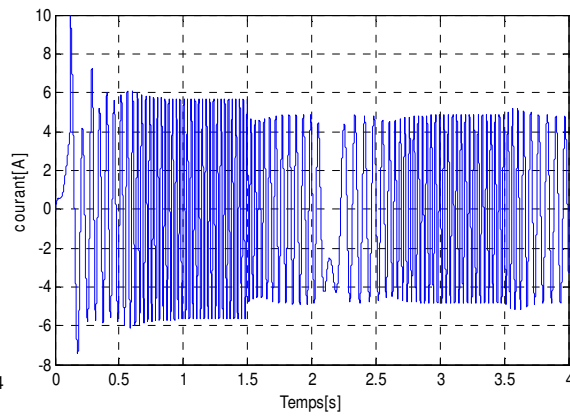


Fig. 2.29f. Courants statorique Isa

### ☞ *Interprétation des résultats de simulation*

Pour les deux modes de fonctionnements les figures (2.28a et 2.29a) montrent les réponses de la vitesse de l'estimateur ainsi que l'erreur sur la vitesse estimée pour les paramètres nominaux de la machine. L'estimateur MRAS montre des résultats intéressants quand les paramètres de la machine ne présentent pas d'incertitude. La vitesse réelle et celle estimée sont quasiment identiques. Les figures (2.28b et 2.29b) montrent que l'erreur d'estimation sur la vitesse n'excède pas les 10 % en régime transitoire et le 1% en régime permanent elle est inférieure à l'erreur de vitesse mesurée et atteinte 23% (figures 2.28c et 2.29c). D'autre part, l'erreur d'estimation dépend de la vitesse de rotation de la machine et elle augmente avec celle-ci. Les figures (2.28d et 2.29d) montrent que le couple électromagnétique suit le couple de charge avec des pics de (20% du couple de charge), Le flux rotorique et son estimé sont illustrés sur les figures (2.28e et 2.29e), ils présentent un dépassement en régime transitoire avec une erreur statique non nulle. L'allure du courant statorique présente moins de pics causés par les changements de la vitesse présentée ce qui est bien montrés par les figures (2.28f et 2.29f).

## 2.5 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté des simulations numériques de la commande par orientation du flux rotorique directe et indirecte.

Les résultats de simulation montrent que la commande directe impose un coût supplémentaire à la commande à cause du capteur de flux, pour palier ce problème on a proposé par la suite d'utiliser les commandes sans capteur tels que la commande vectorielle directe avec observation de flux rotorique (filtre de Kalman), et la commande directe du couple, la validité de ces dernières a été testée par des simulation numériques.

Les résultats de simulation de la commande indirecte montrent que chaque variation des paramètre de la machine notamment la résistance rotorique influe directement sur le découplage entre le flux et le couple, pour cela dans on a, nous avons fait appel à la commande adaptative à modèle de référence, les résultats de simulation montrent que la commande MRAC permettent de maintenir le découplage entre le flux et le couple en présence de variation de couple de charge et résistance rotorique.

Dans les prochaines chapitres on va présenter la conception des contrôleurs robustes permettant le maintien d'une dynamique de haute performance.



# *Chapitre 3*

*Commande non linéaire par  
retour d'état de la machine  
asynchrone*



# Chapitre 3

## *Commande non linéaire par retour d'état de la machine asynchrone*

---

---

### **3.1 Introduction**

Dans les dernières décennies, la théorie de la commande par retour d'état non linéaire à connu des développements significatifs dans différents domaines industriels et qui a attiré plusieurs chercheurs dans différents laboratoires, elle permet de linéariser le modèle des systèmes non linéaire. Elle est développée par Filless et Kupka en 1983 elle est présentée dans sa forme actuelle en temps continu dans Isidori en 1989 [50].

La linéarisation par retour d'état est basée sur des concepts théoriques de la géométrie différentielle telle que la dérivée de Lie, les crochets de Lie, le difféomorphisme...etc. Dans ce qui suit nous allons illustrer ces concepts pour les systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO), et les systèmes multi-entrées multi-sorties (MIMO).

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons quelques notions générales sur les systèmes linéaires et non linéaires avec une étude détaillée sur la théorie de la commande non linéaire par retour d'état, ensuite nous faisons l'application de cette technique sur la machine asynchrone.

La deuxième partie est consacrée à l'application de la commande non linéaire adaptative pour but de compenser l'effet des variations paramétrique de la machine.

Des simulations numériques on été réalisée pour valider la robustesse des techniques présentées dans ce chapitre.

## 3.2 La théorie de la commande non linéaire par retour d'état

### 3.2.1 Système mono –entrée/mono-sortie [50, 101]

On considère le système non linéaire avec une seule entrée et une seule sortie (SISO) décrit par le modèle suivant :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x).u \\ y &= h(x)\end{aligned}\quad (3-1)$$

Avec :

$x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$  : Vecteur d'état ;  $u$  : Vecteur d'entrée du système ;  $h(x)$  : fonction analytique de  $x$ .  $f$  et  $g$  : champs de vecteurs supposés infiniment différentiables.

Pour faire la linéarisation d'un système non linéaire on utilise les notions de base de la géométrie différentielle telles que la dérivée de Lie, crochet de Lie, le difféomorphisme, la distribution, qui sont présentées dans l'annexe C.

#### 3.2.1.1 Notion de degré relative

Le système est dit de degré relatif  $r$  en un point  $x_0$  si :

$$\begin{aligned}L_g L_f^i h(x) &= 0 & 0 \leq i < r-1 \\ L_g L_f^{r-1} h(x) &\neq 0\end{aligned}\quad (3-2)$$

Avec  $L_f h$  : dérivée de Lie de  $h$  suivant le champ de vecteurs  $f$  :

$$Lh(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i \quad (3-3)$$

Le degré relatif ( $r$ ) d'une sortie  $y$  est le nombre de fois qu'il faut dériver pour faire apparaître l'entrée  $u$ .

Si nous dérivons la sortie du système d'équation (3-1), on obtient:

$$\begin{aligned}\dot{y} &= \frac{dh(x)}{dx_i} \frac{dx}{dt} = \frac{dh(x)}{dx_i} (f(x) + g(x)u) \\ &= L_f h(x) + L_g h(x)u\end{aligned}\quad (3-4)$$

a) Si le degré relatif est supérieur à 1, on a :  $L_g h(x)=0$ . Donc :  $L_g h(x)=0$  et la deuxième dérivation de  $y$  conduit à:

$$\begin{aligned}\ddot{y} &= \frac{d(L_f h(x))}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} (f(x) + g(x)u) \\ \ddot{y} &= L_f^2 h(x) + L_g h(x)u\end{aligned}\quad (3-5)$$

b) Si encor le degré relatif supérieur à deux, on a :  $L_g L_f h(x)=0$  , d'où

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) \quad (3-6)$$

Ce qui montre que :

$$\begin{aligned} y^i &= L_f^i h(x) \quad 0 \leq i < r \\ y^i &= L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} u \end{aligned} \quad (3-7)$$

**Remarque 1** [50,101]: Pour un système contrôlable, on a toujours  $r \leq n$ . Si l'entrée n'apparaît pas après  $n$  dérivations de la sortie, le système est non contrôlable.

- c) Pour  $r = n$ , le système admet une linéarisation exacte.
- d) Pour  $r < n$ , le système admet une linéarisation partielle. L'ordre du sous système linéarisé est égal à  $r$ .

**Remarque 2 :** Les fonctions  $h(x), L_f h(x), L_f^2 h(x), \dots, L_f^{r-1} h(x)$ , apparues dans les dérivées  $y(i)$  ont une importance particulière; elle peuvent être choisies comme étant un nouveau système de coordonnées, ce choix apporte une simplification importante à la structure des équations d'état décrivant le système, comme le montre les sections suivantes [40,50,102].

### 3.2.1.2 Conditions de linéarisation exacte

La linéarisation exacte par bouclage statique ne peut s'effectuer que si et seulement si les conditions suivantes sont vérifiées [42,50] :

- a) Les vecteurs  $[g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g, ad_f^{n-1} g]$ , sont linéairement indépendants.
- b) La distribution  $D = span[g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g]$ , est involutive et de rang constant.

On définit par  $ad_f g$  le crochet de Lie des vecteurs  $f$  et  $g$  (voir annexe C) :

$$ad_f g = \nabla g \cdot f - \nabla f \cdot g \quad (3-8)$$

La première condition représente la condition de contrôlable; pour le système linéaire équation (3-1), la matrice  $(g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g, ad_f^{n-1} g)$  devient :  $(b, Ab, A^2b, \dots, A^{n-1}b)$  qui est la matrice de contrôlabilité.

### 1<sup>er</sup> Cas : Linéarisation exacte par retour d'état $r = n$

Par la vérification des conditions de linéarisation exacte, on aperçoit au moins une sortie  $y=h(x)$ , pour laquelle le degré relatif  $r$  est égal à  $n$ , et le système effectue une linéarisation exacte. Cette linéarisation se fait en deux étapes :

- a) La mise du système sous la forme normale,
- b) Le retour d'état linéarisant.

On peut donc trouver la forme normale du système en appliquant le changement de coordonnées (un difféomorphisme)  $\phi = [\phi_1(x), \dots, \phi_n(x)]$  tel que :

$$\begin{cases} z_1 = \phi_1(x) = h(x) \\ z_2 = \phi_2(x) = L_f h(x) \\ \vdots \\ z_n = \phi_n(x) = L_f^{n-1} h(x) \end{cases} \quad (3-9)$$

Dans les nouvelles coordonnées  $(z_1, z_2, \dots, z_n)$ , le système (3-1) s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_n = b(z) + a(z)u \end{cases} \quad (3-10)$$

Avec :

$$\begin{aligned} a(z) &= L_g L_f^{n-1} h(x) \\ b(z) &= L_f^n h(x) \end{aligned} \quad (3-11)$$

☞ **Retour d'état linéarisant** : Pour pouvoir utiliser les techniques de commande des systèmes linéaires nous avons à travers la relation qui lie la commande  $u$  à l'état  $z$ , supposée mesurable et à une entrée de référence  $v$ , [50,101,102] pour obtenir un comportement entre/sortie linéaire. Cette relation est donnée par la fonction des états:

$$u = \alpha(z) + \beta(z)v \quad (3-12)$$

Avec  $v$  : nouvelle entrée pour laquelle le système est linéaire.

$$\text{On choisit } \alpha \text{ et } \beta \text{ pour que la dernière équation de (3-10) devient : } \dot{z}_n = v \quad (3-13)$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{aligned} \alpha(z) &= \frac{1}{a(z)} \\ \beta(z) &= \frac{-b(z)}{a(z)} \end{aligned} \quad (3-14)$$

La forme équation (3-10) correspond à un système linéaire et contrôlable; elle est appelée la forme canonique de Brunowsky [50,101], sous forme réduite on a:

$$\begin{aligned} \dot{z}_n &= Az + bv \\ A &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-15)$$

L'équation (3-15) représente, le système ayant un degré relatif  $n$ , peut être transformé en un système linéaire et contrôlable en un point  $z_0 = \phi(x_0)$  en passant par les deux étapes suivantes:

- b) Changement de base défini autour de  $x_0$ , représenté par figure.3.1.
- c) Bouclage d'état approprié aussi défini autour de  $x_0$ , représenté par figure. 3.2.

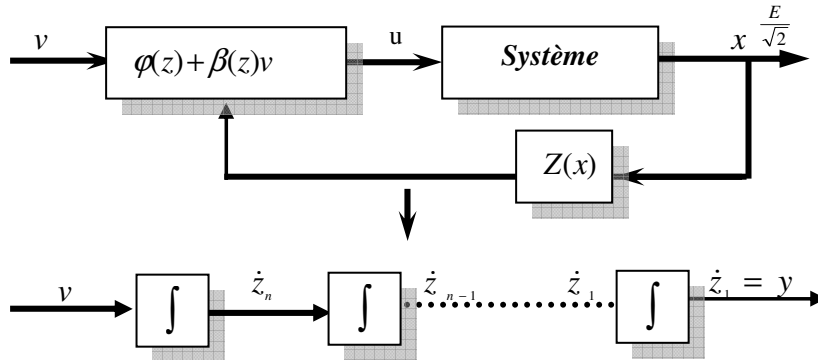


Fig. 3.1. Linéarisation exacte par retour d'état (Forme canonique de Brunovsky)

L'entrée  $v$  est obtenue en appliquant un réglage linéaire présenté dans la figure.3.2.

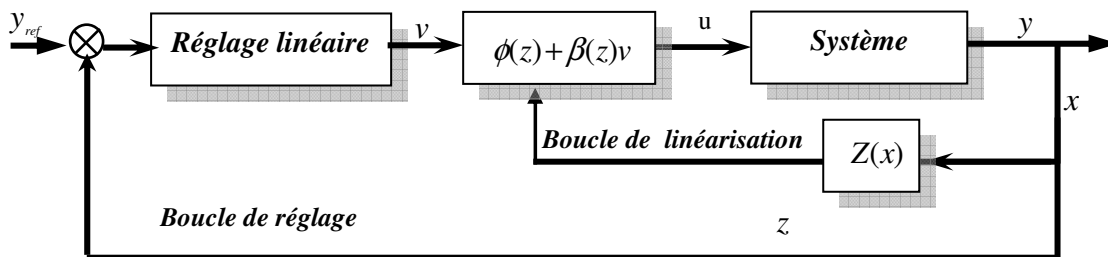


Fig.3.2. Boucles de réglage et de linéarisation.

**2<sup>er</sup> Cas : Linéarisation partielle par retour d'état statique :  $r < n$**

La linéarisation partielle correspond a un degré relatif  $r$  inférieur à l'ordre du système  $r < n$

La forme normale est représentée par les fonctions  $h(x), L_f h(x), L_f^1 h(x), \dots, L_f^{r-1} h(x)$  donnent les  $r$  premiers composants du difféomorphisme  $\phi$ . Les  $(n-r)$  composantes restantes sont choisies de sorte que :

$$L_g \phi_i(x) = 0 \quad r+1 \leq i < n \tag{3-16}$$

Le système d'équation (3.1) donne le nouveau système de coordonnées, s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots \\ \dot{z}_{r-1} = z_r \\ \dot{z}_n = b(z) + a(z)u \\ \dot{z}_{r+1} = q_{r+1}(z) \\ \vdots \\ \dot{z}_{r+1} = q_{r+1}(z) \end{array} \right. \tag{3-17}$$

Avec

$$\begin{aligned} a(z) &= L_{g_i} L_f^{r-1} h(\phi^{-1}(z)) \\ b(z) &= L_f^r h(\phi^{-1}(z)) \\ q(z) &= L_f \phi_i, \quad r+1 \leq j \leq n \end{aligned} \tag{3-18}$$

☞ **Le retour d'état linéarisant :**

Le retour d'état :

$$u = \frac{1}{a(z)}(v - b(z)) \tag{3-19}$$

La linéarisation entrée-sortie partielle, décompose le système d'équation (3-17) en deux parts:

- a) Une part linéaire sous forme canonique de Brunowsky (partie externe) représentée par l'équation (3-20), qui donnent une relation différentielle entre l'entre et la sortie.
- b) Une part interne non observable représentée par le système d'équation (3-20), cette partie est appelée la dynamique interne

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} &= A\zeta + bv \\ \dot{\eta} &= q(\eta, \zeta) \end{aligned} \tag{3-20}$$

Avec :

$$\begin{aligned} \zeta &= [z_1 \quad z_2 \quad \dots \quad z_r]^T \\ \eta &= [z_{r+1} \quad z_{r+2} \quad \dots \quad z_n]^T \end{aligned} \tag{3-21}$$

$$A(r, r) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}; \quad b(r) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{3-22}$$

L'entrée  $v$  est obtenue par un réglage [101,102] linéaire de la figure.3.3 :

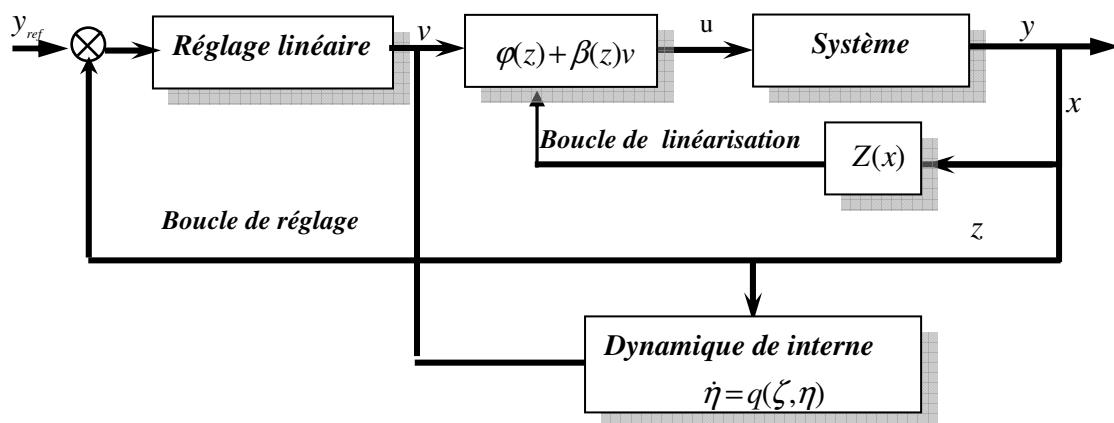


Fig.3.3. Linéarisation partielle et dynamique interne.



### 3.2.1.3 Dynamique interne

La dynamique de la partie non observable équation (3-20) est appelée la dynamique interne. La stabilité de cette dynamique est exigée pour la création de la commande. Pour un système linéaire, la dynamique interne est stable si les zéros de la fonction de transfert se situent dans le demi-plan gauche du domaine complexe. Par analogie, on introduit la notion de la dynamique des zéros pour étudier la stabilité de la dynamique interne d'un système non linéaire [36, 101,103].

### 3.2.1.4 Dynamique des zéros

La dynamique des zéros est la dynamique interne lorsque l'entrée du système est choisie de manière à porter la sortie à zéro à l'instant  $t=t_0$ , et l'y maintient [50]. Si la sortie  $y$  est maintenue nulle, ces dérivées doivent être nulles aussi. En imposant cette condition au système (3-20), on obtient un système dynamique des zéros du système non linéaire:

$$\begin{aligned}\zeta &= 0 \\ \dot{\zeta} &= q(0,\eta) \\ \eta(0) &= \eta_0\end{aligned}\tag{3-23}$$

Où :

- c) On choisit la condition initiale  $\eta(0) = \eta_0$  non nul afin d'éviter la solution triviale.
- d)  $\zeta = q(0,\eta)$  dynamique des zéros, si elle est asymptotiquement stable la commande non linéaire assurera la stabilité interne de système bouclé [38]. L'entrée  $u$  est égale à :

$$u(x) = -\frac{L_f^r h(x)}{L_g L_f^{r-1} h(x)}\tag{3-24}$$

La dynamique des zéros décrit l'évolution de l'état du système dans la surface de dimension  $(n-r)$  défini par la condition  $\zeta = 0$ .

### 3.2.2 Système multi-entrée multi-sortie (MIMO)

Les notions utilisées pour les systèmes SISO peuvent être tendus au cas des systèmes MIMO [101, 104,105]. Les systèmes sont considérés carrés, c'est-à-dire possédant le même nombre de d'entre que sortie, de ce fait un grand nombre de résultats issus des systèmes mono variables peuvent faire l'objet d'une extension au cas multi variable (la transformation locale des coordonnées, dynamique des zéros ...etc.), les systèmes dynamiques non linéaires, multi-entrées multi-sorties sont donnés sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \\ y_1 = h_1(x) \\ \vdots \\ y_m = h_m(x) \end{cases} \quad (3-25)$$

Avec :

- a)  $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$  vecteur d'état
- b)  $u = (u_1, \dots, u_m)$  sont les entrées de commande,
- c)  $y_j = (y_1, \dots, y_m)$  sont les sorties,
- d)  $f, g_1, g_2, \dots, g_m$  Vecteur de contrôle d'entrée
- e)  $h_1, h_2, \dots, h_m$  : des fonctions scalaires.

$$f : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n, g : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^{n \cdot m}, h : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^m.$$

Si on rassemble les entrées de commande  $u_i$  dans le vecteur  $U$ , les vecteurs  $g_i$  dans la matrice  $G$ , et les sorties  $y_j$  dans le vecteur  $Y$ , le système peut être écrit comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3-26)$$

L'approche de la linéarisation entrée-sortie pour les systèmes MIMO est d'obtenir le nombre des sorties est inférieur à celui des entrées. [104,105] Pour appliquer la technique de linéarisation par retour d'état, en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)u_i \\ y_j &= h_j(x) \quad 0 \leq j \leq m \end{aligned} \quad (3-27)$$

Où :

$L_f^i h_j$  et  $L_g^i h_j$  sont les  $i^{\text{ème}}$  dérivées de Lie de  $h_j$  respectivement dans la direction de  $f$  et  $g$ .

$r_j$  : le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse il est connu sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie  $y_j$ .

### 3.2.2.1 Notion de degré relatif

Le degré relatif total ( $r$ ) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs il doit être inférieur ou égal à l'ordre du système :  $\sum_{i=1}^m r_i \leq n$ . On dit que le système (3-27) possède un degré relatif  $(r_1, \dots, r_m)$  en  $x_0$ .

$$\begin{aligned}
 \text{a)} \quad & L_{g_i} L_f^k h(x) = 0 \quad 0 < k < r_i - 1, 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq m \\
 & L_{g_i} L_f^k h(x) \neq 0 \quad k = r_i - 1
 \end{aligned} \tag{3-28}$$

a)  $D(x)$  est non singulière

Dans le cas où le degré total est égal à l'ordre du système s'exprime par :  $r = r_1 + r_2 + \dots + r_m$ , on est en présence d'une linéarisation au sens des entrées états, il faut dériver cette sortie pour faire apparaître au moins une des entrées  $u_i (1 \leq i \leq m)$  [101].

Pour trouver l'expression de la loi linéarisation  $u$  qui permet de rendre linéaire la relation entre l'entrée la sortie, on récrit l'expression (3-27) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \vdots \\ y_m^{r_m} \end{bmatrix} = A(x) + D(x)u \tag{3-29}$$

Où :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} \tag{3-30} \quad D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{bmatrix} \tag{3-31}$$

Où  $D(x)$  est appelée matrice de découplage du système, n'est pas toujours non singulière; une colonne de celle-ci peut être nulle.

Loi de commande linéarisante a pour forme suivante:

$$[u] = D(x)^{-1} [ + A(x) + [v] ] \tag{3-32}$$

### 3.2.2.2 Conditions de linéarisation exacte [42]

$$G_0 = \text{span} \{ g_i, \quad 1 \leq i \leq m \}$$

$$G_1 = \text{span} \{ g_i, \text{ad}_f g_i, \quad 1 \leq i \leq m \}$$

a. ....

$$G_{n-2} = \text{span} \{ g_i, \text{ad}_f^i g_i, 1 \leq i \leq m \quad 1 \leq j \leq n-2 \}$$

$$G_{n-1} = \text{span} \{ g_i, \text{ad}_f^i g_i, 1 \leq i \leq m \quad 1 \leq j \leq n-1 \}$$

Le système (2-27) admet une linéarisation exacte si et seulement si :

- i. La distribution  $G_{n-1}$  est de rang  $n$
- ii. Les distributions  $G_k (0 \leq k \leq n-2)$  sont involutives et de rangs constants.

On envisage alors deux cas :

**1<sup>er</sup> Cas : Linéarisation exacte par retour d'état**  $\sum_{i=1}^m r_i = n$

Quand  $r = n$ , le système non linéaire (3-27) est complètement linéarisé en utilisant les

expressions  $h, L_f h, \dots, L_f^{r-1} h$ . [39,42] Le difféomorphisme, les  $m$  sorties  $y_i$  et leurs dérivées d'ordre  $r_j$  mettent le système sous la forme normale :

$$\begin{cases} z_1^1 = h_1(x) & z_2^1 = L_f h_2(x) & \dots & z_{r_1}^1 = L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ z_1^m = h_m(x) & z_2^m = L_f h_m(x) & \dots & z_m^m = L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{cases} \quad (3-33)$$

Les  $z_i^j (j=1, \dots, m; i=1, \dots, r_j)$  sont indépendantes et peuvent être considérées comme des nouvelles variables d'état du nouveau vecteur d'état, qui deviennent :

$$\begin{cases} z_i^j = \phi_i^j(x) = h_i(x) \\ \vdots \\ z_i^{r_i} = \phi_i^{r_i}(x) = L_f^{r_i-1} h_i(x); 1 \leq j \leq m \end{cases} \quad (3-34)$$

Dans les nouvelles coordonnées, le système (2-27) s'écrit sous la forme canonique:

$$\begin{cases} \dot{z}_i^1 = z_i^2 \\ \dot{z}_i^2 = z_i^3 \\ \vdots \\ \dot{z}_i^{r_i} = b_i(z) + \sum_{j=1}^m d_{ij}(z)u_j, 1 \leq j \leq m \end{cases} \quad (3-35)$$

$$\begin{aligned} b_i(z) &= L_f^{r_i} h_i(\phi^{-1}(z)) \\ d_{ij}(z) &= L_{g_i} L_f^{r_i} h_i(\phi^{-1}(z)), 1 \leq j \leq m \end{aligned} \quad (3-36)$$

Les éléments  $d_{ij}$  de l'équation (3-36) sont identiques aux éléments de la matrice de découplage  $D(x)$  (3-31). On applique le retour d'état suivant sur le système (3-35) on trouve:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} = D^{-1}(z) \begin{bmatrix} v_1 - b_1 \\ \vdots \\ v_m - b_m \end{bmatrix} \quad (3-37)$$

On obtient :

$$\begin{cases} \dot{z}_i^1 = z_i^2 \\ \dot{z}_i^2 = z_i^3 \\ \vdots \\ \dot{z}_i^{r_i} = v_i, 1 \leq i \leq m \end{cases} \quad (3-38)$$

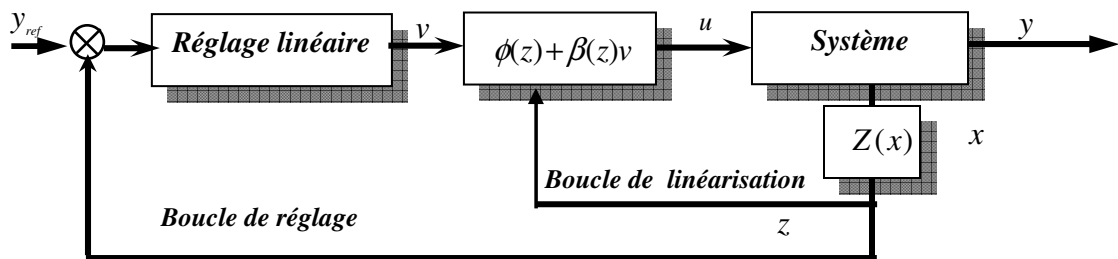


Fig.3.4. Linéarisation exacte (systèmes MIMO) Boucles de linéarisation et de réglage.

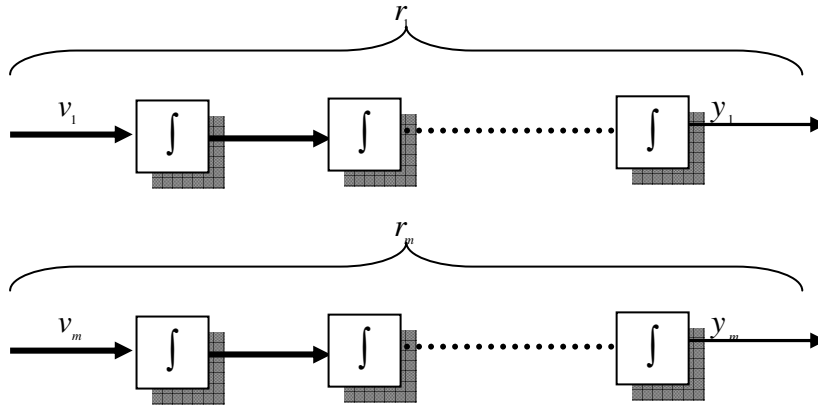


Fig.3.5. Linéarisation exacte (systèmes MIMO) Forme canonique de Brunowsky.

### 2<sup>ème</sup> Cas : Linéarisation partielle par retour d'état $\sum_{i=1}^m r < n$

Dans ce cas les états  $(j=1, \dots, m; i=1, \dots, r; j < n)$  représentent seulement la dynamique externe du système de dimension  $r$ , on peut alors compléter ce vecteur par les  $(n-r)$  fonctions  $(\phi_1, \dots, \phi_{n-r})$  indépendantes les unes des autres.

On doit ajouter  $(n-r)$  fonctions  $\phi_j(x)$  aux fonctions (3-39) pour compléter le difféomorphisme. Le système (3-27) s'écrit alors :

$$\begin{cases} \dot{z}_i^1 = z_i^2 \\ \dot{z}_i^2 = z_i^3 \\ \vdots \\ \dot{z}_i^{r_i} = b_i(z) + \sum_{j=1}^m d_{ij}(z)u_j, \quad 1 \leq j \leq m \end{cases} \quad (3-39)$$

$$\dot{z}_k = q_k(\eta, \zeta) + p_k(\eta, \zeta)u_r + 1 \leq j \leq n \quad (3-40)$$

Avec

$$\begin{aligned} b_i(z) &= L_f^{r_i} h_i(\phi^{-1}(z)) \\ d_{ij}(z) &= L_{g_i} L_f^{r_i-1} h_i(\phi^{-1}(z)), \quad 1 \leq i, j \leq m \\ q_k(\eta, \zeta) &= L_f \phi_k(x) \\ p_k(\eta, \zeta) &= L_g \phi_k(x) \end{aligned} \quad (3-41)$$

Les éléments  $d_{ij}$  correspondent aux éléments de la matrice de découplage  $D(x)$  équation (3-31). L'application du retour d'état donne :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} = D^{-1}(z) \begin{bmatrix} v_1 - b_1 \\ \vdots \\ v_m - b_m \end{bmatrix} \quad (3-42)$$

Mettent le système (3-39) sous la forme canonique de Brunowsky [39, 101] de l'équation (3-43) avec la dynamique interne (3-44) :

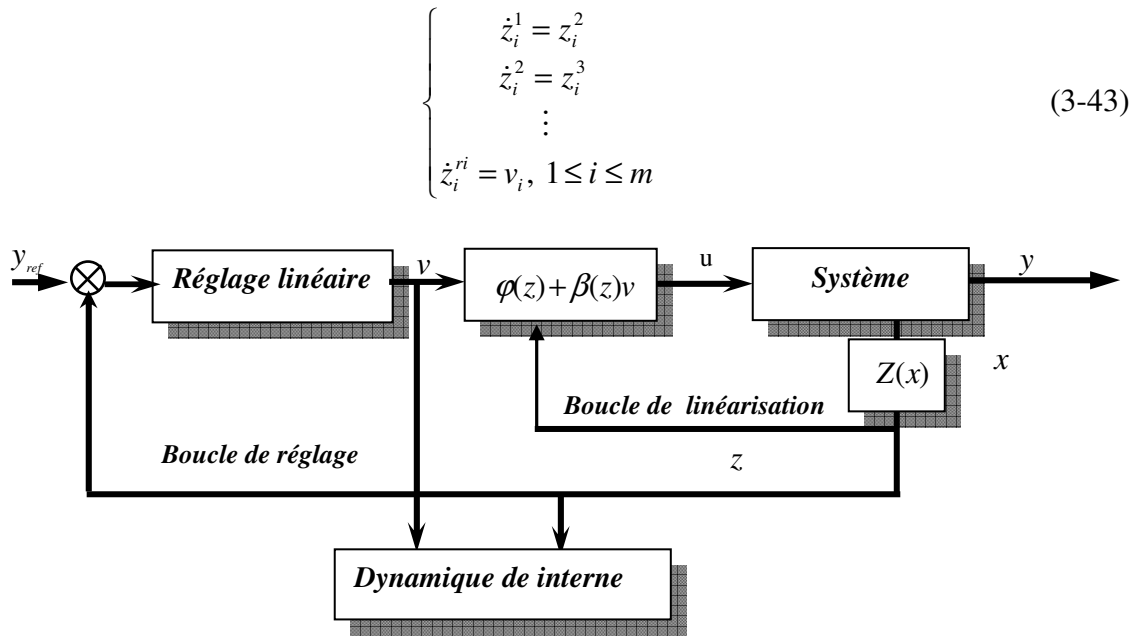


Fig.3.6. Systèmes MIMO Linéarisation partielle et dynamique interne.

$$\dot{z}_k(z) = q_k(\phi^{-1}(z)) + p_k(\phi^{-1}(z))[D^{-1}(\phi^{-1}(z))(v-b)], \quad r+1 \leq k \leq n \quad (3-44)$$

### 3.2.2.3 Dynamique des systèmes linéaires

La dynamique des systèmes non linéaires utilisant la linéarisation exacte par retour d'état, est décomposée en une partie interne (inobservable) et une partie externe, est constituée par une relation linéaire entre la sortie  $y$  et la nouvelle entrée  $v_i$ . Il est facile alors de choisir l'entrée  $v$  de telle sorte que la sortie soit identique à celle désirée. Le problème est alors d'observer la conduite de la dynamique interne qui doit être précieusement établie et stable.

### 3.2.2.4 Dynamique zéro

Généralement cette dynamique dépend des états de sortie  $\zeta$ . La sortie  $y$  est considérée identique à zéro, l'étude d'un tel système va nous aider à tirer des conclusions à propos de la stabilité de la dynamique interne. Le but de l'étude de la dynamique zéro est de déterminer la stabilité de la dynamique interne pour les systèmes non linéaires. La stabilité asymptotique de la dynamique zéro garantit la stabilité de la dynamique interne [39,101].

## 3.3 Application de la linéarisation entrée-sortie à la machine asynchrone

Nous avons vu que la faiblesse de la commande vectorielle est liée au problème de perte découplage celui-ci reste très sensible aux variations de la charge et des paramètres. Pour cela et dans le but de pallier à ce problème et rendre le découplage entre le flux et le couple un découplage parfait, [36, 104] dans ce qui suit nous allons appliquer la commande non linéaire à la machine asynchrone, cette technique présente les plusieurs avantages:

- Découpler exactement le flux et couple.
- Commander précisément les variables (couple, flux rotorique ou vitesse, flux rotorique).
- Le modèle de la machine utilisée est dans un repère fixe  $(\alpha, \beta)$  sans avoir recours à un repère  $(d, q)$  tournant.

### 3.3.1 Modèle non linéaire de la machine asynchrone alimentée en tension

Dans la commande non linéaire de la machine asynchrone, pour réguler le flux rotorique et la vitesse, [49, 50, 51] on utilise le référentiel lié au stator dont le modèle est le suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (3-45)$$

$$x = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}, \Omega]^T \quad (3-46) \quad u = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T \quad (3-47)$$

et

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad ; \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \quad ; \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\mathcal{N}_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\alpha} + p\Omega K \varphi_{r\beta} \\ -\mathcal{N}_{s\beta} - p\Omega K \varphi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - p\Omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} I_{s\beta} + p\Omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{pM}{JL_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{1}{J} (C_r) \end{bmatrix} \quad (3-48)$$

$$g = \begin{bmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3-49)$$

### 3.3.2 Linéarisation du modèle de la machine asynchrone

Le cas délicat pour le principe de la linéarisation par découplage entrées-sorties, est le choix de variable de sortie  $y_i$ . Pour l'application des méthodes de linéarisation par retour d'état à la commande de la machine asynchrone, [105] on a deux cas où l'on peut :

- ☒ Commander le couple et le module du flux rotorique, ainsi le vecteur de sortie sera :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) \\ \frac{pM}{L_r} \cdot (I_{s\beta} \cdot \varphi_{r\alpha} - I_{s\alpha} \cdot \varphi_{r\beta}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \\ C_e \end{bmatrix} \quad (3-50)$$

- ☒ Commander le flux rotorique et la vitesse, le vecteur de sortie sera :

$$y = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) \end{bmatrix} \quad (3-51)$$

Pour simplifier le calcul différentiel on a choisi le deuxième cas (flux rotorique et la vitesse) comme les variables de sorties.

### 3.3.2.1 Conditions d'application de la commande non linéaire

Pour appliquer la commande non linéaire à la machine asynchrone, il faut d'abord vérifier que le système non linéaire admet une linéarisation entrée-sortie et l'ordre du degré relatif du système [50]. Pour obtenir la loi de commande non linéaire, nous calculons le degré relatif de la sortie  $y$ , c'est à dire le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître l'entrée  $U$ . Les variations de sortie choisies sont données par l'équation (3-51) telles que :

$$\begin{cases} h_1(x) = y_1 = \Omega \\ h_2(x) = y_2 \frac{1}{2} (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) \end{cases} \quad (3-52)$$

$$(x_1, x_2, x_3, x_4) = (I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \varphi_r, \Omega) \quad (3-53)$$

Par dérivations successives, le degré relatif  $r_l$  associé à la vitesse du moteur est égale à 2, on pourra donc écrire :

$$y_1 = L_f^0 h_1(x) = h_1(x) = \Omega \quad (3-54)$$

Alors

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x) = \frac{pM}{JL_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} \quad (3-55)$$

La deuxième dérivée fait apparaître le vecteur de commande tel que ;

$$\ddot{y}_1 = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) \cdot V_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_1(x) \cdot V_{s\beta} \quad (3-56)$$

Avec

$$\begin{aligned} L_f^2 h_1(x) = \frac{pM}{JL_r} \left[ - \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) (I_{s\beta} \varphi_{r\alpha} - I_{s\alpha} \varphi_{r\beta}) - \Omega \frac{pM}{\sigma L_s L_r} (\varphi_{r\beta}^2 + \varphi_{r\alpha}^2) \right. \\ \left. - \Omega \frac{pM}{\sigma L_s L_r} (\varphi_{r\beta}^2 + \varphi_{r\alpha}^2) - p\Omega (I_{s\alpha} \varphi_{r\beta}^2 + I_{s\beta} \varphi_{r\alpha}^2) \right] \end{aligned} \quad (3-57)$$

et

$$\begin{aligned} L_{g_1} L_f h_1(x) &= - \frac{PM}{J\sigma L_s L_r} \varphi_{r\beta} \\ L_{g_2} L_f h_1(x) &= \frac{PM}{J\sigma L_s L_r} \varphi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (3-58)$$

D'autre part la norme au carré du flux est donnée par ;



$$y_2 = L_f^0 h_2(x) = h_2(x) = \varphi_r^2 = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \quad (3-59)$$

En dérivant deux fois cette sortie fait apparaître le vecteur de commande tel que

$$\ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x) V_{s\alpha} + L_{g2} L_f h_2(x) V_{s\beta} \quad (3-60)$$

$$L_f^2 h_2(x) = \frac{2}{T_r} M \varphi_{r\alpha} f_1(x) + M \varphi_{r\beta} f_2(x) + (-2\varphi_{r\alpha} + M I_{s\alpha}) f_3(x) + (-2\varphi_{r\beta} + M I_{s\beta}) f_4(x) \quad (3-61)$$

Ceci donne

$$\begin{aligned} L_f^2 h_2(x) = & -\frac{2}{T_r} M \left( \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{3M}{T_r} \right) (I_{s\alpha} \varphi_{r\beta} + I_{s\beta} \varphi_{r\alpha}) + \left( \frac{2M^2}{\sigma T_r^2 L_s L_r} + \frac{4}{T_r^2} \right) (\varphi_{r\beta}^2 + \varphi_{r\alpha}^2) \\ & + \frac{2\Omega p M}{T_r} (I_{s\alpha} \varphi_{r\beta} - I_{s\beta} \varphi_{r\alpha}) + \frac{2M^2}{T_r^2} (I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2) \end{aligned} \quad (3-62)$$

Et

$$\begin{aligned} L_{g1} L_f h_1(x) &= \frac{\partial L_f h_1(x)}{\partial x} g_1(x) = \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \varphi_{r\alpha} \\ L_{g2} L_f h_1(x) &= \frac{\partial L_f h_2(x)}{\partial x} g_2(x) = \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \varphi_{r\beta} \end{aligned} \quad (3-63)$$

Par le biais de la dérivée de Lie, le degré relatif du la vitesse est  $r_1=2$  et celui du flux est  $r_2=2$ , alors la somme des degrés relatifs de la vitesse  $r_1$  et du flux  $r_2$  est inférieure au degré  $n=5$  du système d'équation (3-51) donc nous obtenons : une dynamique d'ordre 1 rendue non observable par retour d'état linéarisant (le système est complètement linéaire) et nous pouvons effectuer les nouveaux changements des coordonnées (difféomorphisme) suivants:

$$\left\{ \begin{array}{l} z_1 = y_1 = h_1(x) \\ z_2 = L_f h_1(x) \\ z_3 = y_2 = h_2(x) \\ z_4 = L_f h_2(x) \\ z_5 = y_3 = \tan^{-1} \left( \frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}} \right) \end{array} \right. \quad (3-64)$$

Notons que le choix de la variable  $z_5$  est arbitraire. Cette variable représente l'angle du flux rotorique correspondant à la même approche de (Marino) [35]. Le modèle dynamique du moteur asynchrone d'équation (3-51) s'exprime des nouvelles coordonnées suivantes :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \dot{y}_1 = L_f h_1(x) \\ \dot{z}_2 = \ddot{y}_1 = L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x) V_{s\alpha} + L_g L_f h_1(x) V_{s\beta} \\ \dot{z}_3 = \dot{y}_2 = L_f h_1(x) \\ \dot{z}_4 = \ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x) V_{s\alpha} + L_g L_f h_2(x) V_{s\beta} \\ \dot{z}_5 = \dot{y}_3 = L_f h_3(x) \end{cases} \quad (3-65)$$

Le retour d'état suivant est alors appliqué acceptant de linéariser le comportement entrée-sortie du système d'équation (3-51). Les dérivées de sorties sont données par :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1(x) \\ \ddot{y}_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + D(x) \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3-66)$$

On détermine la matrice de découplage  $D(x)$  par :

$$D(x) = \begin{bmatrix} -\frac{PM}{J\sigma L_s L_r} \varphi_{r\beta} & \frac{PM}{J\sigma L_s L_r} \varphi_{r\alpha} \\ \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \varphi_{r\alpha} & \frac{2M}{\sigma L_s T_r} \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3-67)$$

La matrice  $D(x)$  n'est pas singulière tant que le déterminant est donné par :

$$\det D(x) = 2 \cdot \frac{pM^2}{(L_s \cdot \sigma)^2 \cdot T_r \cdot L_r \cdot J} \cdot (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) \neq 0 \quad (3-68)$$

La dynamique de l'angle du flux rotorique  $z_5$  est rendue inobservable par le retour d'état linéarisant est déduite par :

$$\dot{z}_5 = \ddot{y}_3 = P\Omega + \frac{M}{T_r} \frac{(\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha})}{\varphi_{r\beta}^2 + \varphi_{r\alpha}^2} = Pz_1 + \frac{R_r}{Pz_3} (Jz_2 + C_r) \quad (3-69)$$

La différence entre les deux vitesses ( $\dot{z}_5 - p\Omega$ ) respectivement la vitesse du flux et la vitesse angulaires rotorique correspond à la vitesse de glissement exprimée par :

$$\dot{z}_5 - P\Omega = \frac{M}{T_r} \frac{(\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha})}{\varphi_{r\beta}^2 + \varphi_{r\alpha}^2} = \frac{R_r}{P} \frac{C_e}{\varphi_r^2} \quad (3-70)$$

Le déterminant de  $D(x)$  est non nul sauf quand le moteur est à l'arrêt ; Donc la matrice  $D(x)$  est réversible. Dans ce cas on peut tirer le vecteur  $[V_{s\alpha}, V_{s\beta}]^T$  de l'équation (3-66):

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = [D(x)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -L_f^2 h_1(x) + v_1 \\ -L_f^2 h_2(x) + v_2 \end{bmatrix} \quad (3-71)$$

Si le déterminant de la matrice de découplage est non nul, la loi de commande non linéaire est définie par une relation qui relie les nouvelles entrées internes ( $v_1, v_2$ ) aux entrées physiques ( $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ ). [102,104] Cette commande linéaire et découplé le système tel que :

$$\begin{cases} \ddot{h}_1(x) = v_1 = \ddot{y}_1 \\ \ddot{h}_2(x) = v_2 = \ddot{y}_2 \end{cases} \quad (3-72)$$

On remplace (3-71) dans (3-65), le système devient :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = v_1 \\ \dot{z}_3 = z_4 \\ \dot{z}_4 = v_2 \\ \dot{z}_5 = Pz_1 + \frac{R_r}{Pz_3}(Jz_2 + C_r) \end{cases} \quad (3-73)$$

Dans le but d'une poursuite de la trajectoire de référence  $\Omega^*$  et du flux  $\varphi_r^{*2}$ , ces variations  $v_1$  et  $v_2$  sont calculées de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_1 = -k_{11}(\Omega - \Omega^*) - k_{12} \left( \frac{pM}{JL_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} - \dot{\Omega}^* \right) + \ddot{\Omega}^* \\ v_2 = -k_{21}(\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 - \varphi_r^{*2}) + k_{22} \left( \frac{2}{T_r} (M(\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} + \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2)) - \varphi_r^{*2} \right) + \dot{\varphi}_r^{*2} \end{cases} \quad (3-74)$$

Où les couples  $(k_{11}, k_{12})$  et  $(k_{21}, k_{22})$  sont des paramètres constants à déterminer de sorte que le système découplé d'ordre 2 suivant :

$$\begin{cases} \ddot{\Omega} - \ddot{\Omega}^* = -k_{11}(\Omega - \Omega^*) - k_{12}(\Omega - \Omega^*) \\ \varphi_{r\alpha}^2 - \varphi_r^{*2} = -k_{21}(\varphi_r^2 - \varphi_r^{*2}) + k_{22}(\varphi_r^2 - \varphi_r^{*2}) \end{cases} \quad (3-75)$$

En boucle fermée l'erreur de poursuite est donnée par :

$$\begin{cases} \ddot{e}_1 + k_{11} \dot{e}_1 + k_{12} e_1 = 0 \\ \ddot{e}_2 + k_{21} \dot{e}_2 + k_{22} e_2 = 0 \end{cases} \quad (3-76)$$

Avec ;

$$\begin{cases} e_1 = \varphi_r^* - \varphi_r \\ e_2 = \Omega^* - \Omega \end{cases} \quad (3-77)$$

Les coefficients  $k_{ij}$  sont choisis tels que les deux polynômes  $s^2 + k_{11}s + k_{12}$  et  $s^2 + k_{21}s + k_{22}$  possèdent des racines à partie réelle négative. Pour maintenir le flux constant, pour un système bouclé du second ordre, on choisit  $k_{11} = 2\zeta \cdot \omega_0$  et  $k_{12} = \omega_0^2$ .

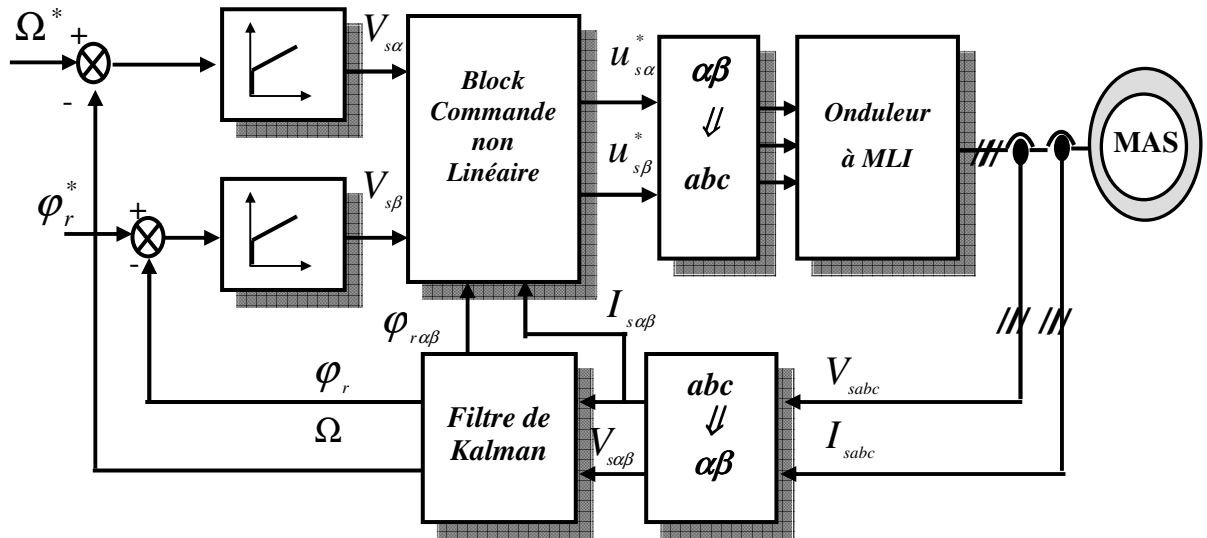


Fig. 3.7. Commande non linéaire en tension de la MAS.

### 3.3.3 Résultats de Simulation et interprétations

Pour tester le comportement de la MAS avec la commande par retour d'état linéarisante on va simuler son modèle mathématique pour différents régimes de fonctionnement suivants :

- a) *Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.*
  - b) *Variation de la vitesse, couple de charge et des résistances statorique et rotorique.*
- a) **Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge.**

Les résultats de simulation de la commande non linéaire sont obtenus pour un changement de la consigne de vitesse de +100 à -100 rad/sec, à l'instant t=0.12sec on applique une charge de 10Nm et à t= 1.5sec une charge de 7 Nm, avec variation de la résistance rotorique (figure.3.9).

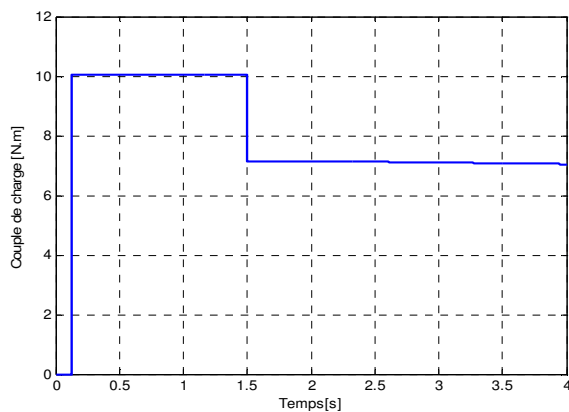


Fig. 3.8. Variation de couple de charge

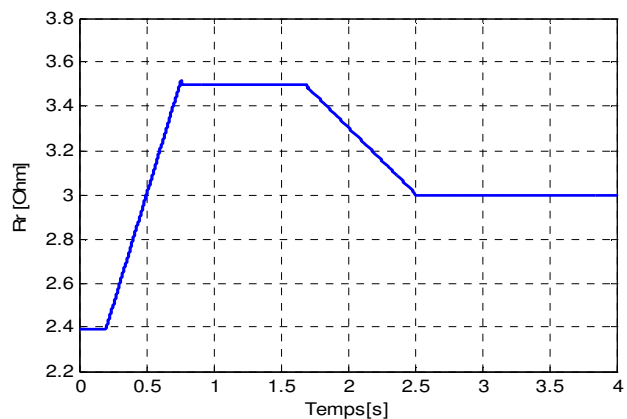


Fig. 3.9. Variation de la résistance rotorique

☞Variation du couple de charge

☞Variation couple de charge et résistance rotorique

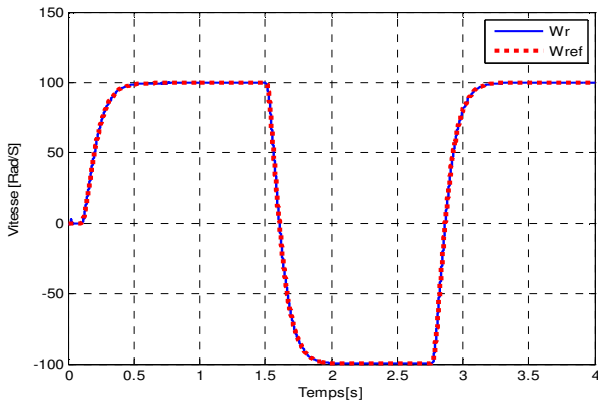


Fig.3.10a. Vitesse rotorique

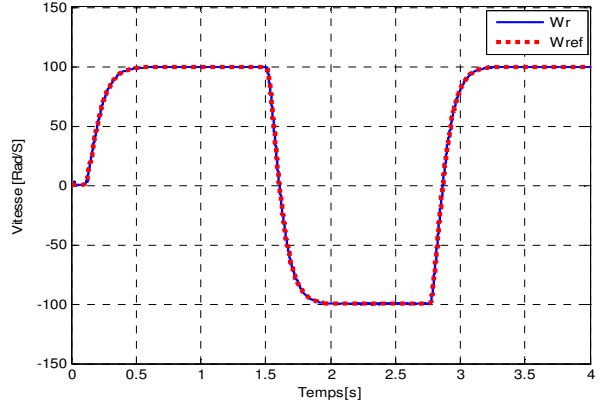


Fig.3.11a. Vitesse rotorique

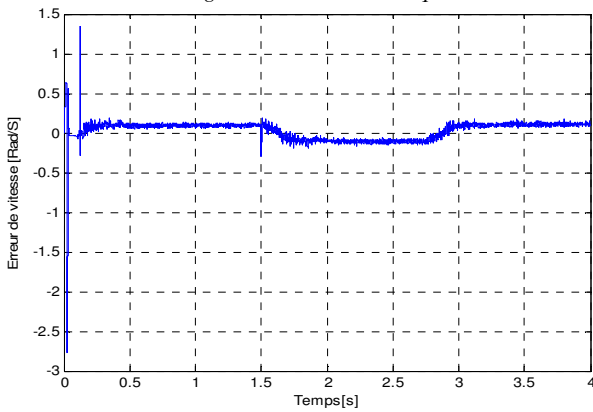


Fig.3.10b. Erreur de vitesse

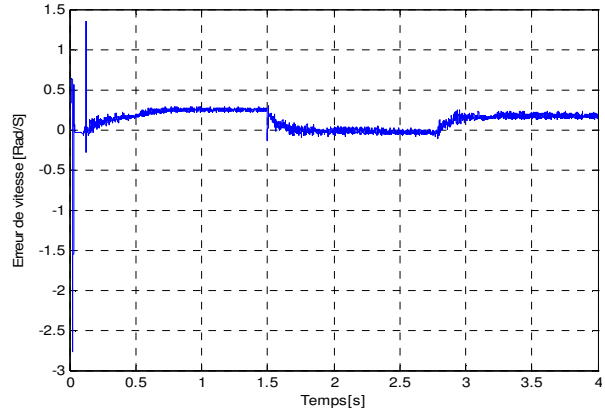


Fig.3.11b. Erreur de vitesse

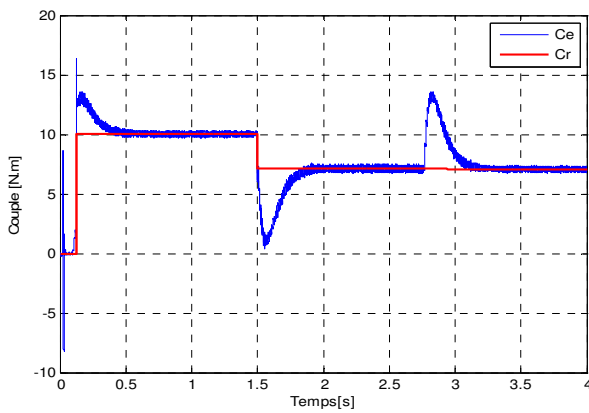


Fig.3.10c. Couple électromagnétique

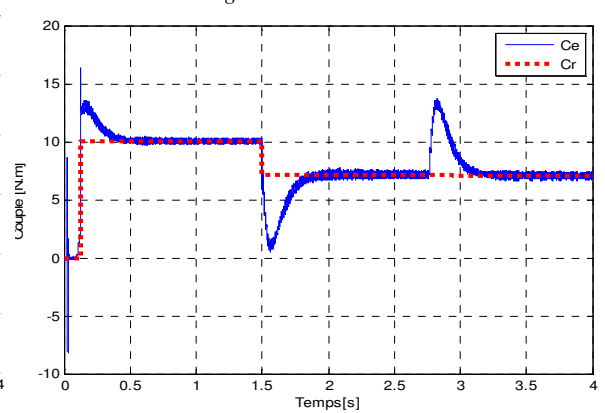


Fig.3.11c. Couple électromagnétique

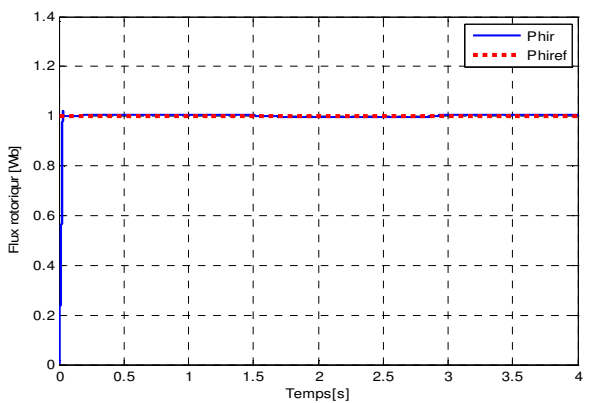


Fig.3.10d. Flux rotorique

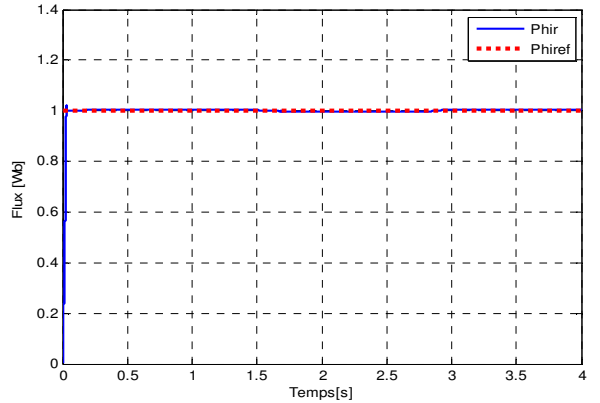


Fig.3.11d. Flux rotorique

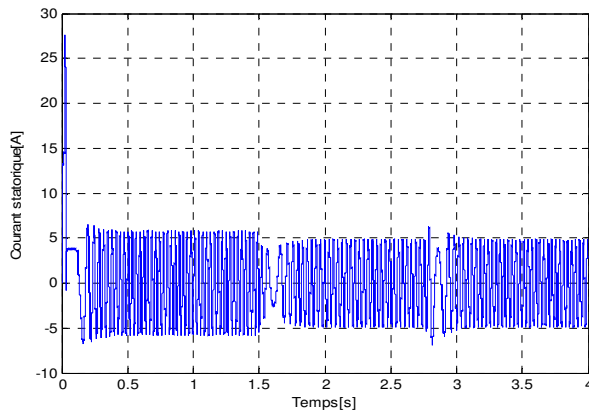


Fig.3.10e. Courant statorique

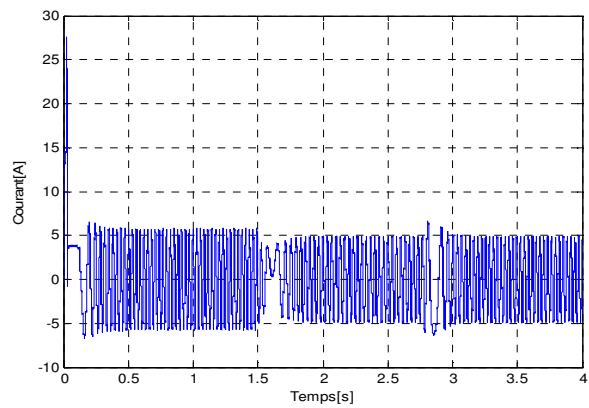


Fig. 3.11e. Courant statorique

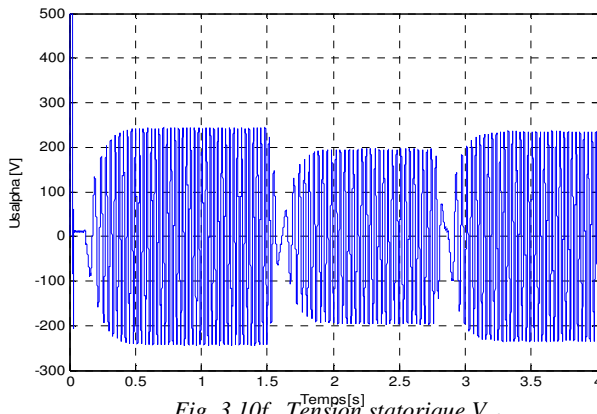


Fig. 3.10f. Tension statorique  $V_{s\alpha}$

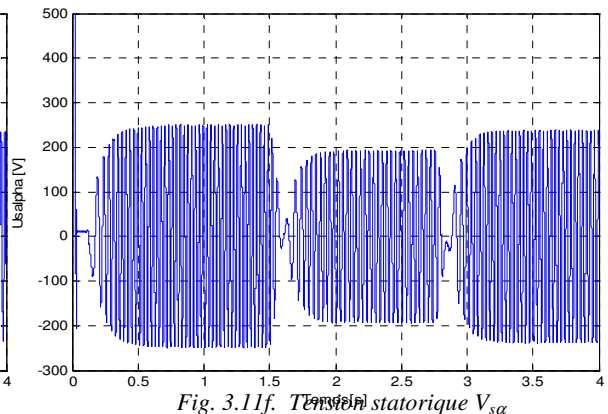


Fig. 3.11f. Tension statorique  $V_{s\alpha}$

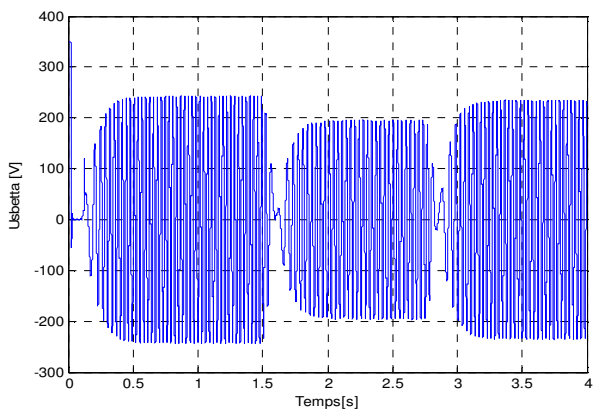


Fig. 3.10g. Tension statorique  $V_{s\beta}$

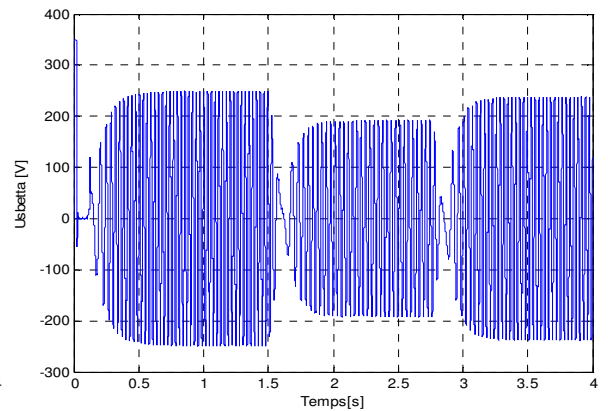


Fig.2.11g. Tension statorique  $V_{s\beta}$

☞ **Interprétation des résultats de simulation**

A partir des résultats obtenus, les figures (3.10a et 3.11a) on remarque que la vitesse de rotation coïncide avec sa référence, aucun dépassement n'est enregistré dans les deux régimes transitoire et permanent ce qui est bien montré par l'erreur de vitesse au régime établi est inférieure à 0.1% voir (figures.3.10b et 3.11b), le couple présente des pics de (20-60% du couple de charge) lors de variation de la vitesse mais il se stabilise vers la valeur du couple de charge après 0.25sec comme l'indique les figures (3.10c et 3.11c). Le flux rotorique est bien contrôler avec un temps de réponse très rapide avec aucun dépassement dans les deux régimes

transitoire et permanent car il n'est pas affecté par la variation de la vitesse, de la charge et de la résistance rotorique ce qui montre le découplage est maintenu par ce type de commande.

***b) Variation de la vitesse, couple de charge et des résistances statorique et rotorique.***

Nous présenterons dans cette partie des testes robustesses de la commande non linéaire pour différentes consignes de vitesse (50→100→20) rad/sec, et application d'une charge de 10Nm à  $t=0.38\text{sec}$  puis à  $t= 1.8\text{sec}$  une autre charge de 7Nm, en présence des variations des résistances rotorique et statorique suivantes suivant les figures (3.12 et 3.13) :

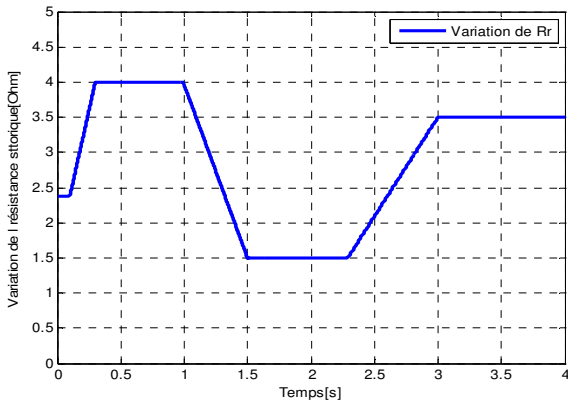


Fig. 3.12. Variation de la résistance rotorique

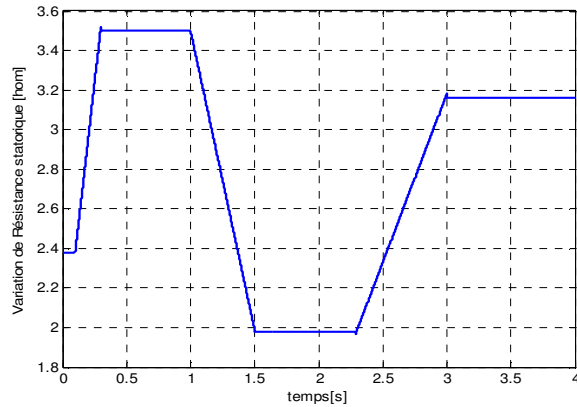


Fig.3. 13. Variations de la résistance statorique

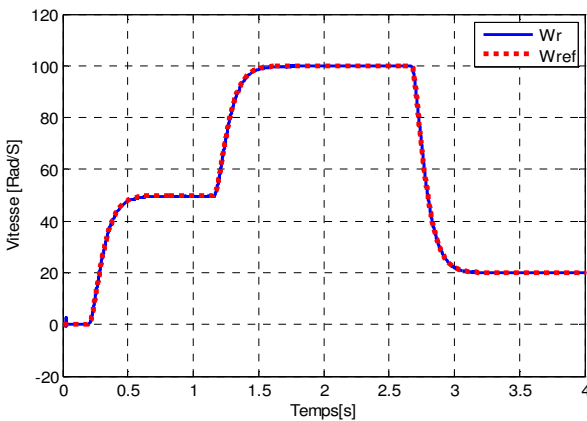


Fig. 3.14a. Vitesse rotorique

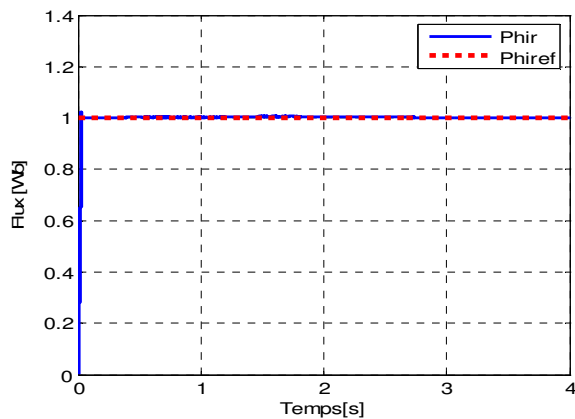
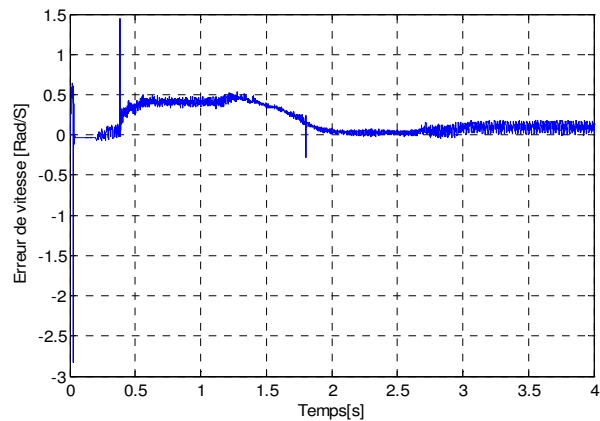


Fig.3.14c Flux rotorique

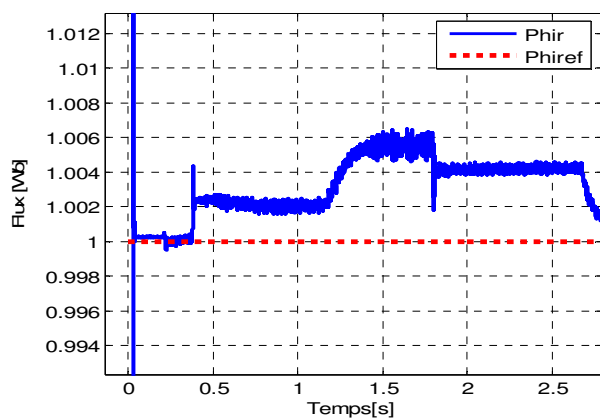


Fig.3.14d Zoom Flux rotorique

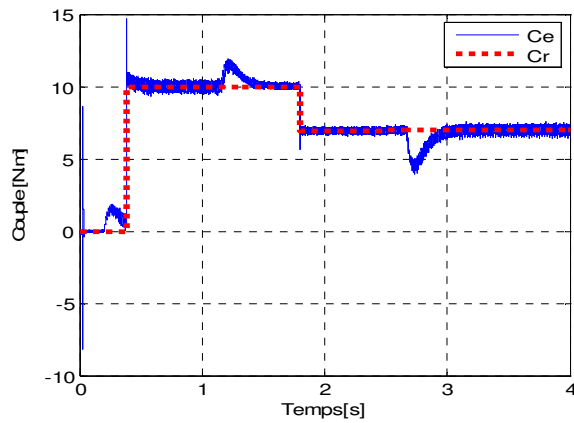


Fig.3.14e. Couple électromagnétique

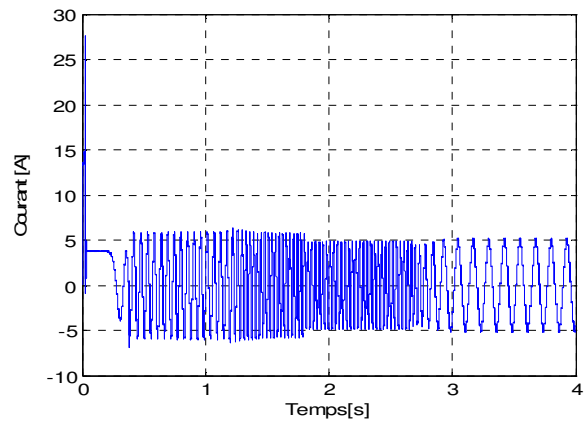
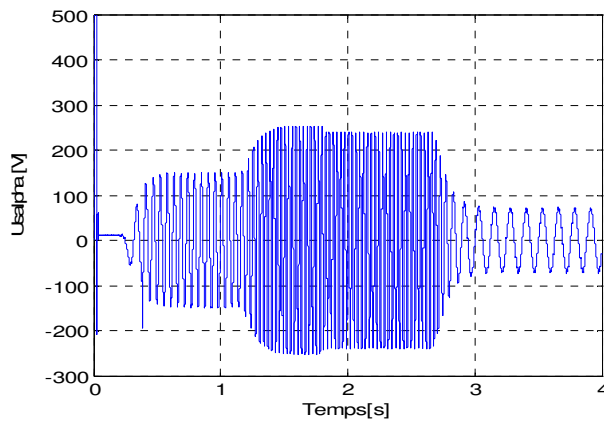
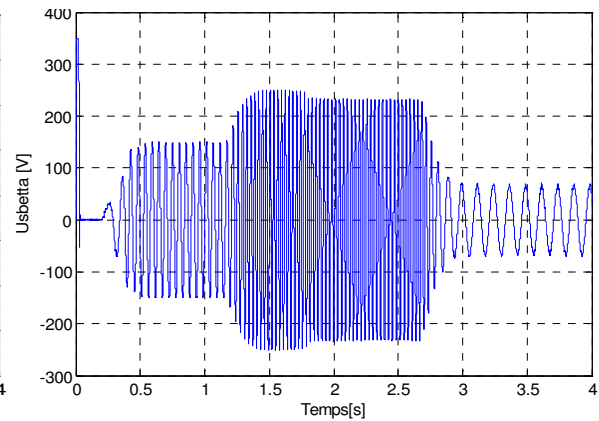


Fig.3.14f. Courant statorique

Fig.3.14g. Tension statorique  $V_{s\alpha}$ Fig.3.14h. Tension statorique  $V_{s\beta}$ 

### ☞ Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation montre la dynamique de rejet de perturbation et de poursuite de la référence qui suit parfaitement sa référence (figure.3.14a) avec une erreur statique inférieure à 0.5%. La figure.3.14.c montre que l'application de la charge couple et la variation des résistances statorique et rotorique n'influent pas sur le contrôle de flux avec une erreur inférieure à 0.4% (figure.3.14d), ce qui montre le découplage entre les boucles de réglage du couple et du flux. Le couple présente des pics inférieurs à (20% du couple de charge) puis il rattrape le couple imposé par la charge sur l'arbre du moteur (figure.3.14e).

Donc à partir de ces résultats on constate que la dynamique de flux est du couple est maintenue stable pour les différents régimes de fonctionnement, ce qui prouve que découplage est parfait et assuré par cette technique.

### 3.4 Commande non linéaire adaptative

Nous avons vu que nous pouvons obtenir un comportement linéaire et découplé à l'aide de la technique de linéarisation entrées-sortie, si les paramètres du moteur sont connus. Cependant ces paramètres varient dans le temps avec la variation de la température au cours de fonctionnement de la machine, puisque le rotor est en court-circuit le courant rotorique est



très fort, il génère un grand échauffement au niveau du rotor alors que la résistance rotorique à une grande variation qui peut atteindre deux fois sa valeur nominale ce qui conduit à une dégradation des performances du système à contrôler. C'est pour ça nous développons dans ce qui une commande adaptative non linéaire incluant une estimation de flux rotorique courants statorique afin de compenser les variations des résistances statorique et rotorique.

### 3.4.1 Observateur adaptatif de flux avec estimation paramétriques

Pour améliorer la commande non linéaire face aux variations [31] des paramètres de la machine on remplace le filtre de Kalman de la figure.3.15 par l'observateur adaptatif de flux de, ce dernier permet l'estimation et la compensation de chaque variation des résistances statorique et rotorique [106].

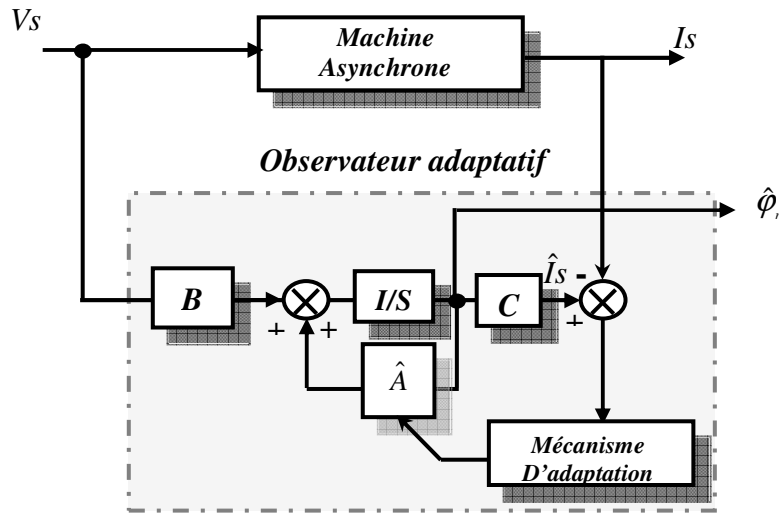


Fig.3.15. Schéma du bloc d'observateur adaptatif de flux

Le modèle d'état de cet observateur dans un repère fixe est donné par l'équation (3-78).

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{\phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (3-78)$$

$$V_s = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T \quad I_s = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta}]^T \quad \phi_r = [\phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^T$$

$$A_{11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I = a_{r11} I \quad , \quad A_{12} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left( \left(\frac{1}{T_r}\right) I - \Omega J \right) = a_{r12} I + a_{112} J$$

$$A_{21} = \frac{M}{T_r} I = a_{r21} I \quad , \quad A_{22} = -\left(\frac{1}{T_r}\right) I + \Omega J = a_{r22} I + a_{122} J$$

$$B_1 = \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) I = b_1 I \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

[106,107]Le modèle d'état de l'équation (3-78) peut se mettre comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{\phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} V_s + G(\hat{I}_s - I_s) \quad (3-79)$$

G : est la matrice du gain est donnée par :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (3-80)$$

Avec

$$\begin{aligned} g_1 &= (k-1)(-a_{r11} - a_{r22}) & g_2 &= (k-1)(-a_{i22}) \\ g_3 &= (k-1)(ca_{r11} - a_{r21}) + (k-1)(-a_{r11} - a_{r22}) & g_4 &= c(k-1)(-a_{r22}) \\ c &= -\frac{\sigma L_s L_r}{M} \end{aligned}$$

Les valeurs estimées des résistances statorique et rotorique sont utilisées dans la matrice A elles sont données par le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \hat{R}_s = \lambda_1 (e_{is\alpha} \hat{I}_{s\alpha} + e_{is\beta} \hat{I}_{s\beta}) \\ \hat{R}_r = -\lambda_2 \{ e_{is\alpha} (\hat{\phi}_{s\alpha} - M \hat{I}_{s\alpha}) + e_{is\beta} (\hat{\phi}_{s\beta} - M \hat{I}_{s\beta}) \} \\ e_{is\alpha} = (\hat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}), \quad e_{is\beta} = (\hat{I}_{s\beta} - I_{s\beta}) \end{cases} \quad (3-81)$$

$\lambda_1, \lambda_2$  : gain positif arbitraire

### 3.4.1.1 Stabilité d'observateur du flux avec adaptation des paramètres

La stabilité de l'observateur du flux proposé avec le schéma de l'adaptation des paramètres est démontrée par le théorème du Lyapunov. Le modèle de l'observateur et le moteur asynchrone [106,107] en présence d'une des variations paramétriques devient :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{\phi}_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} a_{r11} & a_{r12} + a_{112} \\ a_{r21} & a_{r22} + ja_{122} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} V_s = Ax + bV_s \\ \dot{\hat{x}} &= (A + \Delta A)\hat{x} + bV_s \end{aligned} \quad (3-82)$$

$\Delta A$  est une matrice de l'erreur causée par la variation des paramètres et l'erreur peut être exprimée par l'équation suivante:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= (Ae - \Delta A\hat{x}) \\ \text{ou} \quad e &= (x - \hat{x}) \end{aligned} \quad (3-83)$$

La fonction de stabilité de Lyapunov est définie par:

$$V = e^* e + \frac{(\Delta R_s)^2}{\lambda_1 \sigma L_s} + \frac{(\Delta R_r)^2 (1/L_2)^2 M}{\lambda_1 \sigma} \quad (3-84)$$

En utilisant l'équation (3-81) la dérivé de V est donnée par :

$$\dot{V} = e^* (A^* + A)e \quad (3-85)$$

L'équation (3-85) est définie semi négative, parce que la matrice A est définie négative. Par conséquent l'observateur du flux est stable.

### 3.4.1.2 Résultats de Simulation

Pour mettre en évidence la sensibilité de la commande adaptative non linéaire conçue, on a testé ses performances lorsque deux des paramètres du moteur changent (cas de la résistance statorique et rotorique). Dans la figure ci-dessous, on montre le comportement de la machine quand celles-ci varient par rapport à ses valeurs nominales, voir les figures (3.16 et 3.17).

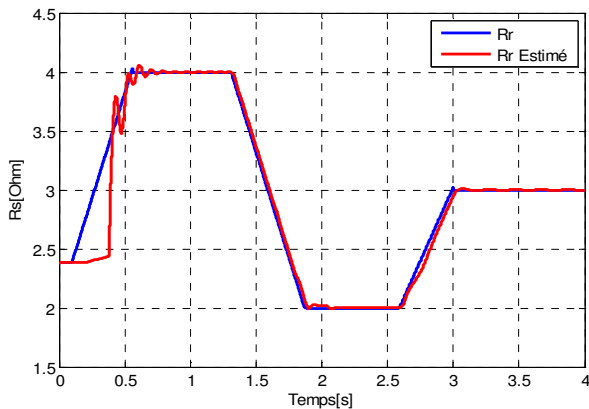


Fig.3.16. Résistance rotorique actuelle et estimée

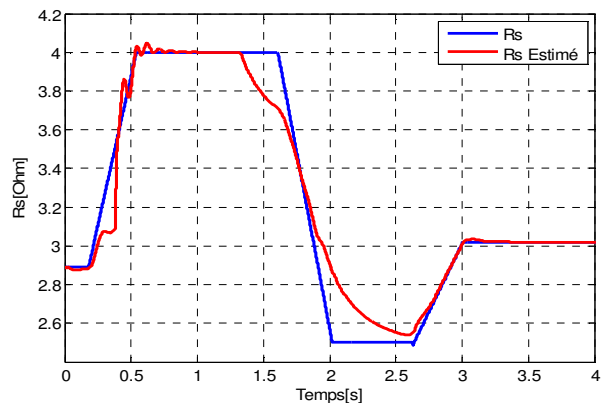


Fig.3.17. Résistance statorique actuelle et estimée

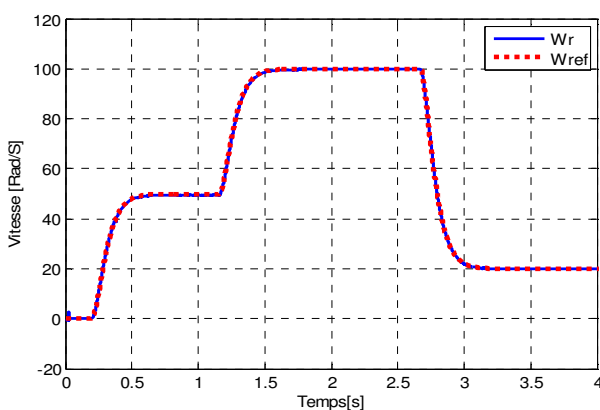


Fig.3.18a. Vitesse de rotation

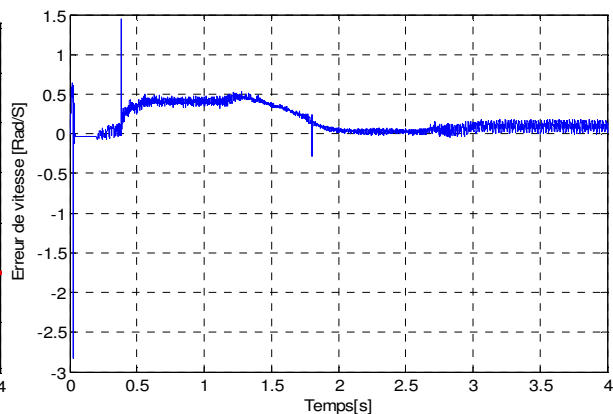


Fig.3.18b. Erreur de vitesse

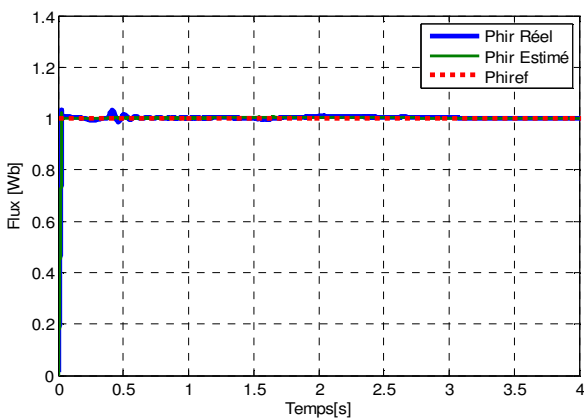


Fig.3.18c Flux rotorique mesuré et estimé

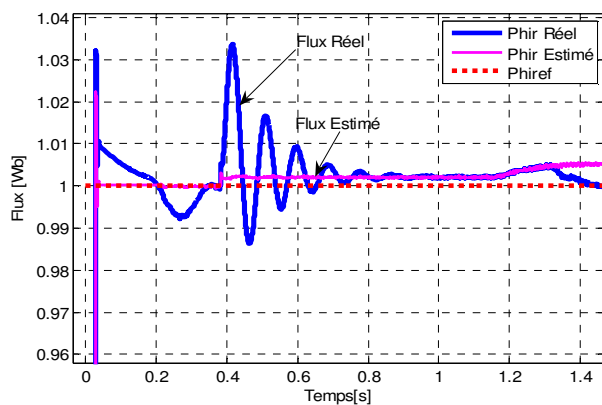


Fig.3.18d. Loupe flux rotorique mesuré et estimé

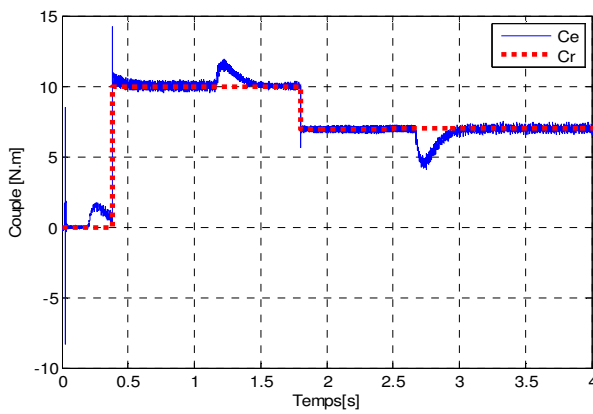


Fig.3.18e. Couple électromagnétique

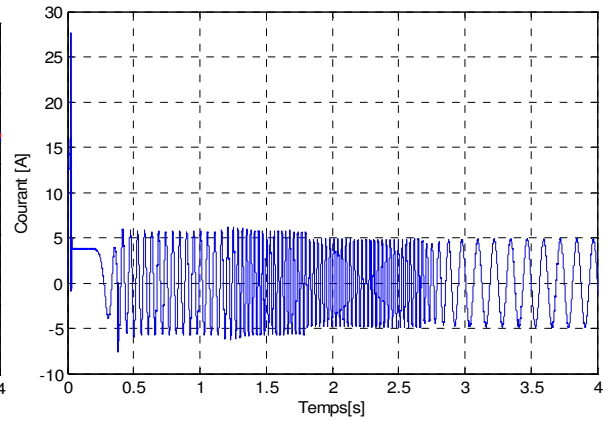
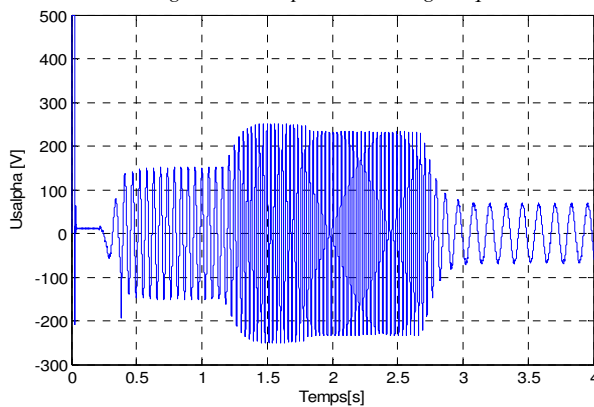
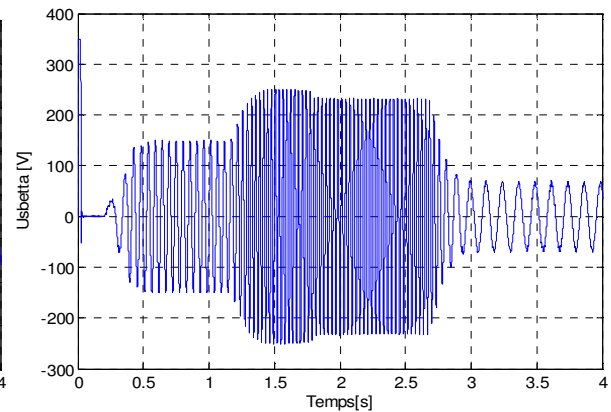


Fig.3.18f Courant statorique estimé

Fig.3.18g. Tension statorique  $V_{s\alpha}$ Fig.3.18h. Tension statorique  $V_{s\beta}$ 

### ☞ Interprétation des résultats de simulation

La figure.3.18a montre la dynamique de poursuite de la vitesse, et de rejet de la perturbation car l'erreur statique inférieure à 0.5% (figure.3.18b). La figure.3.18.c montre l'application du couple de charge et la variation des résistances statorique et rotorique n'influe pas sur le flux rotorique estimé par cet observateur (figure.3.18.d), ce qui prouve qu'un découplage parfait entre la dynamique mécanique et la dynamique magnétique est assuré par les lois de commande adaptative non linéaire donc la dynamique interne est stable même pour les faibles vitesses (20rad/sec). D'après la figure.3.18e on observe que le couple électromagnétique présente des pics égaux à (20% du couple de charge) lors de démarrage et aux instants de variation de la vitesse de rotation pour faire compenser l'accélération de démarrage et d'équilibrer la dynamique mécanique, le couple rattrape sa consigne la figure.3.18f montre que le courant statorique estimé présente une forme sinusoïdale.

Donc on peut conclure que la simulation montre de meilleures performances que celles obtenues précédemment à cause de la bonne estimation de la variation des résistances statorique et rotorique au niveau de l'observateur adaptatif.

### **3.5 Conclusion**

Dans ce chapitre la commande non linéaire a montré l'avantage du bon découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique ce qui permet d'avoir des performances vraiment similaires à celles de la machine à courant continu, cependant l'inconvénient majeur dans ce type de commande est dû aux choix de paramètres des régulateurs car ces derniers sont effectués par l'utilisation de la méthode de placement des pôles qui est avérée difficile à appliquer en plus elle est directement affectée par le couple de charge et des paramètres de la machine ce qui nécessite l'élaboration d'une version adaptative associée à la commande non linéaire, pour permettre la prise en compte des variations paramétriques notamment les résistances statorique et rotorique, afin d'assurer de la stabilité.

Des simulations numériques montrent que l'observateur adaptatif en utilisant les paramètres estimés nous a permis de d'obtenir des performances mieux que celles où l'on utilise avec le flux mesuré, et permet d'éliminer le désaccord paramétrique entre le modèle de simulation et le circuit de commande. Dans le chapitre qui suit nous allons développer une commande prédictive de type linéaire et non linéaire dont le but est d'améliorer les performances de commande de la machine asynchrone.



# *Chapitre 4*

*Commande prédictive de la  
machine asynchrone*



# Chapitre 4

## *Commande prédictive de la machine asynchrone*

---

---

### **4.1 Introduction**

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique, elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes, notamment sur des systèmes robotiques, des machines électriques, la surveillance et la conduite des procédés les processus chimiques....etc. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. Cette stratégie de commande a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage, son application de la commande prédictive dans le domaine des commandes numériques de machine-outil a donné de bons résultats en termes de rapidité et de précision.

Dans la première partie de ce chapitre on présente la philosophie et le principe de la commande prédictive généralisée, par la suite nous faisons une application de la commande prédictive linéaire à la machine asynchrone.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à l'application de la commande prédictive non linéaire généralisée et en structure cascade pour résoudre le problème de poursuite de trajectoires, en utilisant les notions de géométrie différentielle sur la commande par linéarisation entrée-sortie.

Nous terminerons par notre modeste contribution, il s'agit d'une commande prédictive non linéaire avec adaptation paramétrique (commande non linéaire prédictive et adaptative), en utilisant un observateur adaptatif pour compenser chaque variation des résistances statorique et rotorique de la machine.

Pour tester la robustesse des méthodes proposées dans ce chapitre des simulations numériques seront présentées.



## 2 Commande prédictive

Le principe de la commande prédictive a été introduit, pour la première fois, par Smith à la fin des années 50 (Smith 1959), et il a été repris par d'autres chercheurs, J. Richalet, en 1978 et généralisée par D.W. Clarke en 1987 en accord avec de grands groupes industriels aux USA et en Europe (Shell et Adersa). [26, 108]

L'objectif de la commande prédictive est de compenser l'effet du retard dans la boucle de commande. Cependant, la méthode est d'une part, très sensible aux erreurs de modélisation et d'autre part non capable de stabiliser des procédés instables en boucle ouverte. [26].

Pendant les dernières années, différentes structures du contrôleur prédictif ont été développées, on peut citer la commande prédictive généralisée (GPC), qui a connu un grand essor en tant que technique de commande avancée depuis le milieu des années 80 [56,57]. Cet essor s'est réalisé principalement selon deux axes privilégiés [94]:

- a) De D.W. Clarke 1985: Commande Prédictive Généralisée (G.P.C.) (*Generalized Predictive Control*)
- b) De J. Richalet 1987: Commande Prédictive Fonctionnelle (P.F.C.) (*Predictive Functional Control*)

### 4.2.1 Commande prédictive généralisée (G.P.C.)

Cette méthode est de type prédictive où les variables impliquées dans le choix de la commande sont connues pour un temps d'avance donné. L'intervalle où le futur est connu est nommé horizon de prédiction et à une dimension finie. Il a été démontré que l'augmentation de l'horizon de prédiction au-delà d'une certaine dimension apporte que peu d'amélioration dans la performance de contrôle [30, 55,109].

Le principe de base de la commande prédictive consiste de prendre en compte, à l'instant actuel, le comportement future, par le biais d'utilisation explicite d'un modèle numérique du système dans le but de prédire la sortie dans le futur, sur un horizon fini. Un des intérêts des méthodes prédictives réside dans le fait que, pour une consigne précalculée sur un certain horizon, il est ainsi possible d'exploiter les informations de trajectoires prédéfinies situées dans le future, étant donné que le but est de faire correspondre la sortie du système avec cette consigne sur un horizon fini [30,55].

Le principe de la loi de commande prédictive est présenté dans la figure.4.1 [30]. En effet, il est nécessaire au conducteur d'analyser l'état de la route sur un horizon assez éloigné pour déterminer la stratégie de conduite à adopter. Analyser l'état de la route ou prédire le comportement futur relève d'un concept intuitif et naturel. La commande prédictive, en fait, présente dans plusieurs activités humaines, telle que la marche, le ski,.... etc.

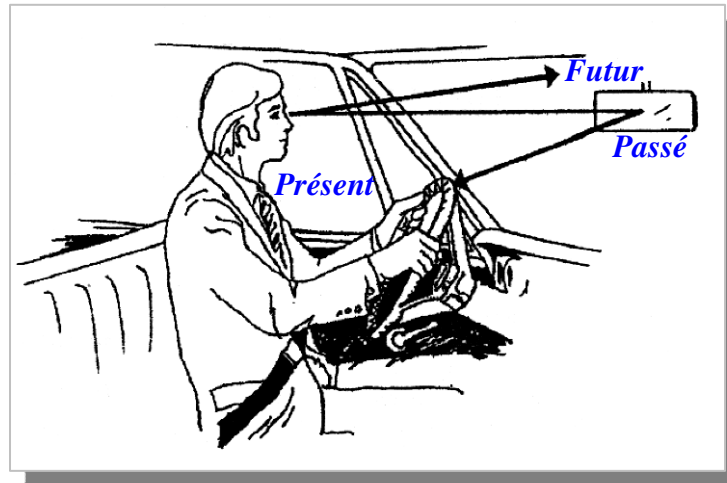


Fig.4.1. Philosophie de la commande prédictive [30].

#### 4.2.1.1 Principe de fonctionnement de la commande prédictive généralisée

Le schéma fonctionnel de la commande prédictive généralisée est présenté sur la figure.4.2.

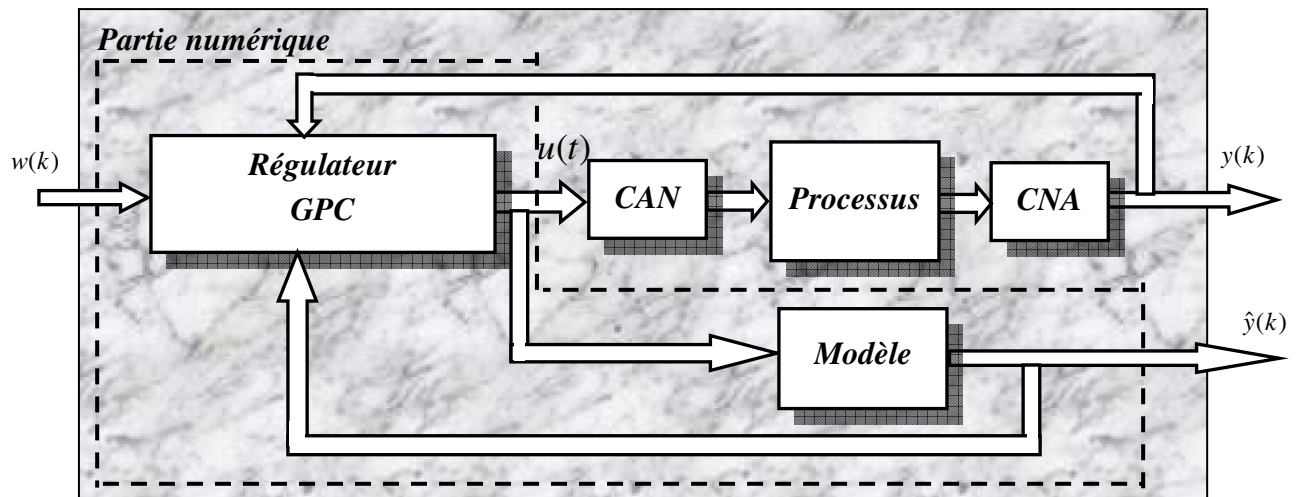


Fig.4.2. Schéma de principe du GPC  
( $w(k)$  : Consigne  $y(k)$  Sortie du Processus et  $\hat{y}(k)$  : Sortie prédite )

La commande prédictive généralisée est basée sur quatre grandes idées [58] :

- ✓ Création d'un effet anticipatif par exploitation de la trajectoire à suivre dans le futur.
- ✓ Définition d'un modèle numérique de prédiction.
- ✓ Minimisation d'un critère quadratique à horizon fini.
- ✓ Principe de l'horizon fuyant.

La représentation temporelle de la commande prédictive généralisée est donnée par la figure.4.3, où l'on observe les commandes  $u(k)$  à appliquer au système pour obtenir le ralliement autour de la consigne  $w(k)$ .

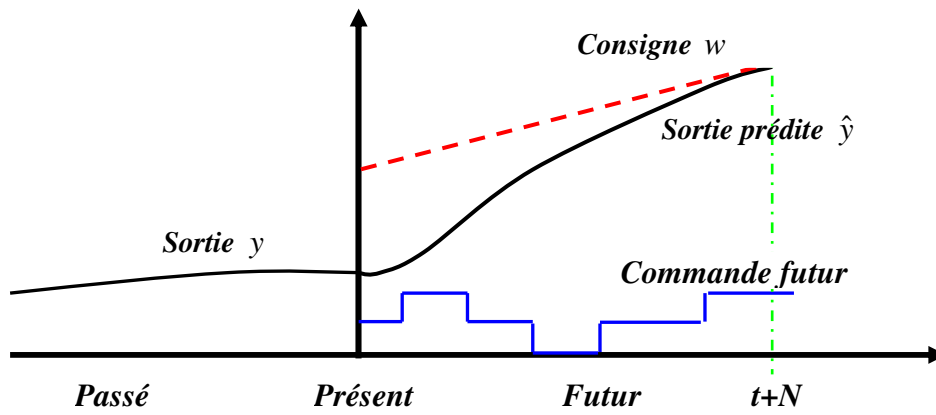


Fig.4.3. Représentation temporelle du principe de la commande prédictive.

Le modèle numérique est obtenu par une discrétisation (transformée en z) de la fonction de transfert continue du modèle ce qui permet de calculer la sortie prédite sur un horizon fini.

**4.2.1.2 Modèle de représentation**

Tous les algorithmes de commande prédictive ne diffèrent entre eux que par le modèle utilisé pour représenter le procédé et par la fonction de coût à minimiser. Pour notre étude le système est représenté sous la forme CARIMA dont l'expression est [58, 109]:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + C(q^{-1})\frac{\xi(t)}{\Delta(q^{-1})} \tag{4-1}$$

$\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$  et  $y(t)$  : sont respectivement l'entrée et la sortie du processus,  $u(k)$  : commande appliquée à l'entrée,  $q$  : opérateur retard,  $\xi(t)$  est un bruit blanc centré.

Les polynômes  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$  et  $C(q^{-1})$  sont définis par:

$$\begin{cases} A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{na} q^{-na} \\ B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{nb} q^{-nb} \\ C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{nc} q^{-nc} \end{cases} \tag{4-2}$$

Le modèle CARIMA est représenté par la figure.4.4 la dynamique de la perturbation doit apparaître dans la dynamique du régulateur.

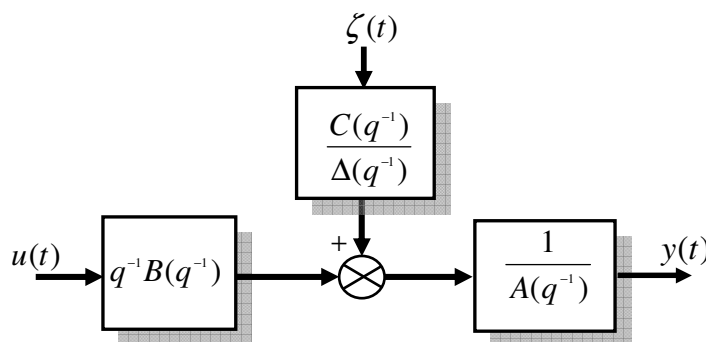


Fig.4.4. Modèle CARIMA

Le but recherché avec l'introduction d'un intégrateur est l'annulation de toute erreur statique vis-à-vis d'une consigne ou d'une perturbation constante. On prendra par la suite  $C(q^{-1})=1$ .

#### 4.2.1.3 Expression du critère

L'un des points fondamentaux de la méthode de commande prédictive généralisée est l'établissement d'une équation de prédiction afin de prévoir le comportement du système dans le futur, pour but de faire tendre l'erreur de sortie future vers zéro, avec un effort de commande minimum. Le calcul de la commande GPC résulte la minimisation d'un critère quadratique portant sur les erreurs futures avec un terme de pondération sur les incréments de commande [30,55] :

$$J_{GPC} = \sum_{j=N_1}^{N_2} [w(t+j) - \hat{y}(t+j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u(t+j-1)^2 \quad (4-3)$$

Avec :

$w(t+j)$  : Consigne appliquée à l'instant  $(t+j)$ .  $\hat{y}(t+j)$  : Sortie prédite à l'instant  $(t+j)$ .

$\Delta u(t+j-1)$  : Incrément de commande à l'instant  $(t+j-1)$ .  $N_1$  : Horizon de prédiction minimal sur la sortie.  $N_2$  : Horizon de prédiction maximal sur la sortie avec  $N_2 \geq N_1$ .  $N_u$  est l'horizon de prédiction sur la commande.  $\lambda$  : Coefficient de pondération sur la commande.

L'hypothèse suivante est faite sur la commande:  $\Delta u(k+j) = 0$  pour  $j \geq N_u$

Le coefficient  $\lambda$  permet de donner plus ou moins de poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité [58].

#### 4.2.1.4 Remarques concernant le choix des paramètres du GPC

- *Choix de l'horizon minimal de prédiction  $N_1$*

Pour un système ne présentant pas de retard,  $N_1 = 1$  sinon  $N_1$  prend la valeur du retard pur du procédé. Pour un système à déphasage non minimal,  $N_1$  est pris égal au nombre maximal d'échantillons durant lequel ce phénomène se produit (valeur  $N_0$  de la figure.4.5a). Si le retard du système est mal connu ou variable, on convient de choisir  $N_1=1$ .

- *Choix de l'horizon maximal de prédiction  $N_2$ .*

$N_2$  est choisi de sorte que le produit  $N_2 T_e$  ( $T_e$  période d'échantillonnage) soit égal au temps de réponse désiré du système. Notons que plus  $N_2$  est grand, plus le temps de calcul est long.

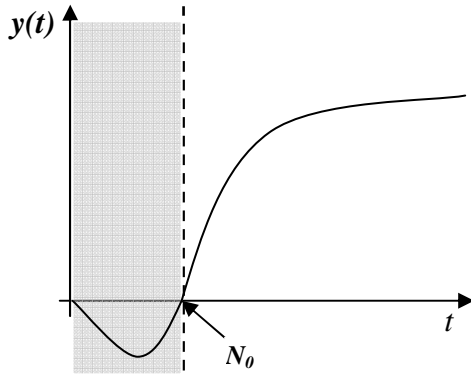


Fig.4.5a. Valeur de  $N_1$  pour un système à phase non minimale

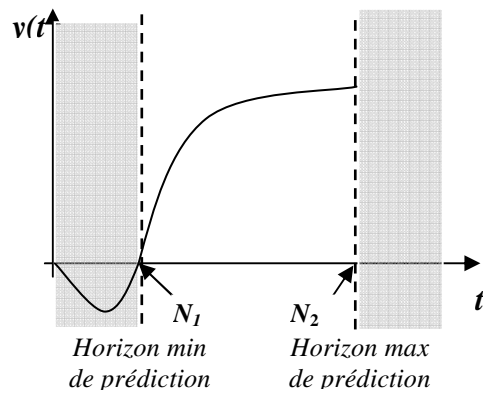


Fig.4.5b. Choix de  $N_2$  pour un système à phase non minimale

- Choix de l'horizon de prédiction sur la commande  $N$ .

Dans [57], l'auteur a choisit  $N_u$  égal au nombre d'états du système mais souligne que la valeur  $N_u=1$  est très souvent suffisante pour beaucoup d'applications, on choisit en général un horizon de commande  $N_u$  relativement réduit. Puisque l'augmentation de l'horizon de commande pose néanmoins un problème au niveau du conditionnement et du temps de calcul. En effet,  $N_u$  fixe la dimension des matrices à inverser dans le calcul de  $u_{op}$ . [58,109].

- Choix du facteur de pondération de la commande  $\lambda$

C'est le paramètre le plus compliqué à régler puisque il influence sur la stabilité du système bouclé. En effet, si  $\lambda$  est très élevé, il permet de pondérer l'influence des commandes dans l'optimisation et ainsi permet de générer un correcteur plus ou moins énergétique donc plus ou moins rapide.

#### 4.2.1.5 Prédicteur optimal sous forme matricielle

En appliquant les idées de modélisation présentées par Clarke et ses coauteurs [57], un prédicteur peut être construit sous la forme :

$$y(t+j) = \underbrace{F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1}) \Delta u(t-1)}_{\text{réponse libre}} + \underbrace{G_j(q^{-1}) \Delta u(t+j-1) + J_j(q^{-1}) \xi(t+j)}_{\text{réponse forcée}} \quad (4-4)$$

Avec :

$F_j; G_j; H_j$  et  $J_j$  Sont les polynômes solutions uniques des équations diophantienne suivantes:

$$\begin{cases} \Delta(q^{-1})A(q^{-1})J_j(q^{-1}) + q^{-d-j}F_j(q^{-1}) = 1 \\ G_j(q^{-1}).(1) + q^{-j}H_j(q^{-1}) = B(q^{-1})J_j(q^{-1}) \end{cases} \quad (4-5)$$

Le prédicteur optimal déduit de la considération que la meilleure estimée du signal perturbateur dans le futur est égal à sa moyenne supposée nulle ici, donc sa forme est [28]:

$$y(t+j) = \underbrace{F_j(q^{-1})y(t) + H_j(q^{-1})\Delta u(t-1)}_{\text{réponse libre}} + \underbrace{G_j(q^{-1})\Delta u(t+j-1)}_{\text{réponse forcée}} \quad (4-6)$$

Posons pour cela :  $IF(q^{-1}) = [F_{N_1}(q^{-1}) \dots F_{N_2}(q^{-1})]^T$

$$IH(q^{-1}) = [H_{N_1}(q^{-1}) \dots H_{N_2}(q^{-1})]^T \quad \hat{y} = [\hat{y}(t+N_1) \dots \hat{y}(t+N_2)]^T$$

La séquence des incréments futurs  $\tilde{u} = [\Delta u(t) \dots \Delta u(t+N_u-1)]^T$

De façon similaire, la matrice G formée des coefficients  $\{g_{ji}\}$  des polynômes  $G_j$  est donnée :

$$G = \begin{bmatrix} g_{N_1}^{N_1} & g_{N_1-1}^{N_1} & \dots & \dots \\ g_{N_1+1}^{N_1+1} & g_{N_1}^{N_1+1} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N_2}^{N_2} & g_{N_2-1}^{N_2} & \dots & g_{N_2-N_u+1}^{N_2} \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

Avec ces notations, le prédicteur optimal à j-pas peut s'écrire sous forme matricielle :

$$\hat{y} = G \tilde{u} + IF(q^{-1})y(t) + IH(q^{-1})\Delta u(t-1) \quad (4-8)$$

#### 4.2.1.6 Critère quadratique matriciel

Le critère quadratique de l'équation (4-3) peut se combiner avec la relation (4-8) pour obtenir l'expression matricielle de ce critère:

$$J = [G\tilde{u} + IF(q^{-1})y(t) + IH(q^{-1})\Delta u(t-1) - w]^T [G\tilde{u} + IF(q^{-1})y(t) + IH(q^{-1})\Delta u(t-1) - w] + \lambda \tilde{u}^T \tilde{u} \quad (4-9)$$

#### 4.2.1.7 Minimisation de la fonction de coût

La séquence optimale de commandes futures s'obtient enfin par minimisation analytique du critère sous forme matricielle  $\frac{\partial J}{\partial \tilde{u}} = 0$ . Ce qui donne [28]:

$$\tilde{u} = M [w - IF(q^{-1})y(t) - IH(q^{-1})\Delta u(t-1)] \quad (4-10)$$

Avec :  $w = [w(t+N_1) \dots w(t+N_2)]^T$

La matrice M est de dimension  $N_u \times (N_2 - N_1 + 1)$  où  $M = [G^T G + \lambda I_{N_u}]^{-1} G^T = [m_1^T \ m_2^T \ m_{N_u}^T]^T$

Selon le principe de l'horizon fuyant, seule la première valeur de cette séquence est appliquée au système [30,108] :

$$u_{opt}(t) = u_{opt}(t-1) - m_1^T [IF(q^{-1})y(t) + IH(q^{-1})\Delta u_{opt}(t-1) - w] \quad (4-11)$$

Il est enfin possible, à partir de la relation ci-dessus, de déduire la représentation polynomiale du régulateur équivalent, comme il est indiqué sur la figure.4.6. [108] Cette structure RST classique permet l'implantation de la loi de commande par une simple équation aux différences :

$$\Delta u(T)(m_1^T H q^{-1}) = -m_1^T IF(q^{-1})y(t) + m_1^T w \tag{4-12}$$

Cette relation doit correspondre d'après la figure.4.4 à l'équation :

$$S(q^{-1})\Delta u(t) = -R(q^{-1})y(t) + T(q^{-1}).w(k + N_2) \tag{4-13}$$

Les trois polynômes prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} S(q^{-1}) = (1 + m_1^T H(q^{-1})q^{-1}) & \text{deg ré } S(q^{-1}) = \text{deg ré } [B(q^{-1})] \\ R(q^{-1}) = m_1^T F(q^{-1}) & \text{deg ré } R(q^{-1}) = \text{deg ré } [A(q^{-1})] \\ T(q^{-1}) = m_1^T [q^{-N_2+N_1} \quad q^{-N_2+N_1+1} \quad \dots \quad 1]^T & \text{deg ré } T(q^{-1}) = N_2 - N_1 \end{cases} \tag{4-14}$$

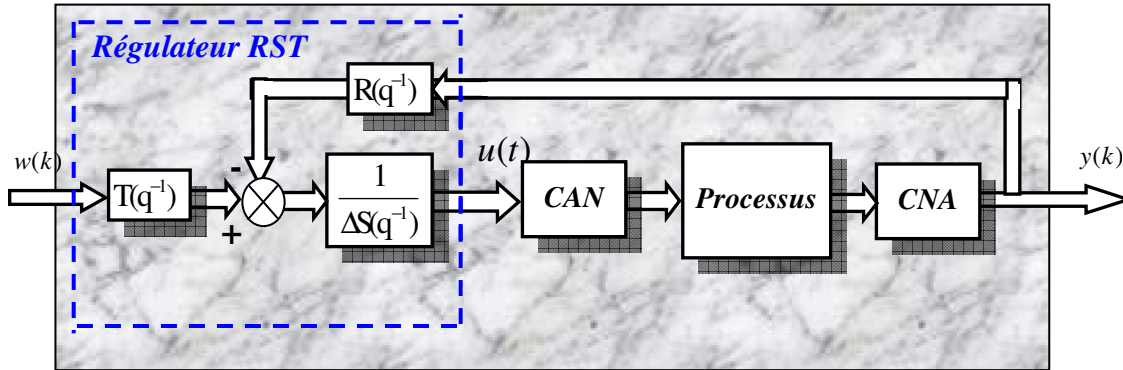


Figure.4.6. Structure du régulateur RST.

### 4.2.2 Application de la GPC à la commande de vitesse de la machine asynchrone

Dans cette partie nous allons réguler la vitesse de la machine asynchrone à partir d'une structure de commande prédictive linéaire en cascade voir figure.4.7, celle-ci comporte deux boucles l'une interne qui permet de contrôler le couple et le flux et l'autre externe permettent de réguler la vitesse en se basant sur les lois de la commande prédictive présentées précédemment [108].

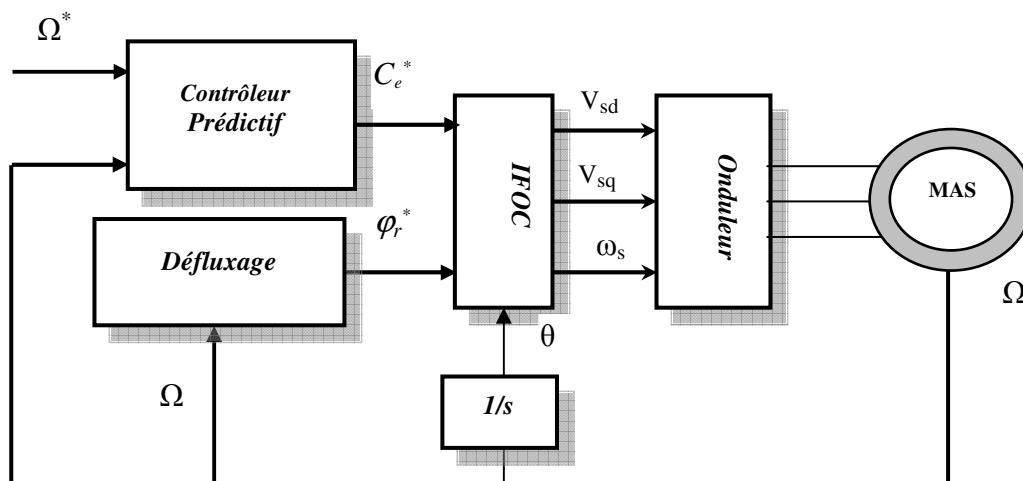


Fig.4.7. Structure de la commande GPC avec régulation de vitesse

Pour la boucle de régulation on choisit la fonction de transfert entre couple et vitesse et on néglige la constante de temps électrique par rapport à la constante de temps mécanique :

$$\frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} = \frac{1}{J.s + k_f} \tag{4-15}$$

4.2.2.1 Les résultats de simulation et interprétations

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants : inversion du sens de rotation et avec variation de vitesse, avec variation de la charge et de la résistance rotorique (figure.4.8). Pour chaque mode, nous visualisons la vitesse de rotation, le flux rotorique, le couple, ainsi que le courant statorique.

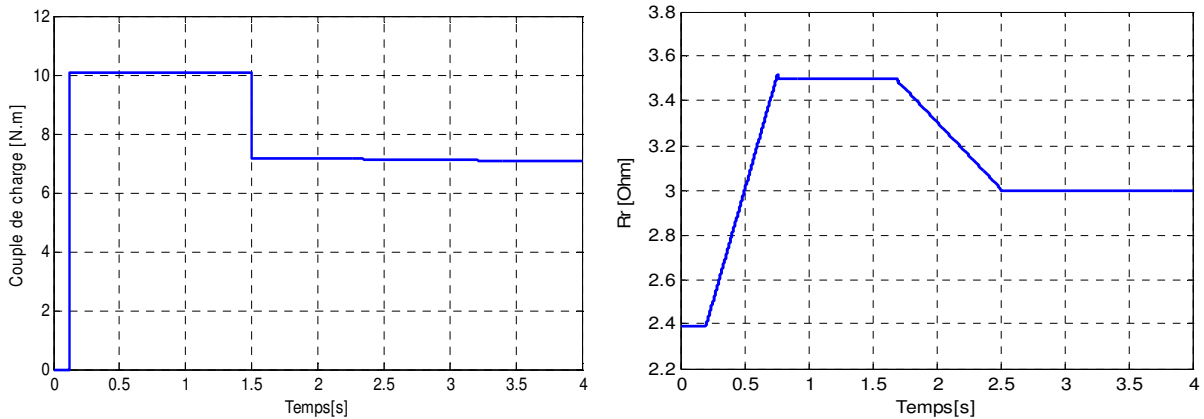


Fig.4.8. Variation de couple de charge  $C_r$ , et de la résistance rotorique  $R_r$ .

⤷ Inversion de vitesse avec variation de  $C_r$  et  $R_r$

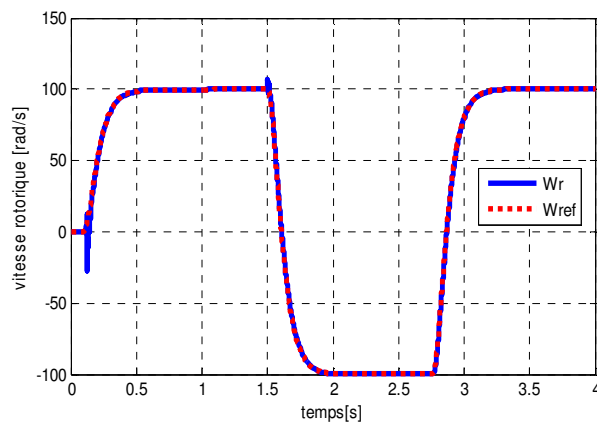


Fig.4.9a. Vitesse rotorique

⤷ Variation de la vitesse, de  $C_r$  et  $R_r$

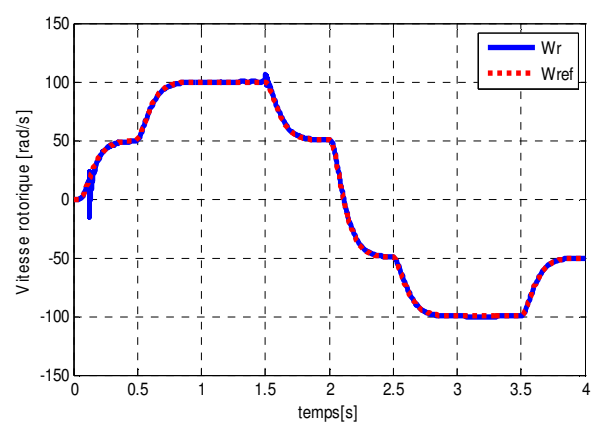


Fig.4.10a Vitesse rotorique

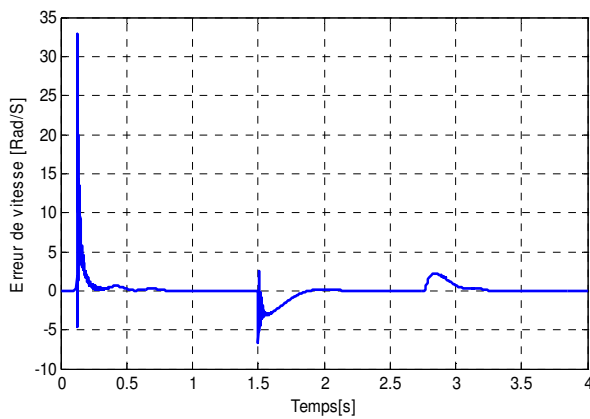


Fig.4.9b. Erreur de Vitesse Rotorique

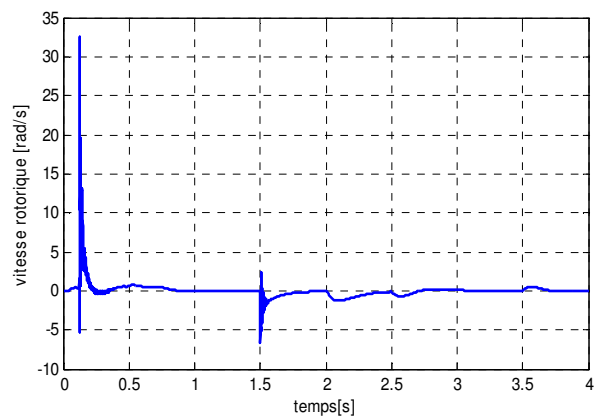


Fig4.10b. Erreur de Vitesse Rotorique



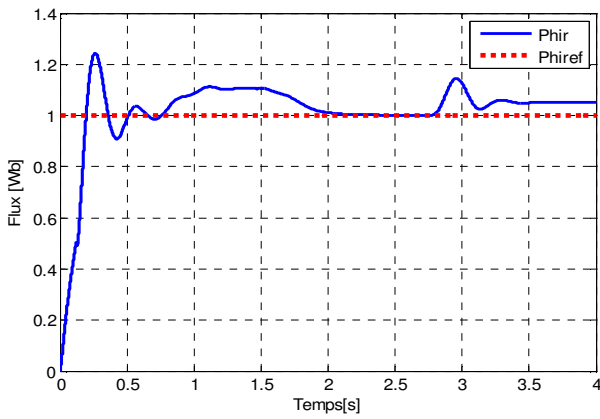


Fig.4.9c. Flux Rotorique

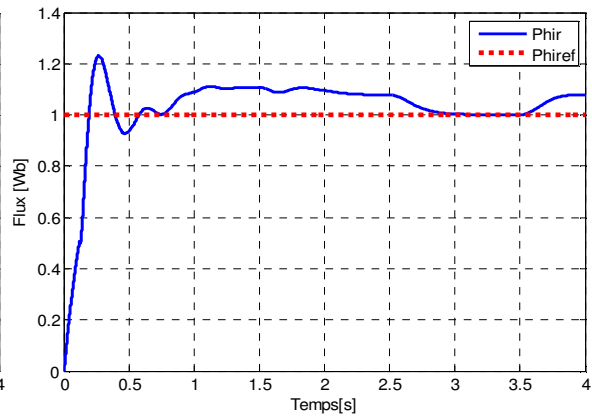


Fig.4.10c. Flux Rotorique

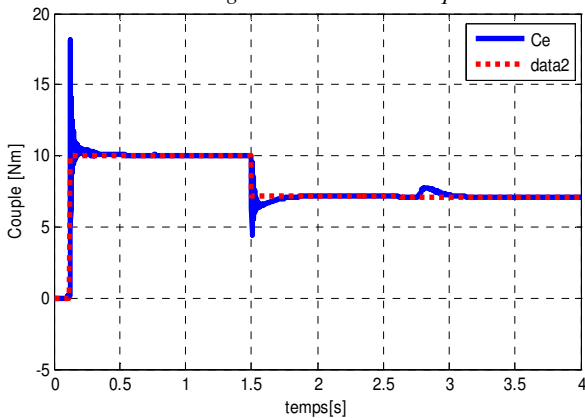


Fig.4.9d. Couple électromagnétique

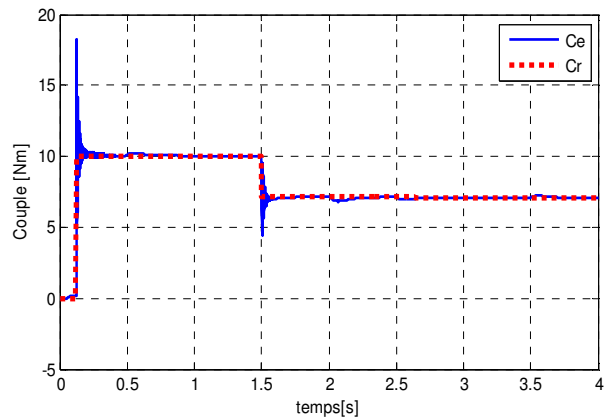


Fig.4.10d. Couple électromagnétique

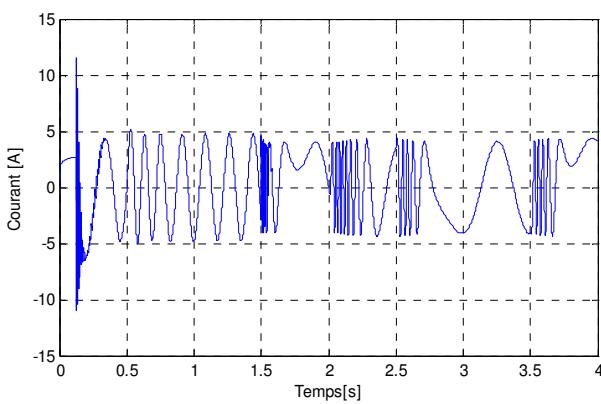


Fig.4.9f. Courant statorique

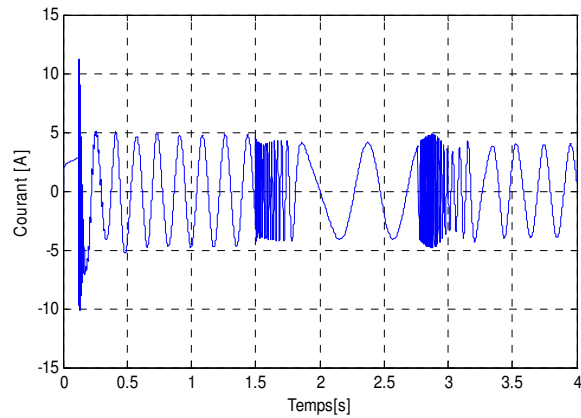


Fig.4.10f. Courant statorique

**a) Interprétation des résultats de simulation**

Les résultats de simulation présente le comportement dynamique de la commande vectorielle de la machine asynchrone avec un régulateur prédictif.

Nous remarquons à travers les figures (4.9a et 4.10a) que la vitesse de rotation suit bien sa référence, elle atteint la valeur de consigne sans dépassement au régime permanent, ce qui est bien montré sur l'erreur de vitesse est inférieure à 7% (figures 4.9b et 4.10b). Le flux rotorique présente des perturbations aux instants de la variation de la résistance rotorique mais le découplage est maintenue car le flux revient à sa référence (figures 4.9c et 4.10c).

Les figures (4.9d et 4.10d), montrent que le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de charge avec moins de pics au régime permanent.

Le courant statorique est sinusoïdal mais à chaque perturbation de flux rotorique il perd sa forme sinusoïdale (figures 4.9f et 4.10f).

Les résultats de simulation, montre la robustesse de cette loi de commande prédictive par rapport aux résultats obtenus dans le chapitre 2 de la commande IFOC par un régulateur PI classique, il faut noter que l'inconvénient majeur de cette structure de commande est que les performances sont grandement influencées par le choix des paramètres de synthèse  $N_1$ ,  $N_2$ ,  $N_u$  et  $\lambda$ . Par conséquent, un choix judicieux de ces paramètres est nécessaire, avant l'implantation de l'algorithme par simulation, afin de répondre aux performances désirées.

### 4.3 Commande prédictive non linéaire

Pour résoudre le problème de poursuite de trajectoires, dans ce qui suit on présente la stratégie de commande prédictive non linéaire (NPC), le modèle de prédiction est réalisé à partir d'un développement mathématique sur le modèle de la machine, en utilisant les notions de géométrie différentielle définies dans l'Annexe C sur la commande par linéarisation entrée-sortie.

On applique au moteur asynchrone au premier temps, une loi de commande prédictive généralisée pour suivre les trajectoires désirées aux sorties vitesse et module de flux. Ensuite, une stratégie de commande en cascade est adoptée, avec une loi de commande non linéaire prédictive pour sorties la vitesse rotorique, le module du flux rotorique et le couple.

Des ces deux dernières commande on utilise le filtre de Kalman pour l'estimation de flux rotorique et pour garantir, la stabilité globale du système [110].

#### 4.3.1 Commande non linéaire prédictive généralisée

Nous considérons le système non linéaire de la forme [62,61, 63] suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x) + g(x).u(t) \\ y = h(x) \end{cases} \quad (4-16)$$

Où :  $f$ ,  $g$  et  $h$  sont des temps différentiables de  $N_y$ .  $x \in R^n$  est le vecteur des variables d'état,  $u \in R^m$  est le vecteur de la commande d'entrée et le  $y \in R^m$  est le vecteur de sortie, tel que :

$$\begin{aligned} u(t) &= [u_1(t) \quad u_2(t) \quad \dots \quad u_m(t)]^T \\ y(t) &= [y_1(t) \quad y_2(t) \quad \dots \quad y_m(t)]^T \end{aligned} \quad (4-17)$$

La fonction de coût est définie sur un horizon futur :

$$J = \frac{1}{2} \int_{T_1}^{T_2} (y(t+T) - y_r(t+T))' (y(t+T) - y_r(t+T)) dT \quad (4-18)$$

Où  $y$  est le vecteur des sorties désirées,  $T_1$  et  $T_2$  sont respectivement les temps de prédiction de minimum et de maximum.

Le terme de la pondération du contrôle n'intervient pas dans la fonction coût. Cependant, la pondération peut être accomplie en ajustant les temps de prédiction ( $T_1$ ,  $T_2$ ) et de l'ordre du contrôle dans NGPC [60, 110]. Le développement en série de Taylor de la sortie  $y$  est donné par.

$$y(t+T) = I_{m \times m} y(t) + \bar{T} \dot{y}(t) + \frac{\bar{T}^2}{2!} \ddot{y}(t) + \dots + \frac{\bar{T}^{N_y}}{2!} y^{[N_y]}(t) \quad (4-19)$$

Avec:

$$\bar{T} = \text{diag} \{ \bar{T}, \dots, \bar{T} \} \in \mathfrak{R}^{m \times m}$$

$$N_y = \rho + r$$

- ♣  $r$  est le degré relatif.
- ♣  $\rho$  est l'ordre de contrôle.

Si on utilise la forme matricielle, [61,62, 63] la sortie prédite est réécrite comme suite:

$$y(t+T) = \bar{T}_{N_y} Y_{N_y} \quad (4-20)$$

$$Y_{N_y} \in \mathfrak{R}^{m(\rho+r+1)}$$

$$Y_{N_y} = \begin{bmatrix} y & \dot{y} & \ddot{y} & \dots & y^{[N_y]} \end{bmatrix}^T \quad (4-21)$$

$$\bar{T}_{N_y} \in \mathfrak{R}^{m \times m(\rho+r+1)}$$

$$\bar{T}_{N_y} = \begin{bmatrix} I_{m \times m} & \bar{T} & \frac{\bar{T}^2}{2!} & \dots & \frac{\bar{T}^{N_y}}{N_y!} \end{bmatrix} \quad (4-22)$$

$I_{m \times m}$ : matrice d'identité.

- ♣ la dérivée de Lie dérivée directionnelle le  $h(x)$  suivant le champ de vecteurs  $f(x)$  est définie par :

$$L_f h_i = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h_i}{\partial x_i} f_i(x) = \frac{\partial h_i}{\partial x_i} f(x) \quad (4-23)$$

Par itération, on a la relation suivante :

$$L_g L_f h_j = \frac{\partial L_f h_j}{\partial x} g(x) \quad (4-24)$$

Et

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{y}(t) = L_f h(x) \dot{y}(t) = L_f h(x) \\ \ddot{y}(t) = L_f^2 h(x) \\ \vdots \\ y^{[\rho]}(t) = L_f^\rho h(x) + L_g L_f^{\rho-1} h(x) u(t) \\ y^{[\rho+1]}(t) = L_f^{\rho+1} h(x) + J_{10}(x) u(t) + L_g L_f^{\rho-1} h(x) \dot{u}(t) \\ y^{[\rho+2]}(t) = L_f^{\rho+1} h(x) + J_{20}(x) u(t) + J_{21}(x) \dot{u}(t) + L_g L_f^{\rho-1} h(x) \ddot{u}(t) \\ \vdots \\ y^{[\rho+r]}(t) = L_f^{\rho+r} h(x) + J_{r0}(x) u(t) + J_{r1}(x) \dot{u}(t) + \dots + J_{r(r-1)}(x) u^{[r-1]}(t) + L_g L_f^{\rho-1} h(x) u^{[r]}(t) \end{array} \right. \quad (4-25)$$

L'équation (4-25) peut être réécrite sous forme matricielle :

$$Y_{N_y} = Y(x) + H(x)U_r$$

Où

$$Y(x) \in \mathfrak{R}^{m(\rho+r+1)}; U_r \in \mathfrak{R}^{m(r+1)}; H(x) \in \mathfrak{R}^{m(\rho+r+1) \times m(r+1)}$$

Avec:

$$\begin{aligned} Y_{N_y} &= \begin{bmatrix} h(x) & L_f h(x) & \dots & L_f^\rho h(x) & L_f^{\rho-1} h(x) & \dots & L_f^{\rho-r} h(x) \end{bmatrix}^T \\ U_r &= \begin{bmatrix} u(t) & \dot{u}(t) & \dots & u^{[r]}(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (4-26)$$

$$H(x) = \begin{bmatrix} 0_{m \times m} & 0_{m \times m} & \dots & 0_{m \times m} \\ 0_{m \times m} & 0_{m \times m} & \dots & 0_{m \times m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_g L_f^{\rho-1} h & 0_{m \times m} & \dots & 0_{m \times m} \\ J_{10} & L_g L_f^{\rho-1} h & \dots & 0_{m \times m} \\ J_{20} & J_{21} & \dots & 0_{m \times m} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ J_{r0} & J_{r1} & \dots & L_g L_f^{\rho-1} h \end{bmatrix} \quad (4-27)$$

$J_{ij}$  sont des fonctions de  $x$ , qui sont obtenues à partir des dérivés de la sortie (4-25). La différentiation est faite jusqu'à ce le signal de commande apparaisse dans la prédiction.

Le prédicteur de référence  $y_r(t+T)$  est approximativement développé en série de Taylor de  $y_r(t)$  à l'instant  $t$  jusqu'à l'ordre  $(\rho+r)$ :

$$y_r(t+T) = \bar{T}_{N_y} Y_r \quad (4-28)$$

Où

$$\begin{aligned} Y_r &= [y_r(t) \quad \dot{y}_r(t) \dots \quad y_r^{[\rho-1]}(t)]^T \\ y_r(t) &= [y_{r1}(t) \quad y_{r2}(t) \dots \quad y_{rm}(t)]^T \end{aligned} \quad (4-29)$$

La fonction de coût (4-18) devient [110] :

$$\begin{aligned} J &= \frac{1}{2} \int_{T_1}^{T_2} [\bar{T}_{Ny} Y + \bar{T}_{Ny} H U_r - \bar{T}_{Ny} Y_r]^T [\bar{T}_{Ny} Y + \bar{T}_{Ny} H U_r - \bar{T}_{Ny} Y_r] dT \\ &= \frac{1}{2} \int_{T_1}^{T_2} [Y + H U_r - Y_r]^T \bar{T}_{Ny}^T \bar{T}_{Ny} [Y + H U_r - Y_r] dT \\ &= \frac{1}{2} [Y + H U_r - Y_r]^T \left( \int_{T_1}^{T_2} \bar{T}_{Ny}^T \bar{T}_{Ny} dT \right) [Y + H U_r - Y_r] \\ &= \frac{1}{2} [Y + H U_r - Y_r]^T \bar{T}_{Ny} [Y + H U_r - Y_r] \end{aligned} \quad (4-30)$$

La loi de commande non linéaire optimale qui minimise la fonction de coût définie sur un horizon fuyant est donnée par :

$$\begin{aligned} U_r &= (H^T \bar{T}_{Ny} H)^{-1} H^T \bar{T}_{Ny} (Y_r - Y) \\ &= K (Y_r - Y) \end{aligned} \quad (4-31)$$

$$K \in \mathfrak{R}^{m(r+1) \times m(\rho+r+1)}$$

Selon la stratégie d'horizon fuyant, seulement les premiers  $m$  éléments d'un ensemble de contrôles sont appliqués au système donc, le vecteur de commande optimale est donné par :

$$u(t) = k (Y_r - Y) \quad (4-32)$$

Où  $k$  est le  $m$  premier rangé de  $K$ .

#### 4.3.1.1 Modèle mathématique de moteur asynchrone

Le modèle de la machine asynchrone est choisi dans un référentiel fixe lié au stator ( $\alpha, \beta$ ), celui-ci [63] est représenté par l'équation (4-33) :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u \quad (4-33)$$

Avec :

$$x = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad \Omega]^T ; \quad u = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T \quad (4-34)$$

La fonction  $f(x)$  et la matrice constante  $g$  sont définis comme suit :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\mathcal{A}_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\alpha} + p\Omega K \varphi_{r\beta} \\ -\mathcal{A}_{s\beta} - p\Omega K \varphi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - p\Omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{M}{T_r} I_{s\beta} + p\Omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{pM}{JL_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{1}{J} (C_r + f\Omega) \end{bmatrix} \quad (4-35) \quad g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-36)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad ; \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad , \quad K = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \quad ; \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

Les sorties choisies sont la vitesse rotorique et le carré de la norme du flux rotorique moteur sont les sorties mesurables de la commande, définies par les équations suivantes:

$$y = h(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} y_1(x) = h_1(x) = \Omega \\ y_2(x) = h_2(x) = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 \end{cases} \quad (4-37)$$

Le degré relatif des entrées ( $V_{s\alpha}$   $V_{s\beta}$ ) aux sorties ( $y_1$ ,  $y_2$ ) est  $r = 2$ . Pour réduire la charge du calcul, l'ordre du contrôle est choisi égal à zéro ( $\rho = 0$ ). [61,110] Cette hypothèse n'affecte pas la performance du contrôleur.

➤ Sortie de la vitesse

$$\begin{cases} y_1(t) = h_1(x) \\ \dot{y}_1(t) = L_f h_1(x) \\ \ddot{y}_1(t) = L_f^2 h_1(x) + L_{g1} L_f h_1(x) V_{s\alpha}(t) + L_{g2} L_f h_1(x) V_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (4-38)$$

➤ Sortie de flux

$$\begin{cases} y_2(t) = h_2(x) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) \\ \ddot{y}_2(t) = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) V_{s\alpha}(t) + L_{g2} L_f h_2(x) V_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (4-39)$$

En utilisant le développement de Taylor des sorties prédites donne :

$$\begin{aligned} y_1(t+T) &= y_1(t) + T\dot{y}_1(t) + \frac{T^2}{2} \ddot{y}_1(t) \\ y_2(t+T) &= y_2(t) + T\dot{y}_2(t) + \frac{T^2}{2} \ddot{y}_2(t) \end{aligned} \quad (4-40)$$

Le prédicteur de référence  $y_r = [y_{r1}, y_{r2}]^T$  peut être exprimé par le développement de Taylor:

$$\begin{aligned}
 y_{r1}(t+T) &= y_{r1}(t) + T\dot{y}_{r1}(t) + \frac{T^2}{2}\ddot{y}_{r1}(t) \\
 y_{r2}(t+T) &= y_{r2}(t) + T\dot{y}_{r2}(t) + \frac{T^2}{2}\ddot{y}_{r2}(t)
 \end{aligned}
 \tag{4-41}$$

Pour la machine asynchrone la fonction de coût est donné par :

$$J = \frac{1}{2} \int_{T_1}^{T_2} [TY + THu - TY_r]^T [TY + THu - TY_r] dT
 \tag{4-42}$$

Où

$$\begin{aligned}
 T &= \begin{bmatrix} I_{2 \times 2} & T * I_{2 \times 2} & (T^2 / 2) * I_{2 \times 2} \end{bmatrix} \\
 Y &= \begin{bmatrix} h(x) & L_f h(x) & L_f^2 h(x) \end{bmatrix}^T
 \end{aligned}
 \tag{4-43}$$

$$\begin{aligned}
 L_f h(x) &= \begin{bmatrix} L_f h_1(x) & L_f h_2(x) \end{bmatrix}^T \\
 L_f^2 h(x) &= \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) & L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix}^T \\
 Y_r &= \begin{bmatrix} y_r & \dot{y}_r & \ddot{y}_r \end{bmatrix}^T
 \end{aligned}
 \tag{4-44}$$

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & L_{g1} L_f h_1(x) & L_{g1} L_f h_2(x) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{g2} L_f h_1(x) & L_{g2} L_f h_2(x) \end{bmatrix}^T$$

La loi de commande non linéaire optimale de (11) et (12) :

$$u(t) = (H^T \bar{T} H)^{-1} H^T \bar{T} (Y_r - Y)
 \tag{4-45}$$

Où

$$\bar{T} = \int T^T T dT
 \tag{4-46}$$

La structure générale de la commande non linéaire prédictive généralisée est représentée par la figure.4.11.

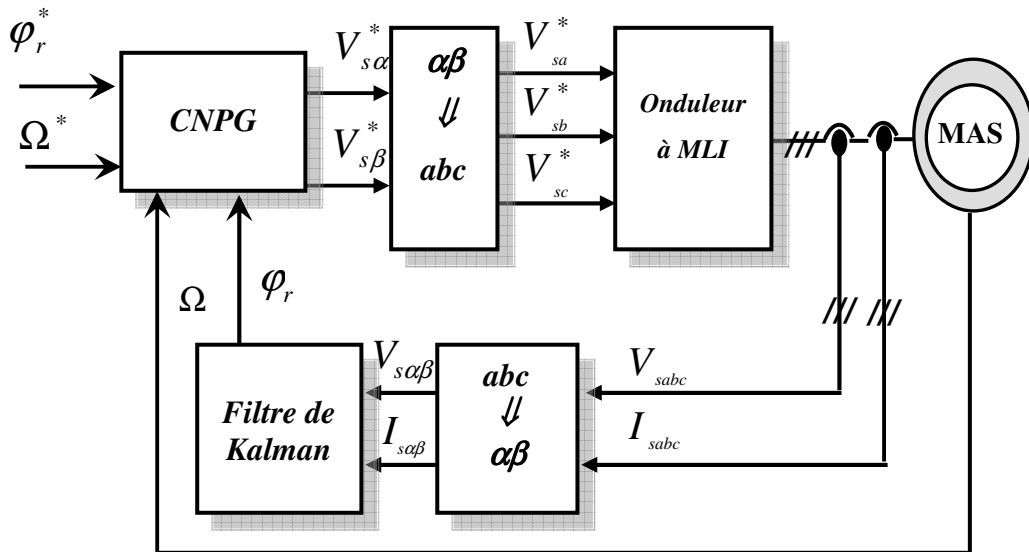


Fig. 4.11. Structure de la commande non linéaire prédictive généralisée CNPG

4.3.1.2 Résultat de simulation pour la commande prédictive non linéaire généralisée

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- a) Inversion du sens de rotation avec variation du couple de charge et résistance rotorique.
- b) Variation de la vitesses de rotation avec variation du couple de charge et résistance

**a) Inversion du sens de rotation avec variation du couple de charge et résistance rotorique.**

Les résultats de simulations sont obtenus pour un changement de la consigne de vitesse de +100 à -100rad/sec avec variation du couple de charge et résistance rotorique (figure.4.8).

☞Variation du couple de charge

☞Variation couple de charge et résistance rotorique

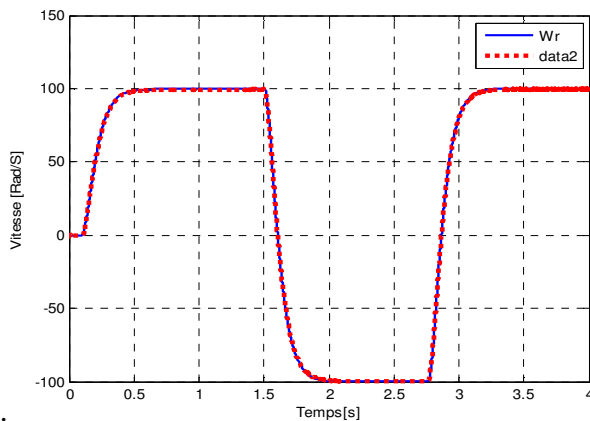


Fig.4.12a. Vitesse rotorique

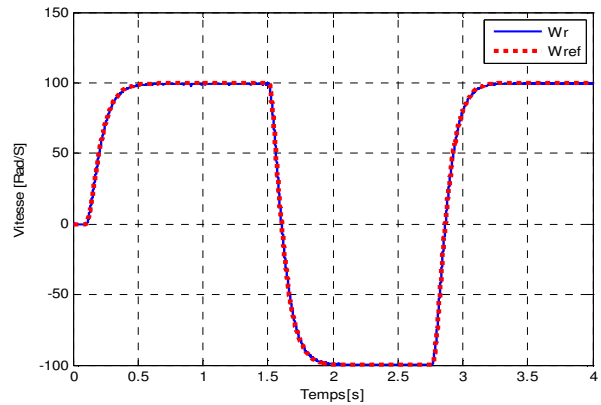


Fig.4.13a. Vitesse rotorique

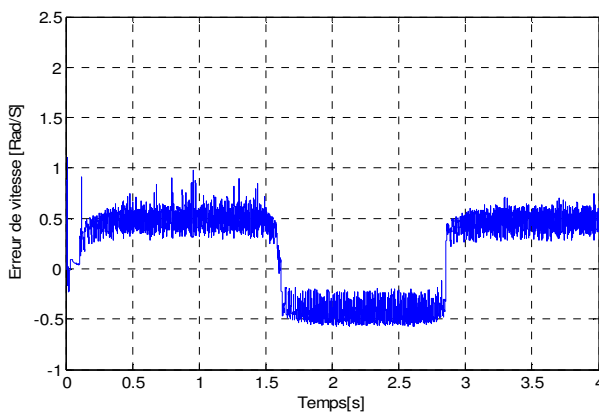


Fig.4.12b. Erreur de Vitesse rotorique

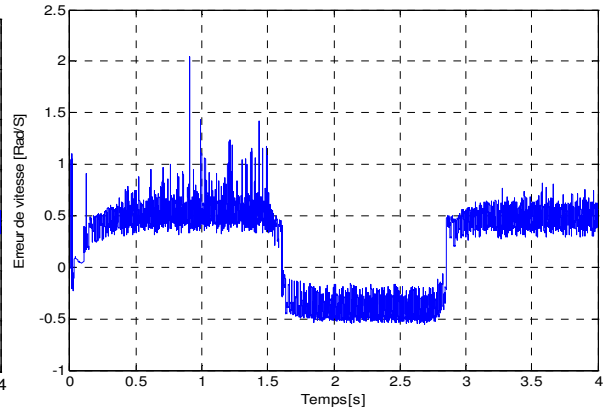


Fig.4.13b. erreur de Vitesse rotorique

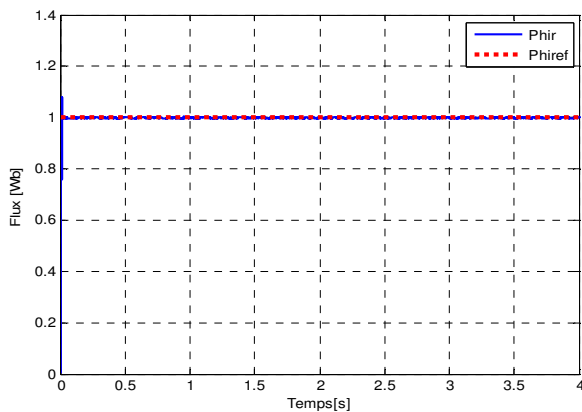


Fig.4.12c. Flux rotorique

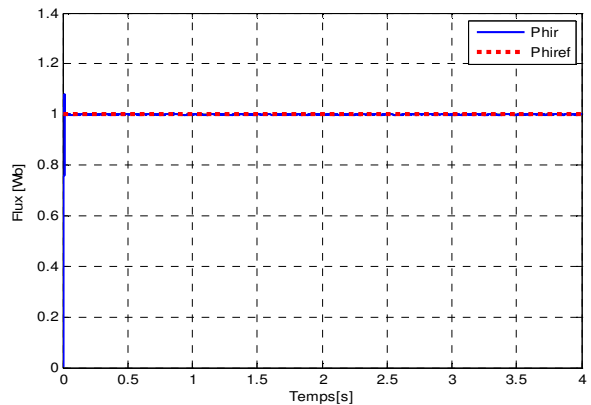


Fig.4.13c. Flux rotorique



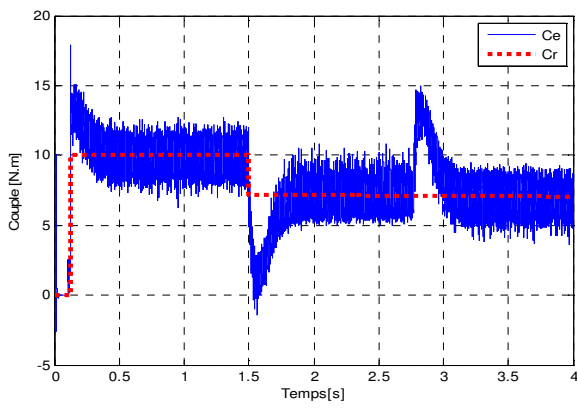


Fig.4.12d. Couple électromagnétique

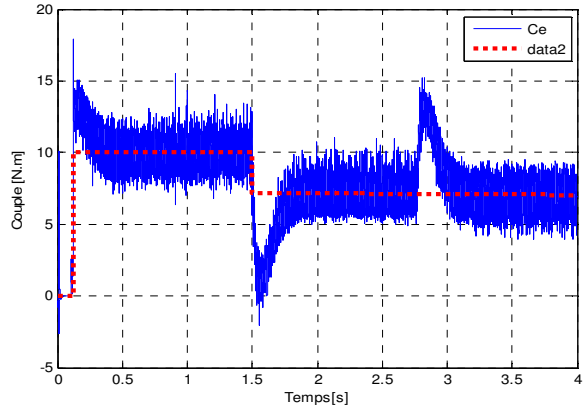


Fig.4.13d. Couple électromagnétique

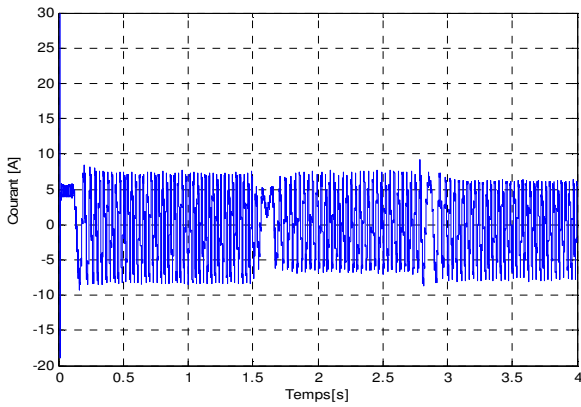


Fig.4.12e. courant statorique

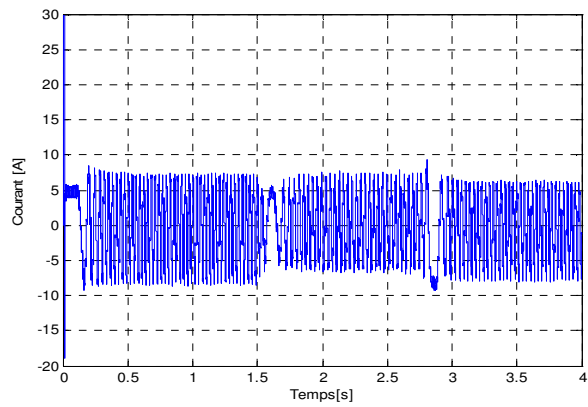


Fig.4.13e. courant statorique

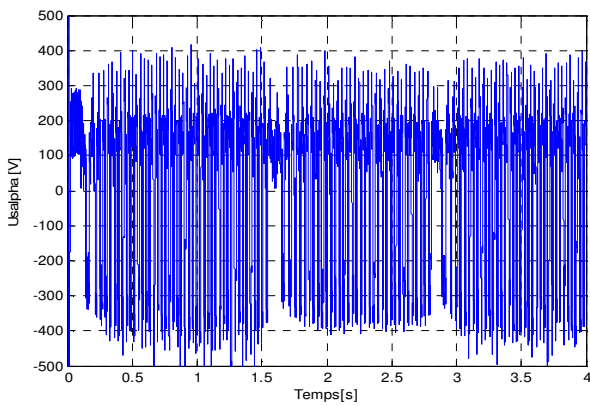


Fig.4.12f. Tension statorique  $V_{s\alpha}$

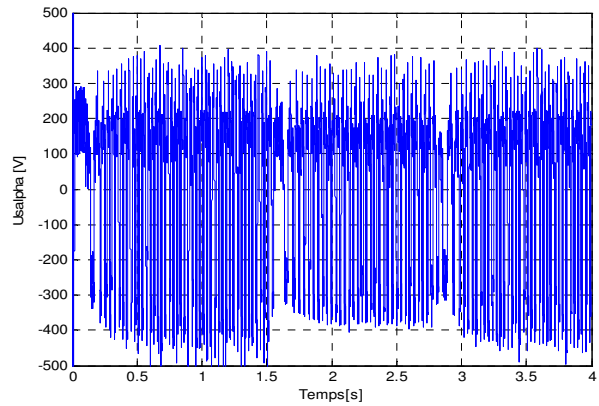


Fig.4.13f. Tension statorique  $V_{s\alpha}$

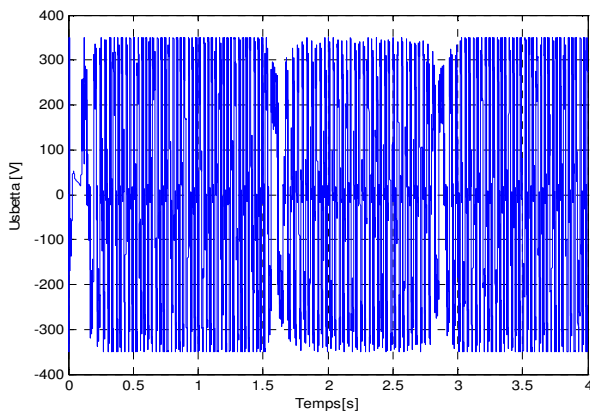


Fig.4.12g. Tension statorique  $V_{s\beta}$

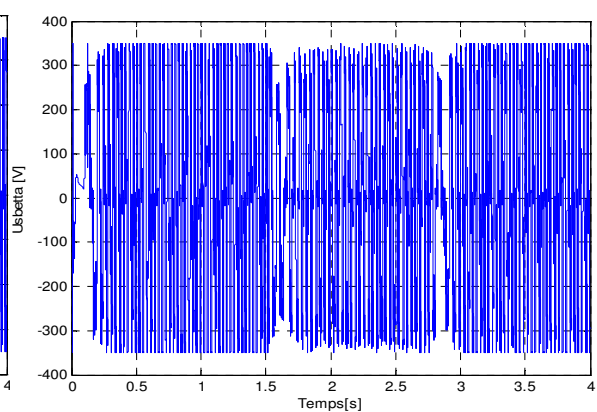


Fig.4.13g. Tension statorique  $V_{s\beta}$

**b) Variation de la vitesses de rotation avec variation du couple de charge et résistance**

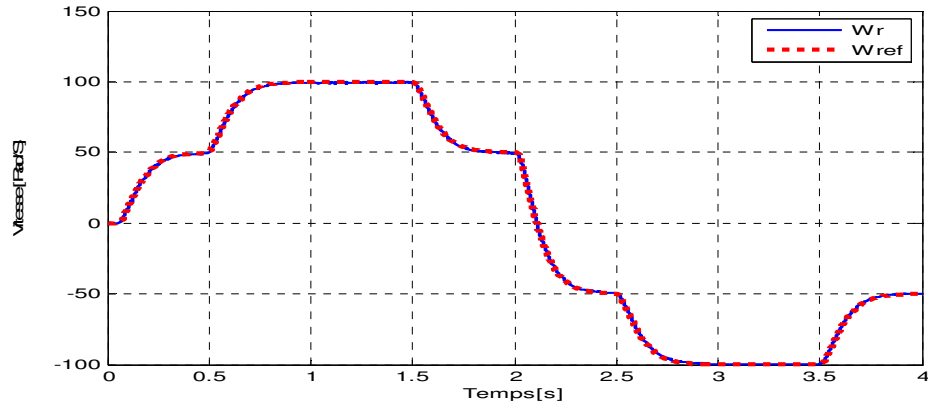


Fig.4.14a. vitesse rotorique

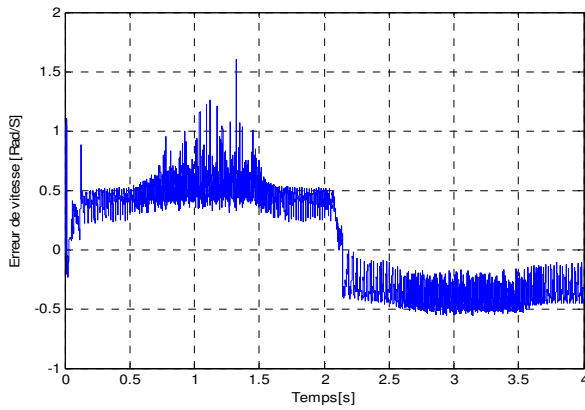


Fig.4.14b. Erreur de la vitesse rotorique

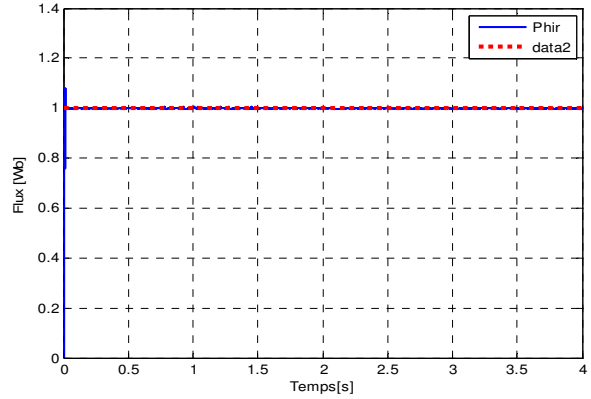


Fig.4.14c. Flux rotorique

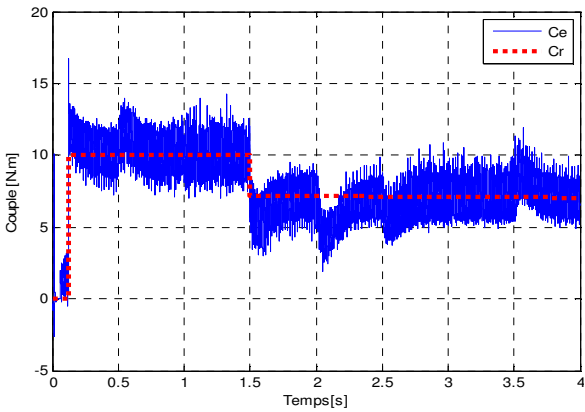


Fig.4.14d. Couple électromagnétique

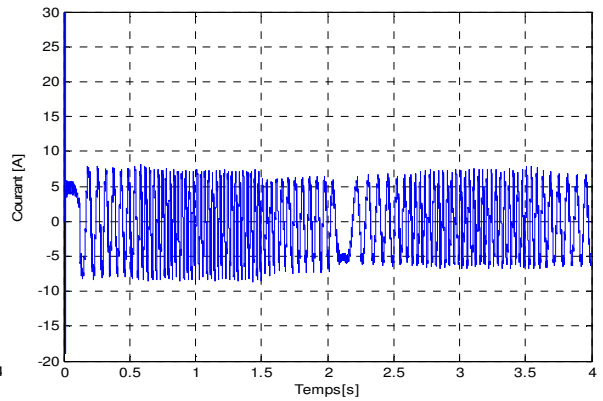


Fig.4.14e. Courant statorique

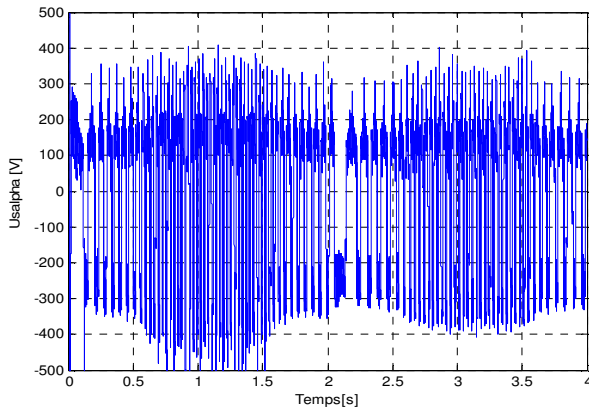


Fig.4.14g. Tension statorique  $V_{s\beta}$

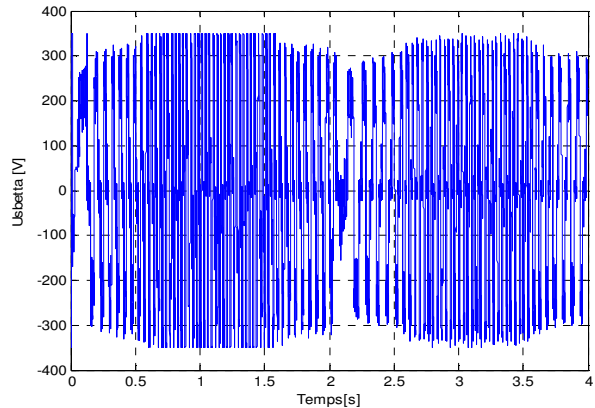


Fig.4.14f. Tension statorique  $V_{s\alpha}$

### Interprétation des résultats de simulation

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse et de flux sont très satisfaisantes pour les deux modes de fonctionnements voir les figures (4.12a, 4.13a et 4.14a), ce qui bien montré par l'erreur de vitesse qui ne dépasse pas (1.5rad/sec) après chaque variation de la charge et de la résistance rotorique (figures 4.12b, 4.13b et 4.14b).

Les figures (4.12c, 4.13c et 4.14c), montrent que le filtre de Kalman donne une bonne estimation de flux rotorique qui suit parfaitement sa référence et au régime statique l'erreur est nulle, car ce dernier n'est pas affecté par variation de la charge et de la résistance rotorique, donc le découplage est maintenu. Le couple électromagnétique présente des pics (de 50÷60% du couple de charge) aux instants de variation de la charge (figures 4.12d, 4.13d et 4.14d). Le courant statorique n'est pas affecté (pas de pics) par ces variations ce qui permet d'éviter la zone de limite de saturation (figures 4.12e, 4.13e et 4.14e). Donc à partir de ces résultats la commande prédictive non linéaire permet corriger les perturbation afin d'améliorer la performance de poursuite de la vitesse et de flux rotorique.

#### 4.3.2 Commande prédictive non linéaire généralisée à structure cascade

La commande prédictive non linéaire en cascade a pour but d'obtenir une structure permettant le contrôle des trois variables le couple, le flux et de la vitesse. Le système initial en cascade peut être décomposé par deux sous-systèmes (figure.4.15). La boucle interne (contrôle le couple et le flux) comporte une dynamique plus rapide que la boucle externe (contrôle la vitesse) [60,111, 112].

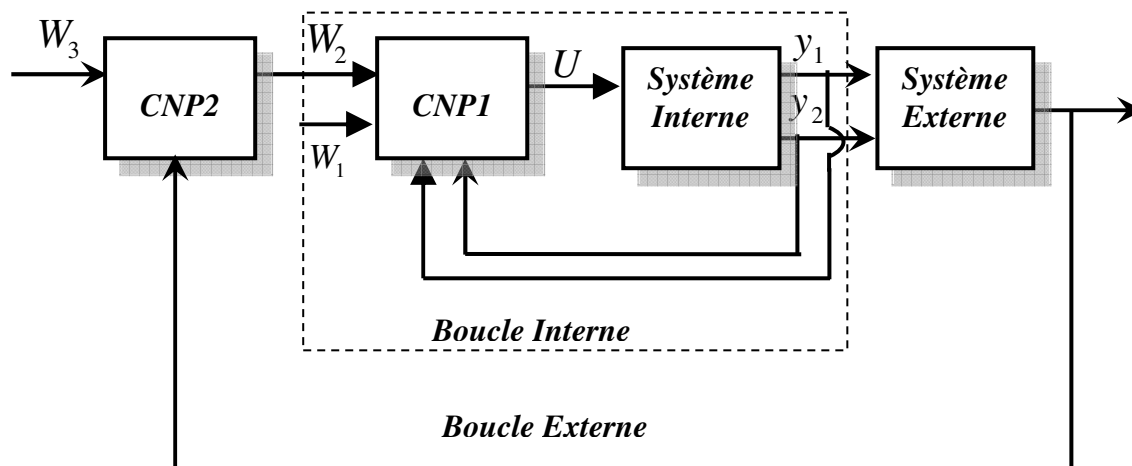


Fig. 4.15. Commande prédictive non linéaire cascade

Avec :

- ✓  $W_1$  consigne interne provenant de la minimisation du critère  $J_2$  de la commande NPC2,
- ✓  $W_2$  la consigne interne de flux  $y_2$ ,
- ✓  $W_3$  la consigne de vitesse  $\Omega(t)$ ,

✓ U(t) le signal de commande résultant appliqué à la machine asynchrone

Les deux boucles impliquent la synthèse de deux lois de commande et par conséquent la minimisation de deux critères quadratiques. Il est alors nécessaire de définir trois modèles de référence correspondant aux systèmes interne et externe [60,112]:

$$\curvearrowright \text{ Pour le couple } y_1(t) : \quad y_{ref_1}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} W_1(s) \quad (4-47)$$

$$\curvearrowright \text{ Pour le flux } y_2(t) : \quad y_{ref_2}(s) = \frac{\omega_f^2}{s^2 + 2\xi_f \omega_f s + \omega_f^2} W_2(s) \quad (4-48)$$

$$\curvearrowright \text{ Pour la vitesse } \Omega(t) : \quad \Omega^*(s) = \frac{\omega_v}{s^2 + 2\xi_v \omega_v s + \omega_v^2} W_3(s) \quad (4-49)$$

L'objectif de la boucle interne consiste à élaborer les tensions de commande  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  qui permettent aux sortie  $y_1$  et  $y_2$  du système de suivrent les trajectoires de ses références ( $y_{ref1}$ ,  $y_{ref2}$ ) à l'instant  $(t+T)$ . Ainsi donc, l'erreur de poursuite future est donnée par [112,113]:

$$e(t+T) = y(t+T) - y_{ref}(t+T) \quad (4-50)$$

En utilisant le développement de Taylor d'ordre ( $r_1=1$  et  $r_2=2$ ) de  $e(t+T)$ , on obtient :

$$e(t+T) = e(t) + Vy(x,t) - d(t,T) + \Lambda(T)W(x)u \quad (4-51)$$

Où

$$W(x) = \begin{vmatrix} L_{g1}h_1 & L_{g2}h_1 \\ L_{g2}L_f h_2 & L_{g2}L_f h_2 \end{vmatrix} \quad \Lambda(T) = \begin{vmatrix} T & 0 \\ 0 & \frac{T^2}{2} \end{vmatrix} \quad V_y(x,t) = \begin{vmatrix} TL_f h_1 \\ TL_f h_2 + \frac{h^2}{2} L_f^2 h_2 \end{vmatrix}$$

$$d(t,T) = \begin{vmatrix} T\dot{y}_{ref_1} \\ T\dot{y}_{ref_2} + \frac{h^2}{2} \ddot{y}_{ref_2} \end{vmatrix}$$

La fonction coût à minimiser pour la boucle interne est définie comme suite [112]:

$$J_1 = (y, y_{ref}, Q_1, R_1, u) = \frac{1}{2} \| y(t+T) - y_{ref}(t+T) \|_{Q_1}^2 + \frac{1}{2} \| U \|_{R_1}^2 \quad (4-52)$$

Avec

$$y(t+T) = \begin{vmatrix} y_1(t+T) \\ y_2(t+T) \end{vmatrix} \quad y_{ref}(t+T) = \begin{vmatrix} y_{ref_1}(t+T) \\ y_{ref_2}(t+T) \end{vmatrix} \quad (4-53)$$

➤  $Q_1 \in \mathfrak{R}^{2 \times 2}$  Matrice définie positive,  $R_1 \in \mathfrak{R}^{2 \times 2}$  Matrice définie semi positives et T est l'horizon de prédiction de la sortie  $y(t)$ .

Pour la boucle externe l'objectif est la poursuite de  $\Omega$  avec sa référence désirée  $\Omega^*$ . La fonction coût à minimiser pour la boucle externe est définie comme suite :

$$J_2(\Omega, \Omega^*, q_1, r_1, W_1) = \frac{1}{2} \| \Omega(t+T_v) - \Omega^*(t+T_v) \|_{q_1}^2 + \frac{1}{2} \| w_1(t) \|_{r_1}^2 \quad (4-53)$$

$q_1$  est un scalaire positif non nul,  $r_1$  est un scalaire positif et  $T_v$  est l'horizon de prédiction de la vitesse mécanique.

Supposons que le couple  $y_l$  suivre le modèle de référence  $y_{refl}$ , le modèle global de prédiction de la boucle externe en boucle fermée est calculé y compris le couple  $y_l$  est donné par :

$$\Omega(s) = \frac{1}{J_s + f} y_1(s) = \frac{\omega_c}{(J_s + f)(s + \omega_c)} W_1(s) \quad (4-54)$$

L'erreur de poursuite de la vitesse à l'instant  $(t+T)$  est alors :

$$e_v(t+T) = \Omega(t+T) - \Omega^*(t+T) = e_v(t) + Z_v(t,T) - d_v(t,T) + \alpha(T)W_1 \quad (4-55)$$

Où  $e_v(t) = \Omega(t) - \Omega^*(t)$        $\alpha(T) = \frac{T^2}{2J} \omega_c$        $d_v(t,T) = T\dot{\Omega}^* + ref \frac{T^2}{2} \ddot{\Omega}^*$

$$z_v(t,T) = \frac{Tf}{J} \left( \frac{Tf}{2J} - 1 \right) \Omega(t) + \frac{T}{J} \left( 1 - \frac{T}{J} \left( \frac{f}{J} + \omega_c \right) \right) y_{ref1}(t)$$

Le calcul de la commande prédictive de chaque boucle se fait par minimisation des critères ( $J_1$  et  $J_2$ ) :

- Pour la boucle externe, les commandes résultantes :

$$\begin{aligned} W_2(t) &= \varphi_r \\ W_1(t) &= q_1 \alpha(T_v) \frac{(\Omega(t) - \Omega^*(t)) + z_v(T_v) - d_v(t, T_v)}{q_1 \alpha^2(T_v) + r_1} \end{aligned} \quad (4-56)$$

- Pour la boucle interne la lois de la commande prédictive optimale est donnée par :

$$u(t) = -[\Lambda(T)W(x)]^T Q_i \Lambda(T)W(x) + R_i]^{-1} \times [\Lambda(T)W(x)]^T Q_i [e(t) + V_y(x,T) + d(t,T)] \quad (4-57)$$

#### 4.3.2.1 Boucle interne contrôle de couple et du flux

Pour la boucle interne les sorties à contrôler sont le couple électromagnétique et le carré de la norme du flux rotorique [113]

$$\begin{cases} y_1(x) = h_1(x) = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{r\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} I_{s\alpha}) \\ y_2(x) = h_2(x) = \varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2 = \varphi_r^2 \end{cases} \quad (4-58)$$

- Pour le couple électromagnétique, le degré relatif est  $r_1=1$

$$\begin{cases} y_1(x) = h_1(x) \\ \dot{y}_1(x) = L_f h_1(x) + L_{g1} h_1(x) V_{s\alpha}(t) + L_{g2} h_1(x) V_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (4-59)$$

- Pour la norme du flux rotorique, le degré relatif est  $r_2=2$

$$\begin{cases} y_2(t) = h_2(x) \\ \dot{y}_2(t) = L_f h_2(x) \\ \ddot{y}_2(t) = L_f^2 h_2(x) + L_{g1} L_f h_2(x) V_{s\alpha}(t) + L_{g2} L_f h_2(x) V_{s\beta}(t) \end{cases} \quad (4-60)$$

La fonction de coût est définie sur un horizon de prédiction :

$$J = \frac{1}{2} \int_0^T (y(t+T) - y_r(t+T))^t (y(t+T) - y_r(t+T)) dT \quad (4-61)$$

On utilise le développement en série de Taylor des sortie  $y(t+T)$  pour ( $r_1=1$  et  $r_2=2$ ) on trouve la forme matricielle suivante :

$$y(t+T) = \Pi(Y(t) + G(x)u(t))^T \quad (4-62)$$

Avec

$$\begin{aligned} \Pi &= \left[ I_{2 \times 2} \quad T_r * I_{2 \times 2} \quad (T_r^2 / 2) * I_{2 \times 2} \right] \\ Y(t) &= \left[ h_1(x) \quad h_2(x) \quad L_f h_1(x) \quad L_f h_2(x) \quad 0 \quad L_f^2 h_2(x) \right]^T \\ G(x) &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & L_{g_1} h(x) & 0 & 0 & L_{g_1} L_f h(x) \\ 0 & 0 & L_{g_2} h(x) & 0 & 0 & L_{g_2} L_f h(x) \end{bmatrix}^t \end{aligned} \quad (4-63)$$

De la même façon on utilise le développement en séries de Taylor pour trouver prédiction de la référence  $y_r(t+T)$  est calculée par, et est donnée par [62] :

$$y_r(t+T) = \Pi Y_r(t) \quad (4-64)$$

Avec

$$Y(t) = \left[ y_{r1}(t) \quad y_{r2}(t) \quad \dot{y}_{r1}(t) \quad \dot{y}_{r2}(t) \quad 0 \quad \ddot{y}_{r2}(t) \right]^T \quad (4-65)$$

La fonction de coût (4-61) peut se simplifier comme suit :

$$J(x, u) = \frac{1}{2} [Y(t) + G(t)u(t) - Y_r(t)]^t \bar{\Pi} [Y(t) + G(t)u(t) - Y_r(t)] \quad (4-65)$$

Avec :

$$\bar{\Pi} = \int_0^T \Pi^t \Pi dT \quad (4-66)$$

La loi de la commande optimale qui minimise la fonction coût (4-65) est donnée par la relation suivante :

$$u(t) = (G^t(x)\Pi G(x))^{-1} G^t(x)\Pi (Y_r(t) - Y(t)) \quad (4-67)$$

On définit le système en boucle fermée, qui représente la dynamique des erreurs

- L'erreur de couple électromagnétique :

$$e_{y_1}(t) + \frac{3}{2\tau_r} e_{y_1}(t) = 0 \quad \text{avec} \quad e_{y_1}(t) = y_1(t) - y_{r1}(t) \quad (4-68)$$

- L'erreur de la norme du flux rotorique :

$$\ddot{e}_{y_2}(t) + \frac{5}{2\tau_r} \dot{e}_{y_2}(t) + \frac{10}{3\tau_r^2} e_{y_2}(t) = 0 \quad \text{avec} \quad e_{y_2}(t) = y_2(t) - y_{r2}(t) \quad (4-69)$$

La stabilité dynamique de l'erreur de poursuite est garantie par cette loi de commande prédictive. Cette structure de commande permet le découplage entre le couple et le flux, comme pour la technique d'orientation du flux [62,113].

#### 4.3.2.2 Boucle externe pour contrôler la vitesse [111]

Pour contrôler la vitesse on utilise l'équation mécanique de la machine donnée par:

$$\dot{\Omega}(t) = -\frac{f_r}{J}\Omega(t) - \frac{1}{J}C_e(t) - \frac{f}{J}C_r(t) \quad (4-70)$$

La prédiction de la vitesse en série de Taylor, pour un degré relatif  $r=1$  est donnée par :

$$\Omega(t+T) = \Omega(t) + T\dot{\Omega}(t) = \Omega(t) + T\left(-\frac{f_r}{J}\Omega(t) - \frac{1}{J}C_e(t) - \frac{f}{J}C_r(t)\right) \quad (4-71)$$

On applique l'algorithme simple de commande prédictive pour que l'erreur de poursuite de la vitesse atteigne zéro au futur:

$$\Omega(t+T) - \Omega^*(t+T) = 0 \quad (4-72)$$

La prédiction de la vitesse de référence est calculée par le développement en série de Taylor :

$$\Omega^*(t+T) = \Omega^*(t) + T\dot{\Omega}^*(t) \quad (4-73)$$

L'erreur dynamique de poursuite de vitesse est donnée par la relation suivante:

$$\dot{e}_\Omega(t) + \frac{1}{\tau_r}e_\Omega(t) = 0 \quad \text{avec} \quad e_\Omega(t) = \Omega(t) - \Omega^*(t) \quad (4-74)$$

Le couple électromagnétique, calculé à partir de la boucle externe de la vitesse est

$$C_e(t) = -\frac{J}{T}(\Omega(t) - \Omega^*(t)) + f_r\Omega(t) + J\dot{\Omega}^*(t) + C_r(t) \quad (4-75)$$

Ce couple de référence est utilisé par la commande non linéaire prédictive multivariable.

#### 4.3.2.3 Dynamique du zéro

La commande non linéaire prédictive conduit à une linéarisation entrée- sortie du système non linéaire. La somme des degrés relatifs du couple et du flux est inférieure au degré du système ( $n=5$ ). [113] Nous avons donc une dynamique non observable. Pour étudier la stabilité de ces deux zéro dynamique, considérez un changement du difféomorphisme de coordonnées comme suit (4-77):

$$\begin{aligned} z_1 &= h_1(x) \\ z_2 &= h_2(x) \\ z_3 &= L_f h_1(x) \\ z_4 &= \Omega \\ z_5 &= \tan^{-1}\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right) \end{aligned} \quad (4-77)$$

Avec les nouvelles coordonnées du système par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= L_f h_1 + L_g h_1 u \\
 \dot{z}_2 &= L_f h_1 = z_3 \\
 \dot{z}_3 &= L_f^2 h_2 + L_g L_f h_2 \\
 \dot{z}_4 &= P z_5 + \frac{R_r}{P} \frac{z_1}{z_2} \\
 \dot{z}_5 &= \frac{1}{J} (z_1 - f_r z_5 - C_r)
 \end{aligned} \tag{4-78}$$

Les dynamiques  $\dot{z}_4$   $\dot{z}_5$  rendues inobservables par le retour d'état de la commande prédictive. Il faut alors montrer que la dynamique de ces zéros est stable. Pour cela en prend le point d'équilibre  $z_0 = [0 \quad \varphi_{r\beta} \quad 0 \quad z_4^0 \quad z_5^0]$ .

La dynamique des zéros devient :

$$\begin{cases} \dot{z}_4 = P z_5 + \frac{R_r}{P} \frac{z_1}{z_2} \\ \dot{z}_5 = \frac{1}{J} (z_1 - f_r z_5 - C_r) \end{cases} \tag{4-79}$$

où  $z_4$  est l'angle du flux rotorique compris entre  $(-90^\circ$  et  $90^\circ)$  la deuxième équation du système (4.79) est une dynamique linéaire du premier ordre stable par conséquent, la dynamique des zéros ( $z_4$  et  $z_5$ ) est stable.

*Remarque:* L'inversion de la matrice  $W(x)$  peut causer un problème sur le déterminant qui s'exprime par l'équation suivante:

$$\det W(x) = -2pk^2 R_r (\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2) \tag{4-80}$$

Si  $\varphi_r^2$  est non nul alors la matrice  $W(x)$  est inversible donc la singularité apparaît donc au démarrage. Cependant, celle-ci peut être levée en utilisant un observateur de flux initialisé à une petite valeur de flux rotorique [111].

#### 4.3.2.4 Observateur de flux rotor (Filtre de Kalman)

A cause de la difficulté de mesurer le flux rotorique, on propose d'utiliser un observateur pour l'estimation du flux [111]. Donc, le filtre de Kalman sera utilisé pour estimer l'état de la machine asynchrone, le modèle d'état de l'observateur est déjà présenté dans le chapitre 2.

#### 4.3.2.5 Résultats de simulation pour la commande prédictive non linéaire cascade

Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- a) Variation de la vitesse de rotation, couple de charge et résistance rotorique.



- b) Inversion du sens de rotation avec variation du couple de charge et résistance rotorique.
- c) Variation du couple de charge et tous les paramètres pour deux vitesses de références.

a) Variation de la vitesse de rotation, couple de charge et résistance rotorique.

Les résultats de simulation de la commande prédictive non linéaire en cascade (NCPC) sont présentés ci-dessous des consigne de la vitesse, à partir de l'instant  $t=0.12\text{sec}$  on applique une charge de  $10\text{Nm}$  et à  $t=1.5\text{sec}$  une charge de  $7\text{Nm}$ , en présence des variation de la résistance rotorique (figure.4.8).

☞Variation du couple de charge

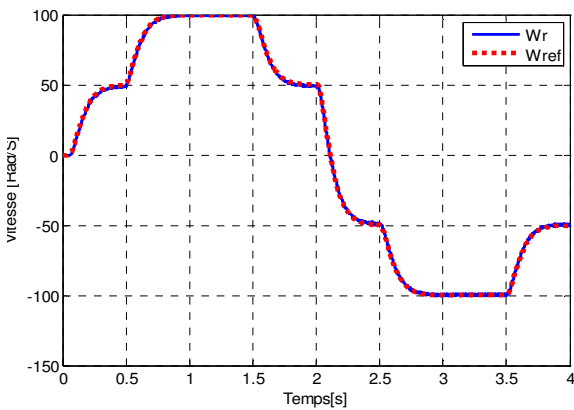


Fig.4.16a. vitesse rotorique

☞Variation couple de charge et résistance rotorique

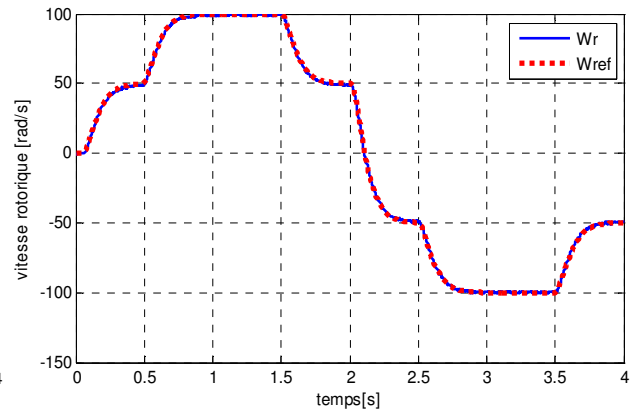


Fig.4.17a. vitesse rotorique

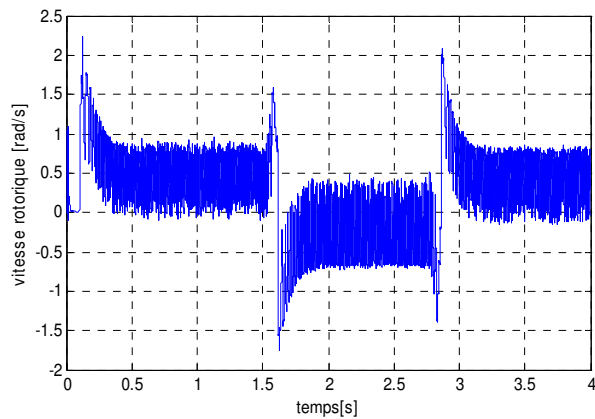


Fig.4.16b. Ereur de vitesse rotorique

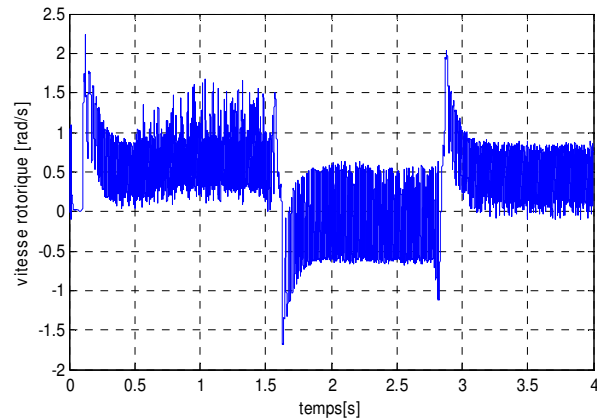


Fig.4.17b. Ereur de vitesse rotorique

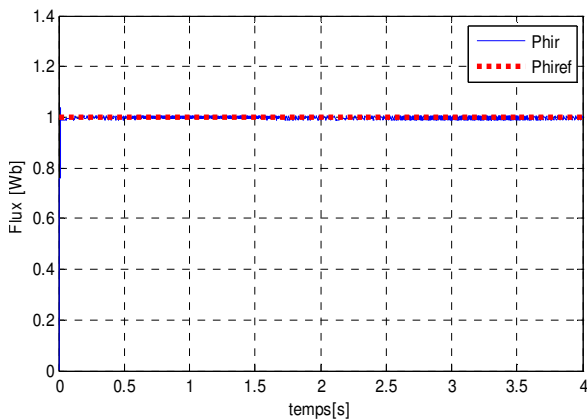


Fig.4.16c. Flux rotorique

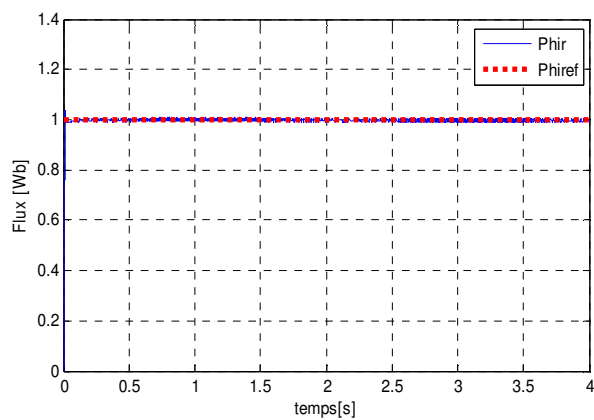


Fig.4.17c. Flux rotorique

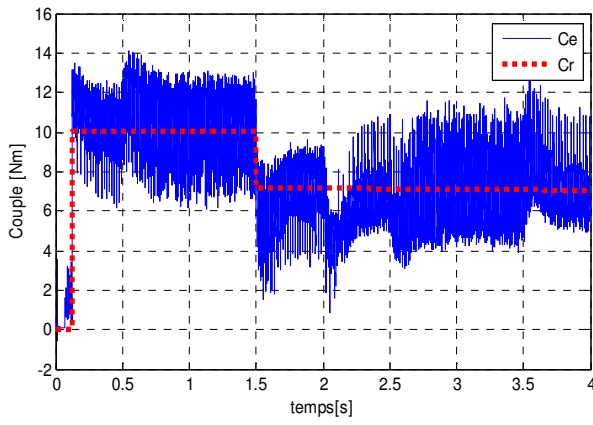


Fig.4. 16d. Couple électromagnétique

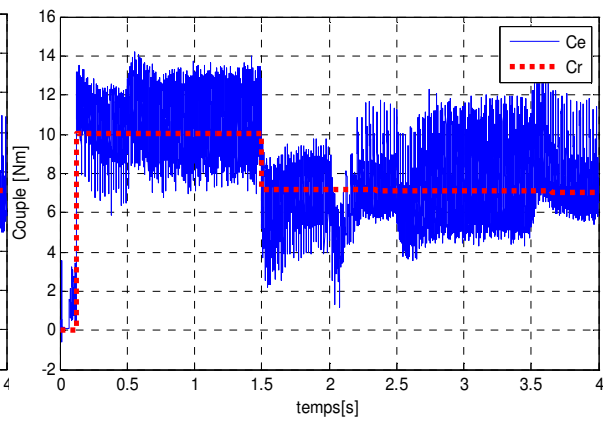


Fig.4. 17d. Couple électromagnétique

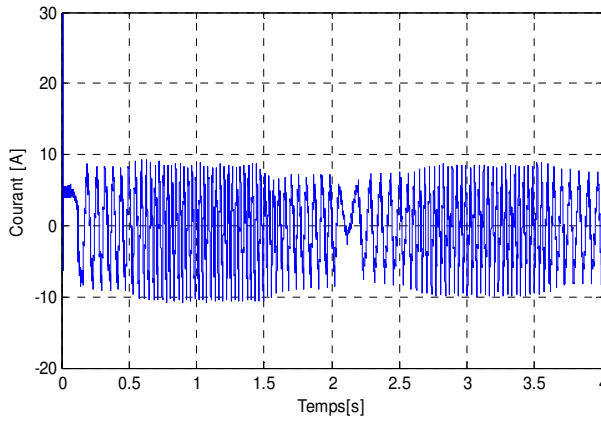


Fig.4. 16e. Courant statorique

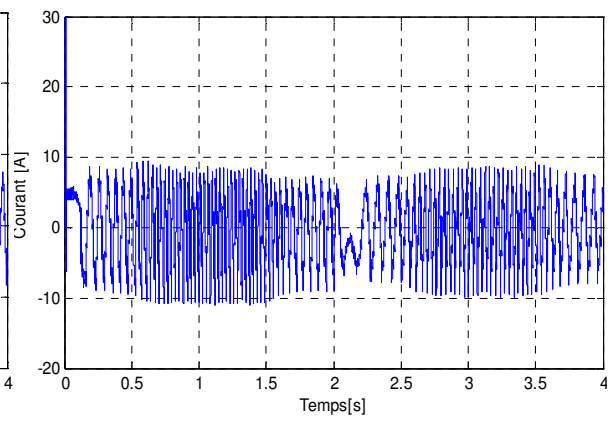


Fig.4. 17e. Courant statorique

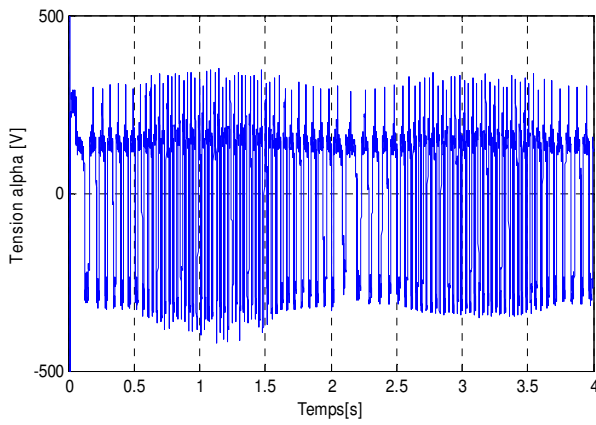


Fig.4. 16f. Tension statorique  $V_{s\alpha}$

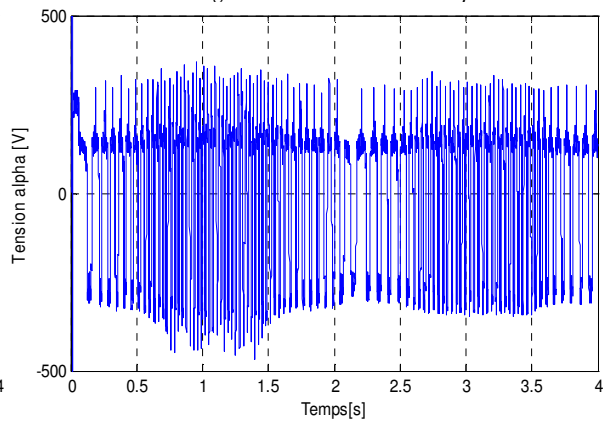
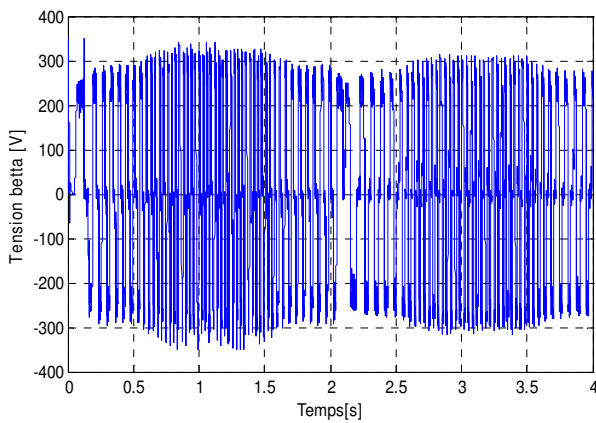


Fig-4. 17f. Tension statorique  $V_{s\alpha}$



ig.4. 16g. Tension statorique  $V_{s\beta}$

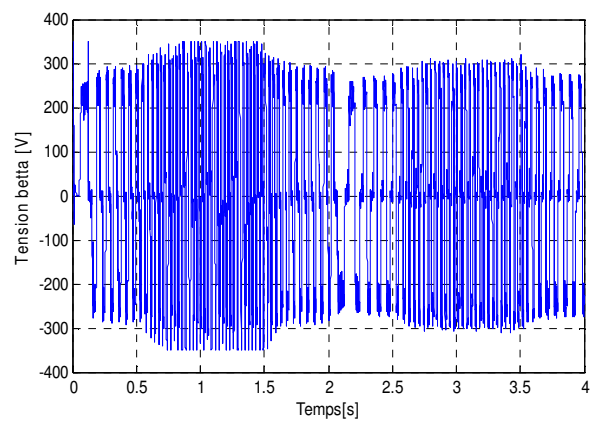


Fig.4. 17g. Tension statorique  $V_{s\beta}$

***b) Inversion du sens de rotation avec variation du couple de charge et résistance rotorique***

On présentera dans cette partie les résultats de simulation de la (NCPC) avec un changement de la consigne de vitesse de +100 à -100 rad/sec, à partir de l'instant  $t=0.12\text{sec}$  on applique une charge de 10Nm et puis à  $t= 1.5\text{sec}$  une autre charge de 7 Nm, avec variation de résistance rotorique (figure.4.8).

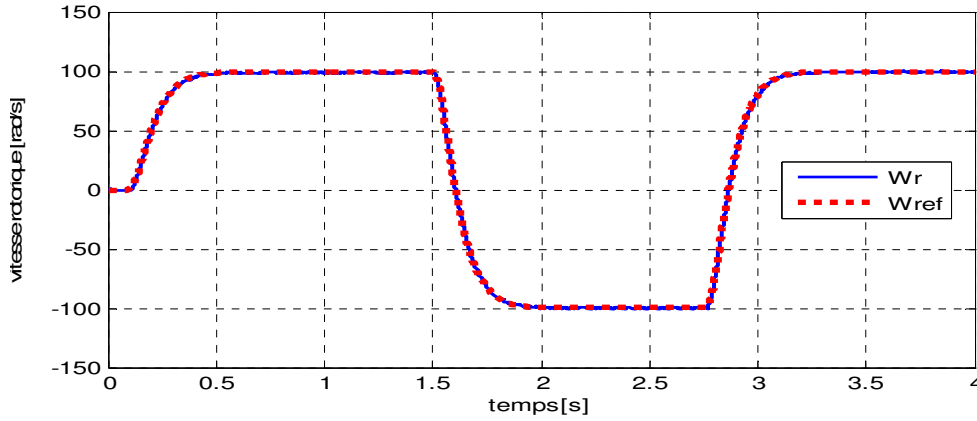


Fig.4. 18a. Vitesse rotorique

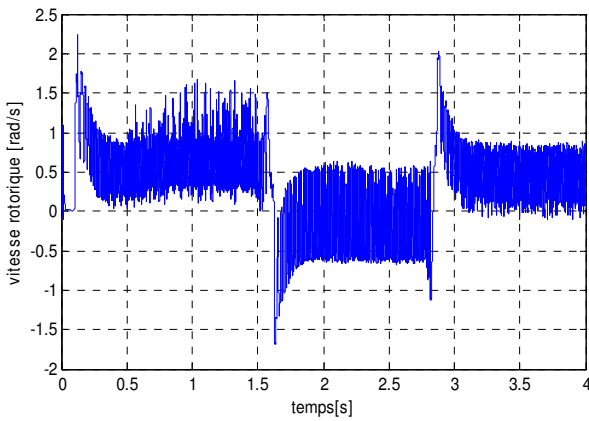


Fig.4. 18b. Erreur Vitesse

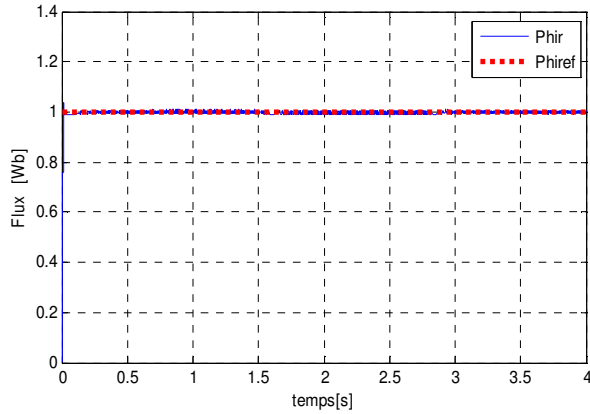


Fig.4. 18c. Flux rotorique

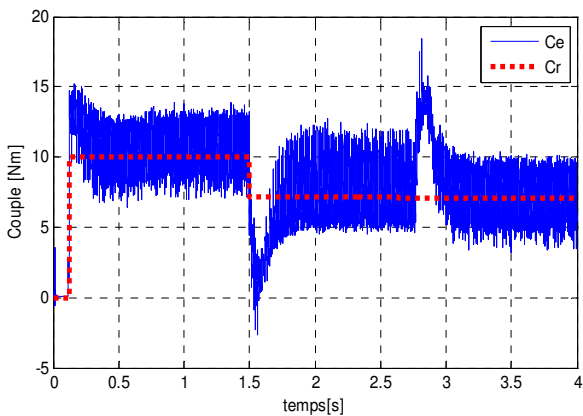


Fig.4. 18d. Couple électromagnétique

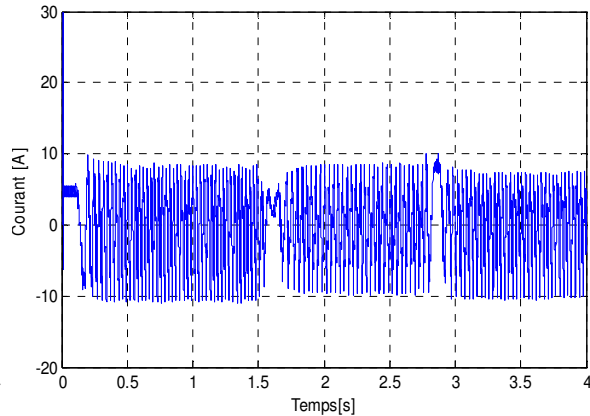


Fig.4. 19e. Courant statorique

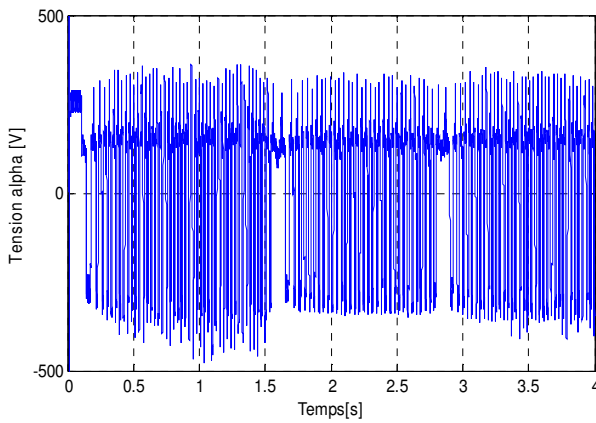


Fig.4. 18f. Tension statorique  $V_{s\alpha}$

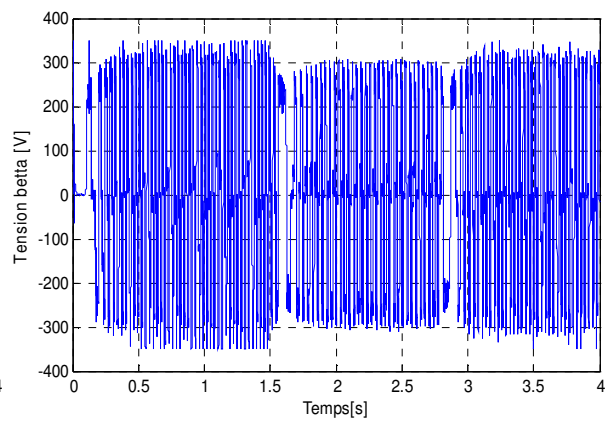


Fig.4. 18g. Tension statorique  $V_{s\beta}$

**c) Variation du couple de charge et tous les paramètres pour deux vitesses de références.**

Les résultats de simulation de la commande non linéaire prédictive en cascade pour deux de vitesse de référence, avec application de la charge en présence des variations de tous les paramètres sont données par les figures ci-dessous.

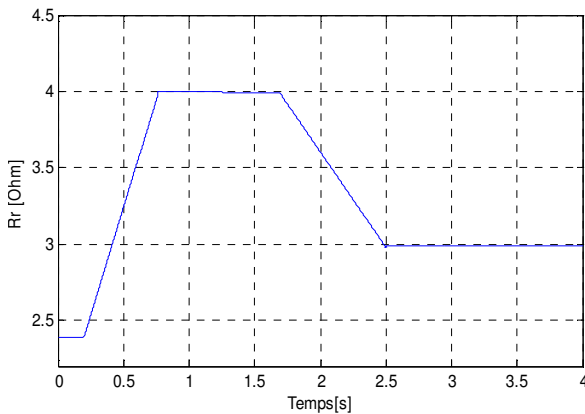


Fig.4. 19a. Variations de la résistance rotorique  $R_r$

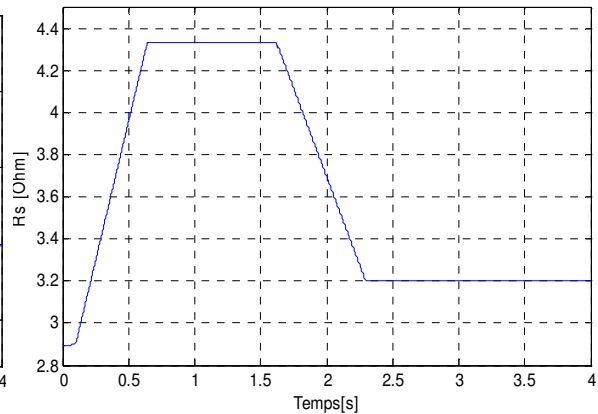


Fig.4. 19b. Variations de la résistance statorique  $R_s$

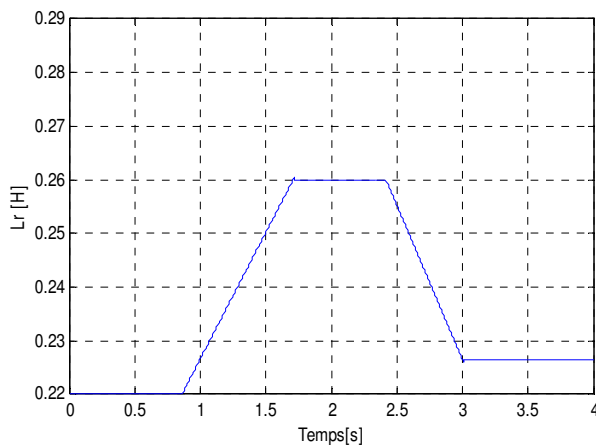


Fig.4.19c. Variations de l'inductance rotorique  $L_r$

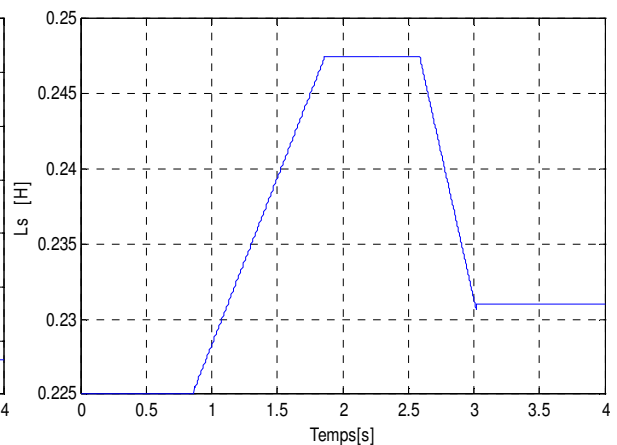


Fig.4. 19d. Variations de l'inductance statorique  $L_s$

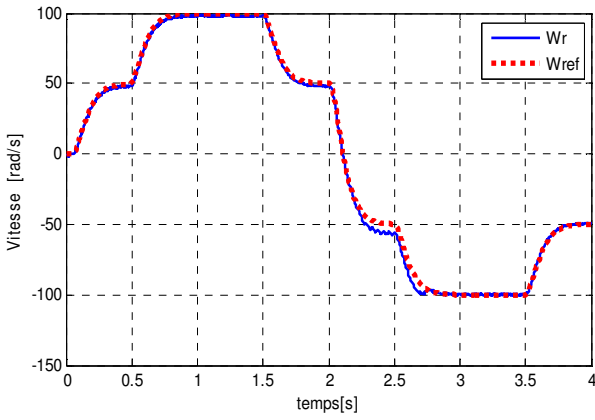


Fig.4. 20a. Vitesse rotorique

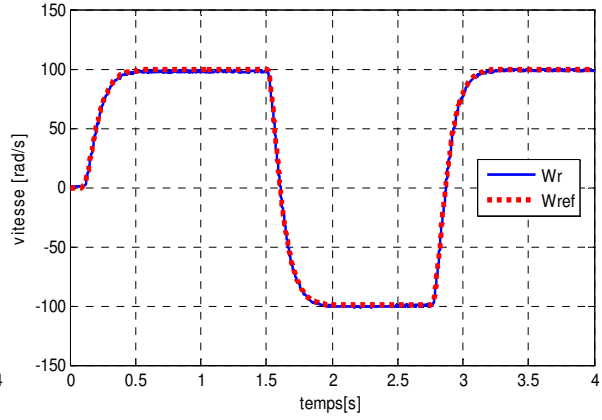


Fig.4. 21a. Vitesse rotorique

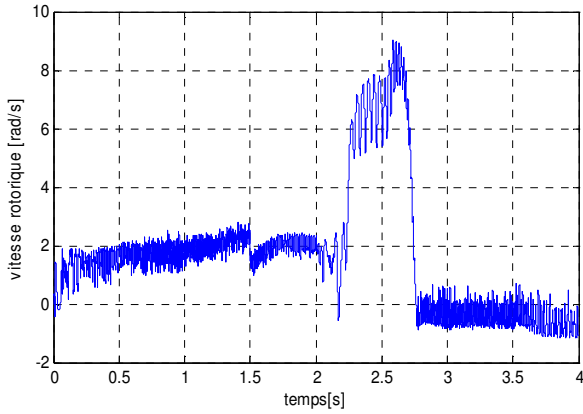


Fig.4. 20b. Erreur de la vitesse rotorique

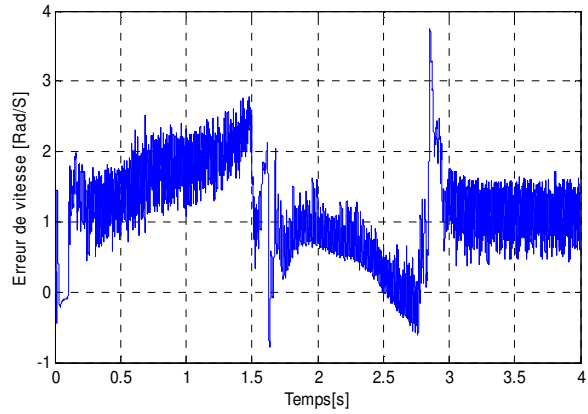


Fig.4. 21b. Erreur de la vitesse rotorique

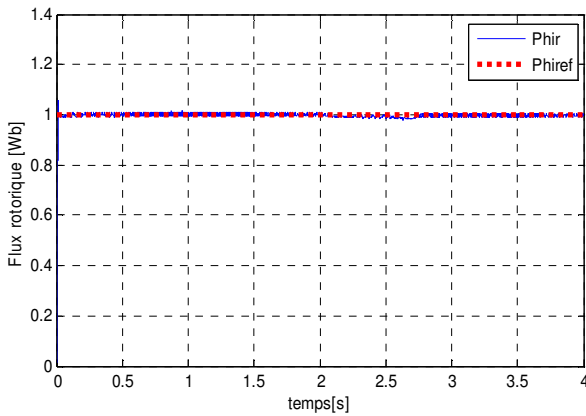


Fig.4. 20c. Flux rotorique

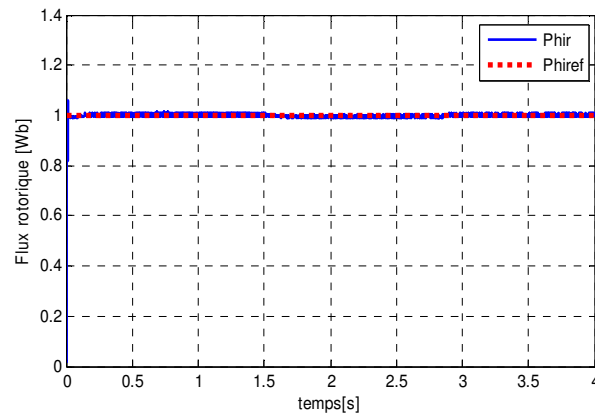


Fig.4. 21c. Flux rotorique

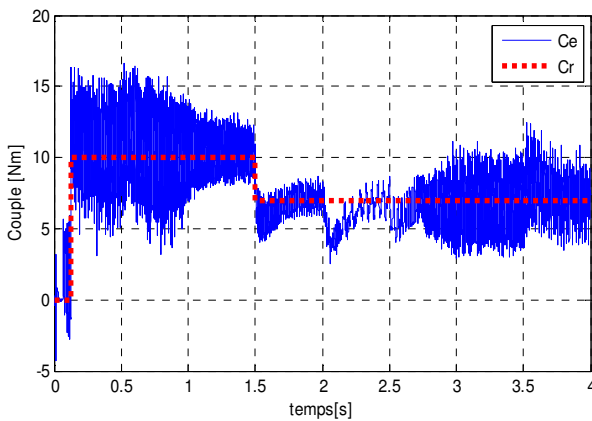


Fig.4. 20d. Couple électromagnétique et le couple de charge

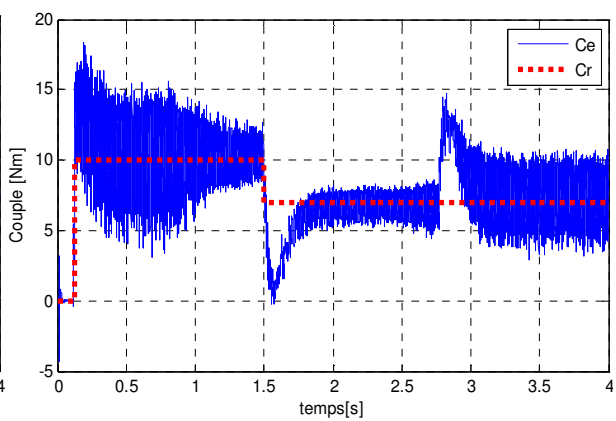


Fig.4. 21d. Couple électromagnétique et le couple de charge

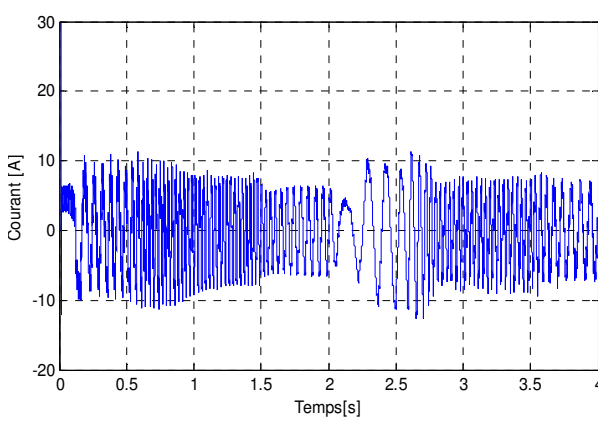


Fig.4. 20e. Courant statorique

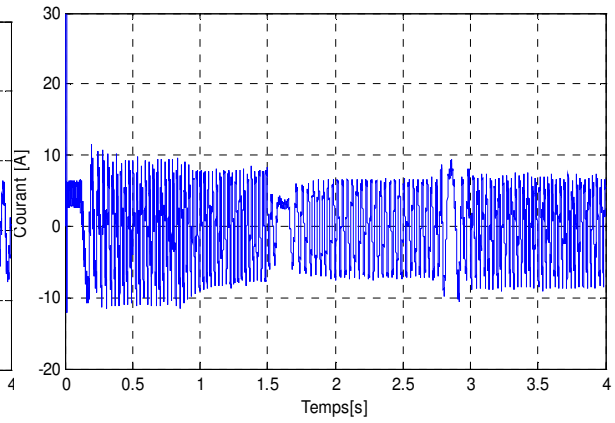


Fig.4. 21e. Courant statorique

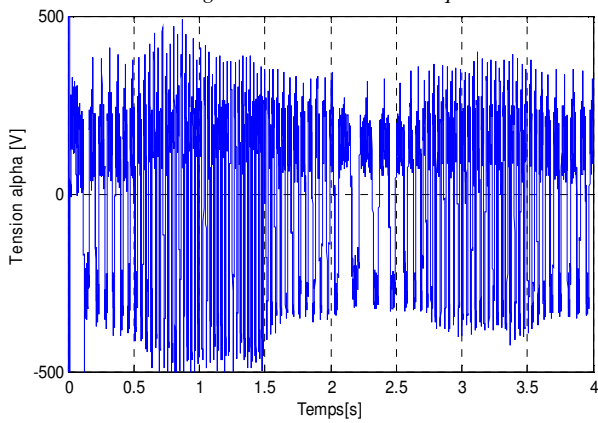


Fig.4. 20f. Tension statorique  $U_{s\alpha}$

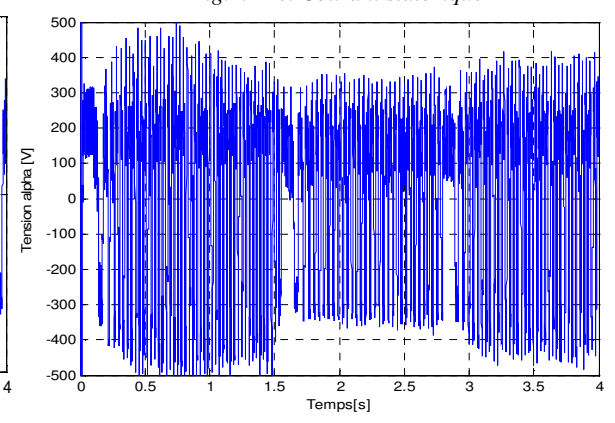


Fig.4. 21f. Tension statorique  $U_{s\alpha}$

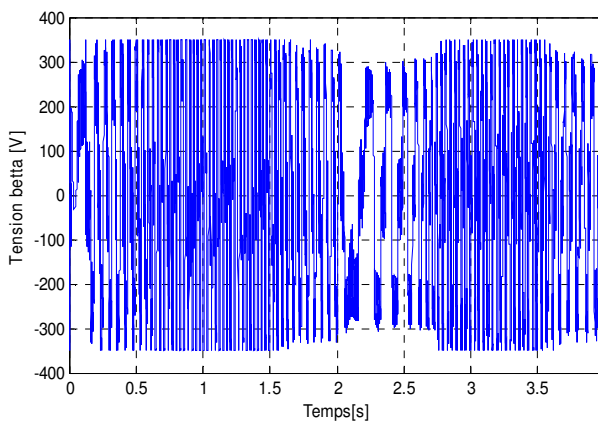


Fig.4. 20g. Tension statorique  $V_{s\beta}$

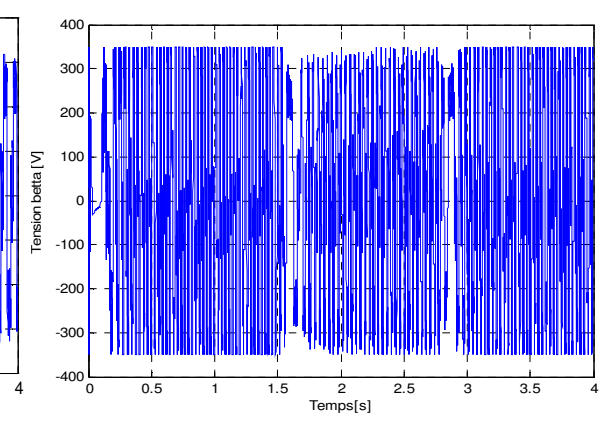


Fig.4. 21g. Tension statorique  $V_{s\beta}$

**b) Interprétation des résultats de simulation**

Les résultats de simulation pour variation consignes et inversion de sens de rotation avec variation de la charge et des paramètres de la machine montre des bonnes performances, car la vitesse rotorique suit parfaitement sa référence, et on observe aucun dépassement n'est enregistré dans les deux régimes transitoire et permanent voir les figures (4.16a, 4.17a, 4.18a 4.20a et 4.21a). Le flux rotorique est bien estimé par le filtre de Kalman, sa dynamique n'est pas affectée par les variations de la charge et des paramètres de la machine, ce qui prouve que le découplage parfait est assuré par cette commande (fig4.16c, 4.17c, 4.18c 4.20c et 4.21c).

L'application d'une charge ne provoque aucune chute de vitesse. Le couple électromagnétique, présente toujours des pics mais inférieure à celle obtenus précédemment puis il se stabilise vers le couple de charge (fig4.16d, 4.17d, 4.18d 4.20d et 4.21d). Le courant statorique n'est pas affecté par ces variations avec quelques perturbations liées aux pics du couple voir les figures (fig4.16e, 4.17e, 4.18e 4.20e et 4.21e).

Donc à partir de ces résultats on peut conclure que la commande prédictive non linéaire en cascade développée dans cette partie est robuste vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques et statoriques pour différentes vitesses de référence.

#### 4.4 Commande prédictive non linéaire adaptative

Une stratégie de commande prédictive non linéaire adaptative a été réalisée originale est proposée. L'intérêt de l'algorithme développé est double : il autorise tout d'abord le maintien des performances en présence de variations importantes des paramètres du système non linéaires, dont la consigne future peut être prédéfinie à l'avance, illustrant l'apport de la version adaptative par rapport aux commandes plus classiques. Pour améliorer la robustesse et les avantages des lois de commande adaptatives et prédictives. Le modèle d'état est déjà présenté dans le chapitre 3.

##### 4.4.1 Résultat de simulation pour la commande adaptative prédictive non linéaire

###### ☛ Variation de la vitesse, couple de charge, résistance statorique et résistance rotorique.

Les résultats de simulation de la commande prédictive non linéaire en cascade avec adaptation paramétriques sont présentés ci-dessous, pour différentes consignes de vitesse, à partir de l'instant  $t=0.38\text{sec}$  on applique une charge de  $10\text{Nm}$  puis à  $t=1.8\text{sec}$  une autre charge de  $7\text{Nm}$ , en présence des variations des résistances rotorique et statorique:

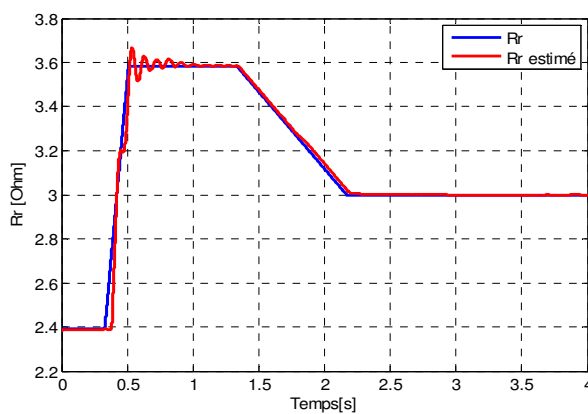


Fig.4. 22a. Variations de la résistance rotorique  $R_r$  avec résistance estimée  $R_{r_{est}}$

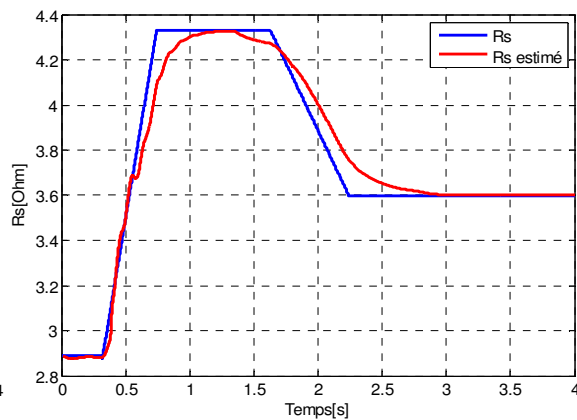


Fig.4. 22b. Variations de la résistance statorique  $R_s$  avec résistance estimée  $R_{s_{est}}$

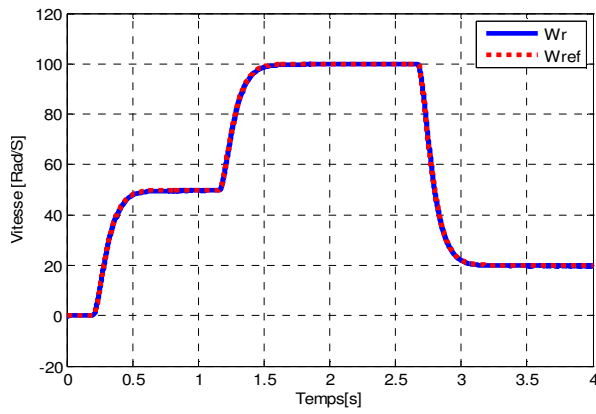


Fig.4. 22e. Vitesse rotorique

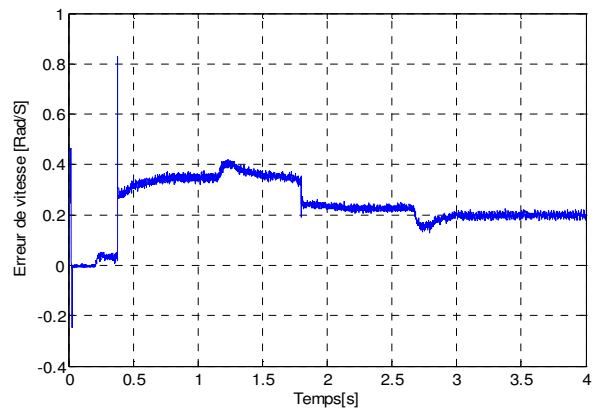


Fig.4. 22f. Erreur de Vitesse rotorique

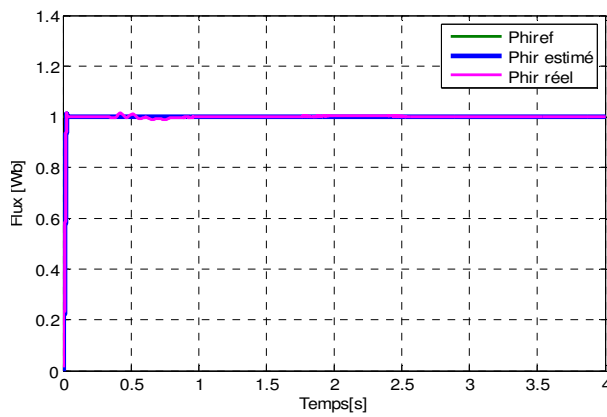


Fig.4. 22g. Flux rotorique

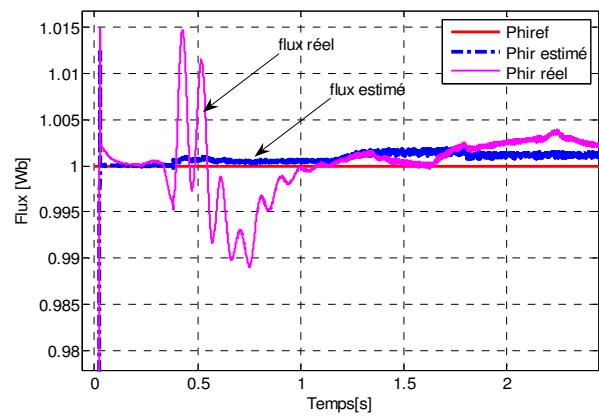


Fig.4. 22h. Zoom du Flux rotorique

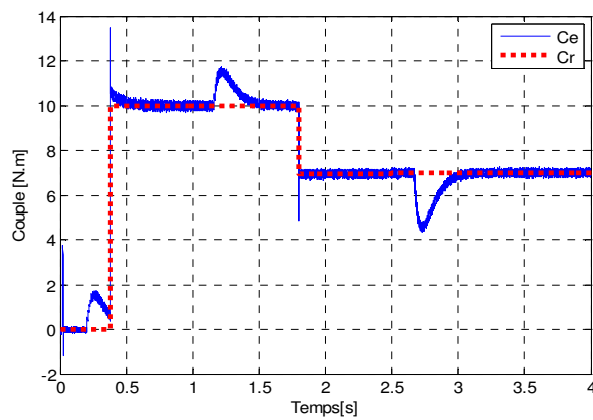


Fig.4. 22i. Couple électromagnétique et couple de charge

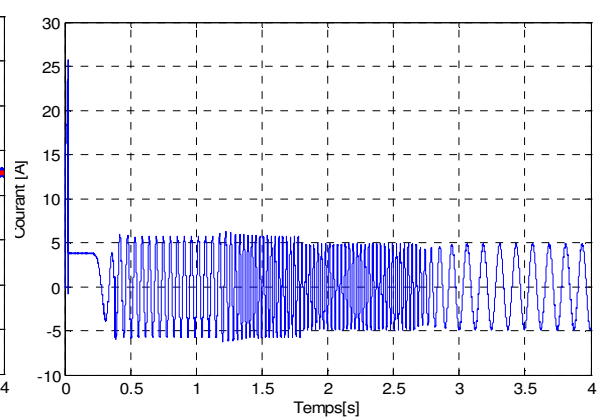


Fig.4. 22j. Courant statorique

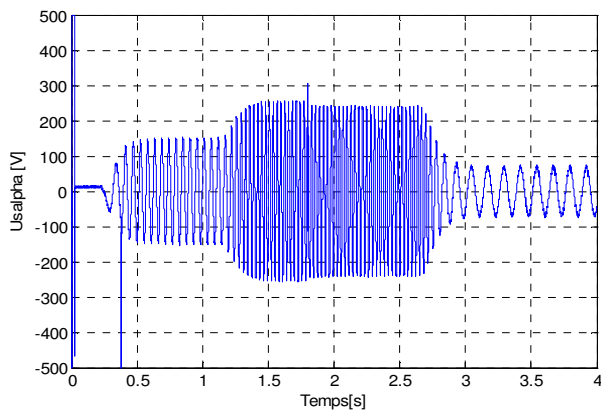


Fig.4. 22k. Tension statorique  $V_{s\alpha}$

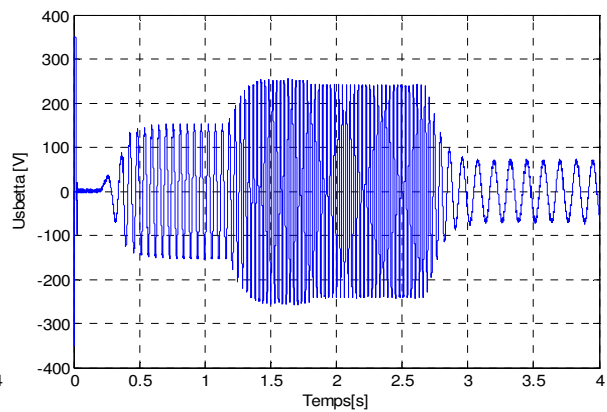


Fig.4. 22l. Tension statorique  $V_{s\beta}$



### Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation du système à paramètres inconnus contrôlé par la commande adaptative non linéaire sont présentés. Les figure.4.22a et figure.4.22d, représentent l'évolution des paramètres estimés du modèle de commande où l'on observe que les paramètres estimés convergent vers les paramètres de la machine.

La figure.4.22c montre la dynamique de poursuite de la vitesse, et de rejet de la perturbation. L'erreur de vitesse est très faible est de l'ordre de 0.8% (figure.4.22d). Le couple électromagnétique, présente des faibles pics (15% du couple de charge) aux instants de la variation de la vitesse de rotation puis il rattrape sa consigne (figure.4.22i).

La figure.4.22g, montre le flux rotorique estimé par cet observateur adaptative est meilleur que celle de flux mesuré ce qui est bien montré par le zoom du flux rotorique (figure.4.22h), où l'application du couple de charge et la variation des résistance statorique et rotorique n'influent pas sur le flux rotorique estimé, Ce qui montre que le découplage est maintenu entre le flux et le couple. Le courant statorique estimé présente une forme purement sinusoïdale et sa valeur est constante sans aucun pic pendant le changement du couple de charge (figure.4.22j).

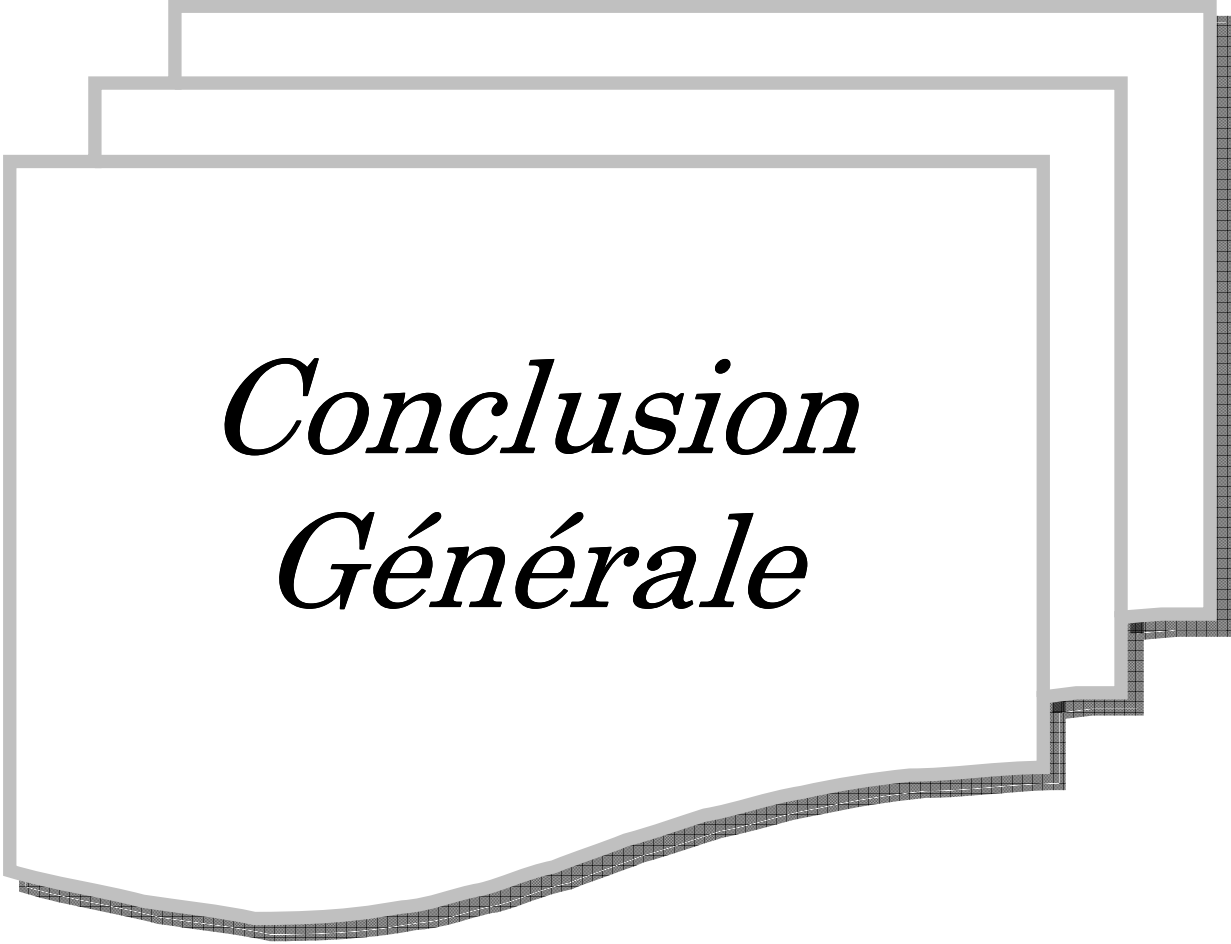
Donc on peut conclure que cet observateur permet d'améliorer les résultats de la commande prédictive avec compensation de la variation de la résistance rotorique.

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliqué la commande prédictive linéaire et non linéaire pour poursuite de flux et de vitesse de la machine asynchrone. On constate que le problème de suivi de trajectoire est résolu par cette approche (faible erreur statique). Par la suite nous avons développé une structure cascade qui possède deux boucles internes pour contrôler le couple et le flux et une boucle externe pour commander la vitesse mécanique via le signal de référence du couple, ce qui nous a permis d'établir la loi de commande, nous avons minimisé le coût quadratique de l'écart de poursuite prédit, pour cela cette combinaison assure ainsi le découplage entre le problème de suivi de trajectoire et le problème de réjection de perturbations et montre aussi sa robustesse contre les variations paramétrique de la machine.

Par la suite et dont le but d'une optimisation, on a remplacé le filtre de Kalman par un observateur adaptatif de flux associé à la commande prédictive. Les essais ont été réalisés avec une variation de la résistance statorique et rotorique. D'après les résultats obtenus on constate dès lors la bonne robustesse de ces lois de commande vis-à-vis de ces variations, ainsi que vis-à-vis des variations du couple de charge. Les simulations numériques montrent la robustesse des méthodes proposées.





*Conclusion  
Générale*

## *Conclusion et perspectives*

---

---

L'objectif du travail présenté dans cette thèse est la synthèse des différentes stratégies de commandes, puis la mise en œuvre d'une loi de commande non linéaire, prédictive et adaptative prédictive de haute performance appliquée à la machine asynchrone ayant pour but d'améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité et la robustesse aux variations des paramètres avec un rejet de perturbation.

On a d'abord présenté dans le premier chapitre l'état de l'art des différentes stratégies de commandes de la machine asynchrone ce qui nous a permis d'ouvrir les différents axes d'étude. La problématique principale consiste à élaborer un ensemble de stratégies innovantes qui permettent d'améliorer les résultats existants dans la littérature.

Dans la première partie du second chapitre, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle directe et indirecte par orientation du flux rotorique (FOC) de la machine asynchrone, cette technique nécessite un capteur de flux et présente une faiblesse face aux variations de la charge et paramètres de la machine.

Pour résoudre le problème de capteur, on a proposé l'étude des commandes sans capteur en utilisant le filtre Kalman pour l'estimation de flux et de la vitesse, puis la commande directe du couple(DTC), ces techniques permettant d'avoir une bonne robustesse et, une réduction sensible sur le coût.

Afin d'améliorer le réglage de la vitesse de la machine, la troisième partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence (MRAC) par le concept d'hyperstabilité. Cette commande donne des résultats satisfaisants car elle élimine l'influence de la perturbation et peut s'adapter aux variations des paramètres de la machine.

Dans la première partie du troisième chapitre nous avons proposé des algorithmes robustes pour une commande efficace de la machine à induction, c'est la commande non linéaire de type linéarisation par retour d'état, basée sur le choix des variables de sortie. Elle est caractérisée par la degré relatif représentant le nombre de dérivée jusqu'à ce que la commande d'entrée apparaît. Cette commande linéaire par retour d'état a conduit à des bonnes performances pour la machine à induction, grâce à elle on peut réaliser le découplage entre les variables de sortie du modèle de machine, par conséquent le contrôle du flux et de vitesse sera

plus simple. Dans le but d'élaborer une commande non linéaire sans capteur nous avons utilisé le filtre de Kalman qui offre une bonne robustesse de la commande pour des variations de la résistance rotorique et de couple de charge.

La seconde partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de commande non linéaire basée sur l'utilisation d'un observateur adaptatif, qui permet d'estimer et compenser chaque variation des résistances statorique et rotorique avec adaptation de flux rotorique. Les résultats ont montré une amélioration des performances en face des variations paramétriques de la machine.

Dans le quatrième chapitre nous proposons la commande prédictive, nous avons étudié les performances de cette commande en utilisant deux étapes, par le modèle linéaire puis le modèle non linéaire de la machine asynchrone en utilisant le filtre de Kalman, pour estimer le flux rotorique.

La première partie de ce chapitre est consacrée à l'application de la commande prédictive linéaire généralisée pour le réglage de la vitesse de la machine à induction. Cette commande a permis une amélioration des performances de poursuite, une prise en compte efficace des perturbations et permet aussi de garantir la stabilité. Nous notons aussi que pour une grande variation de la consigne, le réglage étant très difficile et peut donner une meilleure poursuite de la consigne par rapport aux commandes classiques.

Dans la seconde partie nous avons présenté la commande non linéaire prédictive, la première structure est prédictive généralisée non linéaire, cette technique permettant d'améliorer le comportement du système à contrôler et garantir la stabilité globale du système complet.

Par la suite nous avons présenté la structure d'une commande non linéaire prédictive en cascade, cette structure permet de résoudre le problème de poursuite des trajectoires de référence. Les trois sorties de la machine à induction, couple, flux et la vitesse mécanique et montrent une très bonne robustesse aux variations paramétriques.

Ce chapitre est clos par la présentation d'une commande non linéaire prédictive en cascade où le filtre de kalman est remplacé par un observateur adaptatif, ce dernier permet l'estimation et la compensation des variations paramétriques (résistances rotorique et statorique). Les résultats de simulation obtenus montrent la validité des méthodes proposées, ainsi notre objectif est réalisé.

D'une manière plus générale ce sujet a été l'occasion d'aborder de nombreux domaines, (électrotechnique, informatique et automatique) et comporte une grande importance côté

industriel ce qui nous dirige vers plusieurs perspectives de recherche qu'il nous apparaît utile de citer :

- ☺ La première perspective qui consiste à examiner la mise en œuvre de la commande adaptative non linéaire, tel que tout le bloc de découplage soit remplacé par des sous systèmes adaptatifs pour l'adaptation des dynamiques du flux et du couple.
- ☺ Une deuxième perspective, les nouvelles approches examinées, non linéaires prédictives généralisées et en cascade, devront être validées expérimentalement.
- ☺ Exploitation d'une commande non linéaire prédictive généralisée avec les techniques intelligentes.





*Annexes*



# Annexe A

## Modélisation de la machine asynchrone

---

---

### A.1 Introduction

La machine asynchrone est caractérisée par sa robustesse, son faible coût et sa simplicité de fabrication, cependant elle présente un système d'équations très complexe à étudier, exigeant un calcul matriciel pour développer un modèle plus simple.

La modélisation des machines électriques fait l'objet de grands travaux de recherche. Ainsi, on distingue des méthodes utilisant des schémas équivalents, et d'autres utilisant des méthodes de calcul de champ.

L'approche actuelle de modélisation des machines électrique est basée sur la théorie des deux axes, qui transforme un système triphasé en système biphasé équivalent, ce qui réduit la complexité du modèle, et permet l'étude des régimes transitoires.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix de repère, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel biphasé, soit tournant, soit fixe au stator. Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adaptées.

### A.2 Modèle mathématique du moteur asynchrone

Le modèle mathématique de la machine est établi à partir des hypothèses selon lesquelles la structure électromagnétique satisfait aux conditions suivantes:

- ☞ L'entrefer est supposé constant.
- ☞ L'induction électromagnétique est à répartition spatiale sinusoïdale.
- ☞ La machine est symétrique.
- ☞ On néglige la saturation du matériau magnétique, l'effet de peau et les courants de Foucault. La figure. A.1 montre le stator et rotor triphasés de la machine.

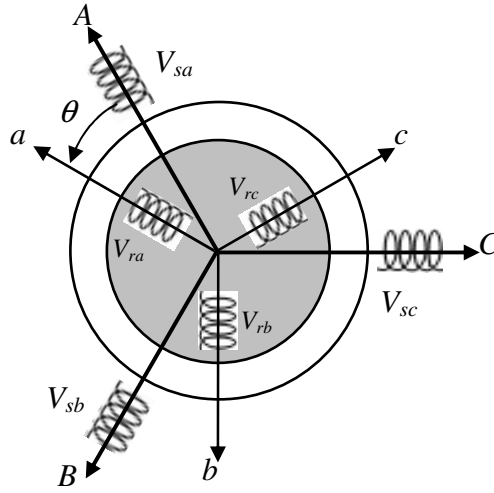


Fig. A.1. Représentation schématique d'une MAS

D'une manière générale, Les équations électriques du stator et du rotor dirigeant le fonctionnement électrique de la machine sont [1]:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (A-1)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (A-2)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}]^t, [V_r] = [V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}]^t = [0] \quad (A-3)$$

$$[I_s] = [I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}]^t, [I_r] = [I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}]^t \quad (A-4)$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}]^t, [\varphi_r] = [\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}]^t \quad (A-5)$$

Les équations du flux sont :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{rs}][I_r] \quad (A-6)$$

$$[\varphi_r] = [M_{sr}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \quad (A-7)$$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie [2,13] :

$$C_e = P [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}] \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (A-8)$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (A-9)$$

$$\begin{bmatrix} L_{ss} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} L_{rr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{A-10})$$

$$\begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{rs} \end{bmatrix}^t = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{A-11})$$

Par raison de symétrie, les inductances propres des phases statoriques  $L_S$ , respectivement les inductances mutuelles entre les phases statoriques  $M_S$  sont égales, de même celles des phases rotoriques  $L_r$ ,  $M_r$ . L'inductance mutuelle entre les phases statoriques et rotoriques  $M_{sr}$  est fonction de  $\theta$  qui définit la position relative entre les axes de référence du rotor et du stator.

### A.2.1 La Transformation de PARK

Le modèle mathématique de la machine asynchrone dans le repère triphasé est plus compliqué et non linéaire, pour cela on fait appel à la transformation de Park. Physiquement elle peut être expliquée par une transformation d'un système triphasé équilibré en un système biphasé, fait correspondre aux enroulements de la machine originale, des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés dans le plan (d,q)[7,13].

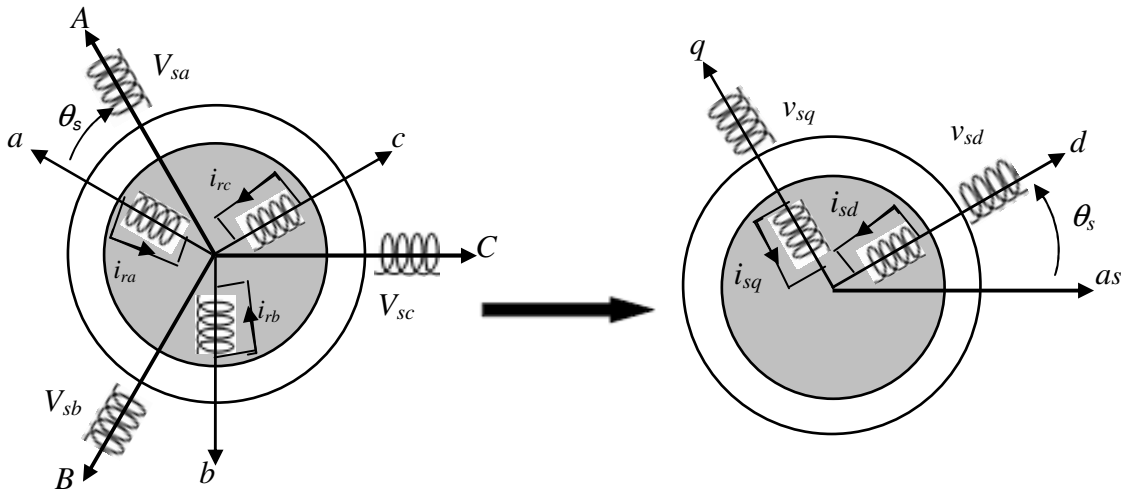


Fig. A.2. La transformée de Park

La transformation de Park a pour objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de la rotation, par le passage direct d'un système triphasé au système biphasé  $((a,b,c) \rightarrow (d,q))$  à travers la matrice de passage  $P(\theta)$  :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{A-12})$$

L'angle  $q$  correspond à la position du repère choisi pour transformation. [7] La transformation inverse est donnée par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A-13})$$

**Remarque :** La transformation de Park (d,q) peut également être obtenue à partir des composantes de Concordia ( $\alpha,\beta$ ) en faisant une rotation de l'angle  $\theta$  [7,13].

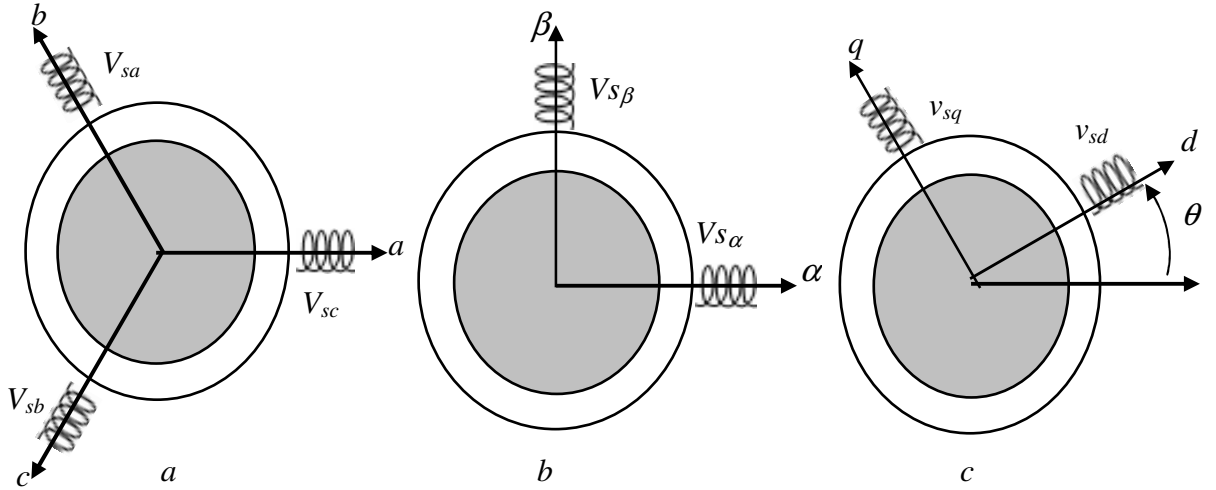


Fig. A.3. Le passage des composantes de Concordia à celle de Park

Le passage des composantes de Concordia à celle de Park se fait par:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A-14})$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{A-15})$$

### A .2.1.1 Mise en équation de la mas dans le repère biphase de PARK

L'application de cette transformation aux équations de tension et de flux donne :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega \varphi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega - \omega_r) \varphi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega - \omega_r) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{A-16})$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_m I_{sd} + L_r I_{rd} \\ \varphi_{rq} = L_m I_{sq} + L_r I_{rq} \end{cases} \quad (\text{A-17})$$

Avec:  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  : Vitesse de rotation du référentiel choisi

$\omega_r = p\Omega$  :  $\Omega$  Vitesse mécanique du rotor.

L'équation du couple électromagnétique ainsi que l'équation de mouvement s'écrivent [CHA] :

$$\begin{cases} C_e = P.(\varphi_{dr}.I_{qs} - \varphi_{qr}.I_{ds}) \\ \frac{J}{P} \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - \frac{f}{P} \cdot \omega_r \end{cases} \quad (\text{A-18})$$

### A.2.1.2 Définition des différents référentiels

Le référentiel est le système “od” et “oq” associé à sa vitesse de rotation où trois types sont possibles dans la pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié [114].

Le glissement de vitesse angulaire  $\omega_{sl}$  est définie par :

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r \quad (\text{A-19})$$

Parmi les relations que nous venons d'exposer, les seules dont la transformation soit affectée par le choix du référentiel sont les équations (A.13) et (A.14).

#### ☞ Référentiel fixe par rapport au stator

Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega_r \quad (\text{A-20})$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{A-21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{A-22})$$

Ce référentiel sera choisi de préférence en vue d'étudier des variations importantes de la vitesse de rotation, associée ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

#### ☞ Référentiel fixe par rapport au rotor

Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r, \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = 0 \quad (\text{A-23})$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{A-24})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{A-25})$$

Ce référentiel peut être intéressant dans les problèmes de régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée comme constante [114].

### ☞ *Référentiel fixe par rapport au champ tournant*

Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{sl} \quad (\text{A-26})$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{A-27})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{A-28})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas la simplification dans la transformation des équations (A-13) et (A-14), mais il est souvent utilisé pour le problème de commande et le pilotage vectoriel. Du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues dans ce référentiel.

#### **A.2.1.3 Représentation d'état du système**

Un système quelconque peut être décrit par différents variable d'état. a représentation d'état dépend du repère et des variables d'état considérées. Le choix du repère et des variables d'état électromagnétiques dépend des objectifs de la commande ou de l'observation. Plusieurs variables d'états de la machine peuvent être choisis. Pour notre cas, nous choisissons comme variable d'état la variante [2, 7,114].

$$x = (\varphi_{rd} \quad \varphi_{rq} \quad I_{sq} \quad I_{sd} \quad \Omega)^t \quad (\text{A-29})$$

Nous avons choisit les composantes sur les axes  $(d, q)$  des courants statoriques comme variables d'états. Les courants sont des grandeurs facilement mesurables pouvant être utilisés pour observer le flux. La vitesse et le flux sont choisis comme grandeurs à commander, on choisit les flux rotorique du fait qu'on veut contrôler le module de ce flux. Dans le repère  $(d,q)$  lié au champ tournant (figure.A.1. c), on a la représentation d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u \quad (\text{A-30})$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \Omega \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{A-31})$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma x_1 + \frac{K}{T_r} x_2 + \frac{k}{T_r} x_3 + pKx_4 x_5 \\ -\omega_s x_1 - \gamma x_2 + \frac{k}{T_r} x_4 - pKx_3 x_5 + \\ \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{x_3}{T_r} + (\omega_s - px_5)x_4 \\ \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{x_4}{T_r} - (\omega_s - px_5)x_3 \\ p \frac{M}{JL_r} (x_3 x_2 - x_1 x_4) - \frac{C_r}{J} \end{pmatrix}; \quad g(x) = (g_1 \quad g_2) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A-32})$$

Avec:

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} k = \frac{M}{\sigma L_s L_r}; \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} \quad (\text{A-33})$$

Le modèle dans le repère  $(\alpha, \beta)$  (figure. A.3) lié au stator est obtenu en prenant  $\omega_s = 0$  dans le modèle (A-31) et en remplaçant les indices  $d, q$  par  $\alpha, \beta$  :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A-34})$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\gamma x_1 + \frac{k}{T_r} x_3 + pKx_4 x_5 \\ -\gamma x_2 + \frac{k}{T_r} x_4 - pKx_3 x_5 + \\ \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{x_3}{T_r} - px_4 x_5 \\ \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{x_4}{T_r} + px_3 x_5 \\ p \frac{M}{JL_r} (x_3 x_2 - x_1 x_4) - \frac{C_r}{J} \end{pmatrix}; \quad B(x) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A-35})$$

**Remarque :** Le modèle électrique est linéaire dans les états électromagnétiques (flux et courants). La constante de temps mécanique dépend de l'inertie du moteur et de la charge. Elle est en général élevée par rapport aux constantes de temps électrique et magnétique. On peut considérer que la vitesse mécanique varie lentement par rapport aux grandeurs électromagnétiques, ce qui permet de travailler dans un modèle linéaire dans les états [5]:

$$\dot{x} = Ax + B.u \quad (\text{A-36})$$

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J}(C_e - C_r) \quad (\text{A-37})$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}; \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A-38})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & pK\Omega \\ 0 & -\gamma & -pK\Omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -pK\Omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & pK\Omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A-39})$$

Ce modèle est utilisé pour le développement d'un observateur de flux.

### A.3 Modélisation du convertisseur statique

Pour faire fonctionner la machine asynchrone à vitesse variable, il existe deux modes d'alimentation : soit une alimentation en tension ou en courant, soit en tension avec courant imposé. Ceci signifie que le convertisseur statique associé à la machine lui impose, au niveau des enroulement statoriques, ou un courant de forme et d'amplitude données ou une tension de forme et d'amplitude donnée.

Pour notre étude, nous avons opté pour une alimentation avec onduleur de tension, dont le schéma de principe de l'alimentation est donné par la figure.A.4 [4,7]:

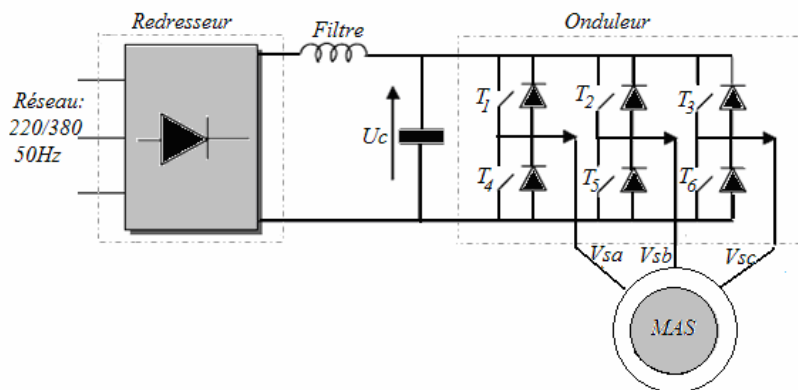


Fig. A.4. Schéma de principe d'alimentation d'une MAS avec un onduleur.

Ce convertisseur statique fournit ainsi des tensions à amplitude et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz. Ce convertisseur est composé d'un redresseur triphasé à diode (éventuellement à thyristors contrôlés), d'un filtre et d'un onduleur de tension comportant trois bras indépendants dont le schéma de principe de l'alimentation est donné par la figure suivante [66,110].



Le filtre L-C, associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension non réversible en courant. L'énergie ne peut donc transiter de la machine asynchrone au réseau [61]. Chaque bras de l'onduleur comporte deux interrupteurs commandés de manière complémentaire (si  $T_i$  est fermée, alors  $T_i'$  est ouvert). Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras à partir des grandeurs logiques  $S_a, S_b, S_c$ . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras  $i$  est la suivante:

Si  $S_i = 1$ : L'interrupteur du haut  $T_i$  est fermé et l'interrupteur de bas  $T_{i+3}$  est ouvert.

Si  $S_i = 0$ : L'interrupteur du haut  $T_i$  est ouvert et l'interrupteur de bas  $T_{i+3}$  est fermé.

Les tensions des phases statoriques sont exprimées en fonction des variables logiques  $S_a, S_b$  et  $S_c$  par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{A-40})$$

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors, commandés par des impulsions généralement générées par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) [6,27].

### A.3.1 Commande par MLI.

La modulation de largeur d'impulsion est basée sur la détermination des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs complémentaires deux à deux, pour commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence pouvant alimenter la machine asynchrone. Deux types de MLI sont présentés dans le cadre de ce travail. Pour plus de détails sur le calcul, le lecteur est invité à se reporter par exemple à la référence [6].

#### A.3.1.1 Modulation de Largeur d'Impulsions Sinus-triangle :

La modulation sinus-triangulaire est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective. Le principe de fonctionnement de cette méthode est basé sur la détermination des instants de commutation des interrupteurs, on utilise les intersections d'une tension de référence sinusoïdale de référence (onde modulante basse fréquence) et un signal triangulaire (porteuse haute fréquence). Le résultat de la comparaison ( $S_i$ ) de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance et donné par l'équation.

$$\begin{cases} V_{ref} \geq V_p \Rightarrow S(t) = 1 \\ V_{ref} \leq V_p \Rightarrow S(t) = 0 \end{cases} \quad (\text{A-41})$$

Le principe de cette stratégie à deux niveaux est représenté par la figure.A5, qui illustre les signaux obtenus par MLI.

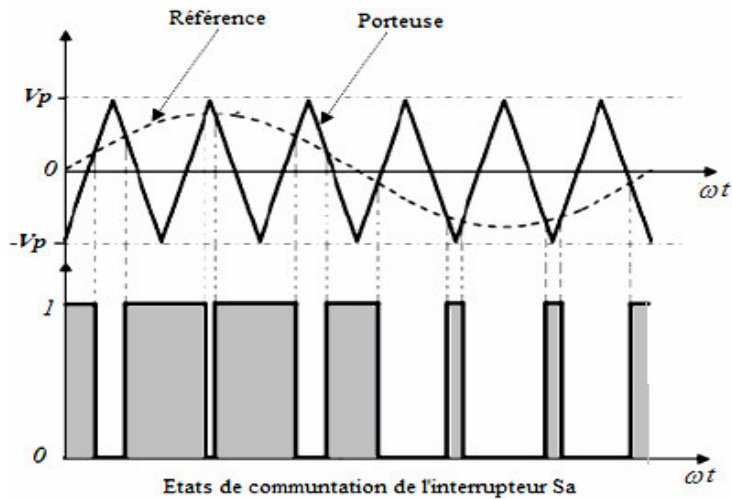


Fig. A.5. Principe de la technique MLI triangulo-sinusoidale

### A.3.1.2 Modulation de largeur d'impulsion vectorielle

La MLI vectorielle est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée aux commandes modernes des machines asynchrones. Contrairement à d'autres méthodes, La MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur, elle n'exige pas la mesure des courants ou tensions statoriques et utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche sur une période de modulation  $T_c$  par un vecteur tension moyen [66,101].

Le vecteur tension statorique est défini par la relation suivante :

$$\underline{V}_s = V_a e^{j0} + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (\text{A-42})$$

Suivant les états de conduction des bras de l'onduleur, le vecteur  $V_s$  peut prendre 8 positions possibles dans le plans complexe  $(\alpha, \beta)$  voir la figure.A6.

Le tableau A.1, indique la correspondance entre les états de conduction et le vecteur tension de référence  $\vec{V}_s$  représentatifs de ces états les positions du vecteur  $v_s$ .

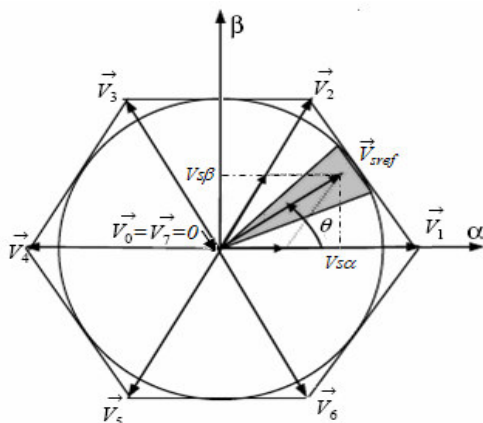


Fig.A.6. Représentation du polygone de pour les huit états des interrupteurs commutation

Etat	Sa	Sb	Sc	Vecteur tension $V_{sref}$
0	0	0	0	$V_0$
1	1	0	0	$V_1$
2	1	1	0	$V_2$
3	0	1	0	$V_3$
4	0	1	1	$V_4$
5	0	0	1	$V_5$
6	1	0	1	$V_6$
7	1	1	1	$V_7$

Tableau A 1.Vecteurs tensions de référence

Les vecteurs non nuls  $V_1 - V_6$  qui divisent le plan complexe en six secteurs égaux correspondent aux états 1 à 6 de l'onduleur. Les vecteurs  $V_0 - V_7$  sont des vecteurs à tension nulle correspondent aux états logiques 0 et 7, qui représentent la transition des bras de l'onduleur d'un état de conduction à l'autre.

Le vecteur tension de référence  $V_{ref}$  peut être défini de plusieurs manières dans le plan des tensions :

☞ En coordonnées polaires :

$$V_{s\alpha} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \cdot e^{j\theta} \quad (\text{A-43})$$

☞ En coordonnées cartésiennes (référentiel correspondant à la transformation de Clark-Concordia) :

$$V_{sref} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{A-44})$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \cdot \cos \theta \\ v_{s\beta} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{U_c}{2} \cdot \sin \theta \end{cases} \quad (\text{A-45})$$

☞ En coordonnées triphasées :

$$\begin{cases} v_{an} = r \cdot \frac{U_c}{2} \cdot \cos \theta \\ v_{bn} = r \cdot \frac{U_c}{2} \cdot \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cn} = r \cdot \frac{U_c}{2} \cdot \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{A-46})$$

D'après la figure le vecteur de référence  $\vec{V}_{sref}$  est située dans le secteur 1. Dans ce cas, le vecteur  $\vec{V}_{sref}$  est reconstitué en faisant une moyenne temporelle des vecteurs  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+1}$  de la manière suivante [26,78] :

$$\vec{V}_{i+1} = \alpha_i \cdot \vec{V}_i + \alpha_{i+1} \cdot \vec{V}_{i+1} \quad (\alpha_i + \alpha_{i+1} < 1) \quad (\text{A-47})$$

D'après l'équation (A-47), on impose aux interrupteurs de se trouver à la configuration suivante :

- $\vec{V}_i$  pendant une fraction  $\alpha_i$  de l'intervalle  $T$ .
- $\vec{V}_{i+1}$  pendant une fraction  $\alpha_{i+1}$  de l'intervalle  $T$ .
- $\vec{V}_0$  ou  $\vec{V}_7$  pendant le reste de l'intervalle  $T$ .

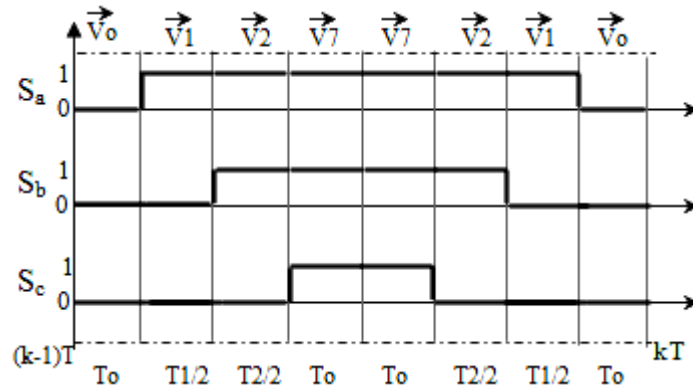


Fig A.7. Séquence d'application des vecteurs sur une période  $T_e$

La machine utilisée en simulation, est une machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.

### Paramètres de la machine utilisée en simulation [75]

<b>Valeurs Nominales</b>	Puissance	3	kW
	Fréquence	50	Hz
	Tension ( $\Delta/Y$ )	220/380	V
	Courant ( $\Delta/Y$ )	11.6/6.7	A
	Paires de pôle (P)	2	—
<b>Constantes</b>	$R_s$	2.890	$\Omega$
	$R_r$	2.390	$\Omega$
	$L_s$	0.225	H
	$L_r$	0.220	H
	$L_m$	0.214	H
	J	0.005	$\text{Kgm}^2$

# Annexe B

## Stabilité par la théorie de Lyapunov

### B.1 Utilisation de la théorie de Lyapunov

Introduisons quelques définitions et théorèmes sur la stabilité au sens de Lyapunov pour développer une loi de commande adaptative [24,25]. Dans cette annexe, on donne les définitions des notions utilisées.

Soit un système décrit par une équation non linéaire  $dx/dt = f(x,t)$ , avec  $x$  vecteur d'état de dimension  $n$  et  $f(0,t) = 0$ .

#### B.1.1 Notion de la stabilité [42]

La solution  $x=0$  est stable au sens de Lyapunov si et seulement si pour tout  $t_0 > 0$  et tout  $\varepsilon > 0$ , il existe  $\sigma(t_0, \varepsilon)$  tel que :

$$|x_0| < \sigma(t_0, \varepsilon) \Rightarrow |x(t)| < \varepsilon \text{ pour tout } t > t_0 \text{ où } x(t) \text{ est une solution égale à } x_0 \text{ en } t_0.$$

#### B.1.2 Définition de la stabilité asymptotique

La solution  $x = 0$  est asymptotiquement stable au sens de Lyapunov si et seulement si :

1. Elle est stable au sens de Lyapunov
2. Pour tout  $t > 0$  et tout  $\varepsilon > 0$ , il existe  $\sigma(t_0)$  et  $T(e, x_0, t_0)$  tel que :

$$|x_0| < \sigma(t_0) \Rightarrow |x(t)| < \varepsilon \text{ pour tout } t > t_0 + T \quad (\text{B-1})$$

☞ Ou :  $x(t)$  est une solution égale à  $x_0$  en  $t_0$

Cela signifie, en fait, que si les conditions initiales ne s'éloignent pas trop du point d'équilibre, alors  $\lim_{t \rightarrow \infty} |x(t)| = 0$ . En d'autres termes la solution  $x=0$  est attractive.

#### B.1.3 Fonction de Lyapunov

Une fonction  $V(x)$  associée au système  $\dot{x} = f(x)$  est dite de Lyapunov si elle vérifie les conditions suivantes :

- ☞  $V(x)$  est définie positive ( $V(x) > 0$ )
- ☞ Les dérivées partielles de  $V(x)$  suivant les états  $x_i$  sont continues.
- ☞ Sa dérivée par rapport au temps est semi-définie négative ( $\dot{V}(x) \leq 0$ )

##### B.1.3.1. Utilisation des fonctions de Lyapunov pour l'étude de la stabilité

Un point d'équilibre  $x=0$  est stable s'il existe une fonction scalaire  $V(x)$  à dérivées partielles continues tel que [25]:

☞  $V(x)$  est définie positive

☞  $-\dot{V}(x)$  est semi- définie négative.

C'est à dire Le point d'équilibre est stable si on peut trouver une fonction de Lyapunov associée au système.

### **B.1.3.2 Matrice définie positive**

Une matrice carrée  $M (n,n)$  est dite définie positive si

$$X^T M X > \quad \forall x \in \mathfrak{R}^n (x \neq 0) \quad (\text{B-2})$$

Une condition nécessaire pour que la matrice  $m$  soit définie positive est que les éléments diagonales de  $M$  soit strictement positifs. Une condition nécessaire et suffisante pour que la matrice  $M$  soit définie positive est que tous ses mineurs principales (c.a.d.  $M_{11}, M_{11}M_{22}-M_{21}M_{12}, \dots$ ) soient strictement positifs.

### **B.1.3.3 Théorème de Kalman - Yakubovitch**

Soit le système :

$$\dot{x} = Ax \quad x \in \mathfrak{R}^n \quad (\text{B-3})$$

Avec  $a$  matrice d'Hurwitz, c.a.d [6] toute les valeurs propres de  $a$  ayant une partie réelle négative. Il existe deux matrices symétriques définies positives  $P$  et  $Q$  vérifiant l'équation matricielle de

Lyapunov :

$$A^T P + PA = -Q \quad (\text{B-4})$$

### **B.1.3.4 Lemme de Barbalat**

Si une fonction  $f(t)$  est bornée, et si  $\dot{f}(t)$  est uniformément continue, alors  $\dot{f}(t)$  tend vers zéro quand le temps  $t$  tend vers l'infini:

$$\dot{f}(t) \rightarrow 0 \quad \text{quand } t \rightarrow \infty \quad (\text{B-5})$$

### **B.1.3.5 Continuité uniforme**

Une condition suffisante pour que  $\dot{f}(t)$  soit uniformément continue est que sa dérivée  $\ddot{f}(t)$

Soit bornée.

# Annexe C

## Notions de la géométrie différentielle

### C. 1 Notions de la géométrie différentielle

Des notions de la géométrie différentielle en vue de les utiliser dans la théorie de retour d'état linéarisant. On considère le système [42]:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{C-1})$$

Avec

$$\begin{aligned} f &= (f_1, f_2, \dots, f_n)^T \\ g &= (g_1, g_2, \dots, g_n)^T \\ x &= (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \end{aligned} \quad (\text{C-2})$$

#### C.1.1 Difféomorphisme

Une fonction  $\phi$

$$\begin{aligned} \phi &: \Omega \rightarrow \mathfrak{R}^n \\ (x_1, x_2, \dots, x_n)^T &= (z_1, z_2, \dots, z_n)^T \end{aligned} \quad (\text{C-3})$$

Définie dans une région  $\Omega$  est un difféomorphisme local si :

- 1-  $\phi(x)$  est une bijection
- 2-  $\phi(x)$  et  $\phi^{-1}(x)$  sont différentiables.

Si ces conditions sont vérifiées pour tout  $x \in \mathfrak{R}^n$  ( $\Omega = \mathfrak{R}^n$ ), le difféomorphisme est dit globale.

#### C.1.2 Champ de vecteurs [39]

Un champ de vecteurs  $f$  est une application qui assigne à chaque point  $p$  dans une région

$\Omega_p \in \mathfrak{R}^n$  une fonction  $f_p$  dans  $\mathfrak{R}^n$  :

$$\begin{aligned} f: \Omega &\rightarrow \mathfrak{R}^n \\ p &\rightarrow fp \end{aligned}$$

#### C.1.3 Gradient

Etant donné une fonction scalaire  $h(x)$  de l'état  $x$ . Le gradient de  $h$  est donné par :

$$\nabla h = \frac{\partial h}{\partial x} \quad (\text{C-4})$$

$\nabla h$  représente un vecteur colonne d'éléments :  $\nabla h_i = \frac{\partial h}{\partial x_i}$

#### C.1.4 Jacobien

Le jacobien d'un champ de vecteur  $f(x)$  est donné par :

$$\nabla f = \frac{\partial f}{\partial x} \quad (\text{C-5})$$

$\nabla f$  représente une matrice d'éléments :  $\nabla f_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}$

### C. 5. Dérivée de Lie

On considère une fonction scalaire  $h : \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}$  et deux champs de vecteurs  $f, g :$

$$\mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}\mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}.$$

La dérivée de Lie de  $h$  suivant le champ de vecteur  $f$  est une fonction scalaire définie par :

$$L_f h(x) = \nabla h f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i \quad (\text{C-6})$$

Les dérivées de Lie d'ordre supérieur sont données par :

$$\begin{aligned} L_f^0 h &= h \\ L_f^i h &= L_f(L_f^{i-1} h) = \nabla(L_f^{i-1} h) f \quad i=1,2,\dots \end{aligned} \quad (\text{C-7})$$

La dérivée de la fonction  $L_f h$  suivant le champ de vecteur  $g$  est donnée par :

$$L_g L_f h = \nabla(L_f h) g = \sum_{i=1}^n \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x_i} g_i(x) \quad (\text{C-8})$$

#### C.1.6 Crochet de Lie [101]

Soit  $f$  et  $g$  deux champs de vecteurs dans  $\mathcal{R}^n$ . Le crochet de Lie de  $f$  et  $g$  est un troisième champ de vecteur défini par :

$$ad_f g = [f, g] = \nabla g \cdot f - \nabla f \cdot g \quad (\text{C-9})$$

Le crochet de Lie d'ordre supérieur est défini comme suit :

$$\begin{aligned} ad_f^0 g &= g \\ ad_f^i g &= [f, ad_f^{i-1} g] \quad i=1,2,\dots \end{aligned} \quad (\text{C-10})$$

Le croché de Lie a les propriétés suivantes :

➤ *Bilinéarité*

$$\begin{aligned} [\alpha_1 f_1 + \alpha_2 f_2, g] &= \alpha_1 [f_1, g] + \alpha_2 [f_2, g] \\ [f, \alpha_1 g_1 + \alpha_2 g_2] &= \alpha_1 [f, g_1] + \alpha_2 [f, g_2] \end{aligned} \quad (\text{C-11})$$

Avec

$\alpha_1, \alpha_2$  : des constantes réelles

$f_i, g_i$  : des champs de vecteurs. ( $i=1,2$ )

➤ *Anti-commutativité*  $[f, g] = -[g, f]$

➤ *Identité de Jacobi*  $L_{ad_f g} h = L_f L_g h - L_g L_f h$

#### C.1.7 Distribution

Une distribution  $D$  est un espace ou sous-espace vectorielle engendrée par une base formée par les champs de vecteurs  $f_1, f_2, \dots, f_d$  :

$$D = \text{span} \{f_1, f_2, \dots, f_d\} \quad (\text{C-12})$$

### C. 8 Involutivité

La distribution  $D$  est dite involutive si est seulement si elle est stable par crochet de Lie :  $\forall x,$

$$y \in D : [x, y] \in D$$



# Annexe D

## Calculs des régulateurs de commande

### D.1 Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir du schéma bloc de la régulation de vitesse suivante [85]:

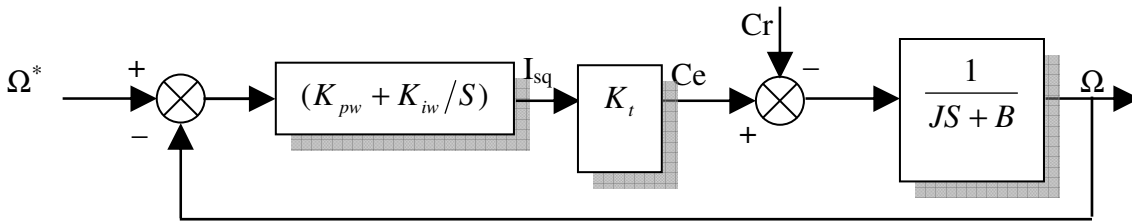


Fig.D.1. Boucle de régulation de vitesse.

Avec :

$$K_t = \frac{PL_m \phi}{L_r} \quad (D-1)$$

☞ **Paramètres du correcteur** il s'agit de la détermination de  $K_{pw}$  et  $K_{iw}$ .

Fonction de transfert en boucle ouverte :

$$H_{BO} = \frac{(K_{pw}S + K_{iw}) K_t}{S (JS + 1)} \quad (D-2)$$

Fonction de transfert en boucle fermée :

$$H_{BF} = \left( \frac{K_{pi}}{K_{ii}} S + 1 \right) \frac{K_{iw} K_t / J}{S^2 + \left( \frac{B + K_{pw} K_t}{J} \right) S + \frac{K_{iw} K_t}{J}} \Rightarrow \frac{\Omega}{\Omega^*} \approx \frac{w_n^2}{S^2 + 2\xi w_n S + w_n^2} \quad (D-3)$$

Avec

$$w_n = \sqrt{\frac{K_t K_{iw}}{J}} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{1}{2} \frac{B + K_t K_{pw}}{\sqrt{J K_t K_{iw}}}$$

C'est un système de deuxième ordre qui ressemble à celui déjà calculé dans le cas de la machine à courant continu, sa réponse serait la fonction suivante :

$$\Omega^*(t) = \frac{1}{S} - \frac{1}{(S + w_n)} - \frac{w_n}{(S + w_n)^2} \Rightarrow \Omega(t) = 1 - e^{-w_n t} - w_n t e^{-w_n t}$$

Donc en posant  $\xi = 1$ , et donnant un temps de réponse au système quand la variable atteint un stade de 90% de sa valeur, on pourrait déterminer la fréquence propre de système et par la suite les valeur de  $K_{iw}$  et  $K_{pw}$  qu'il faut affecter au régulateur de vitesse [68].

## D.2 Régulateur de flux

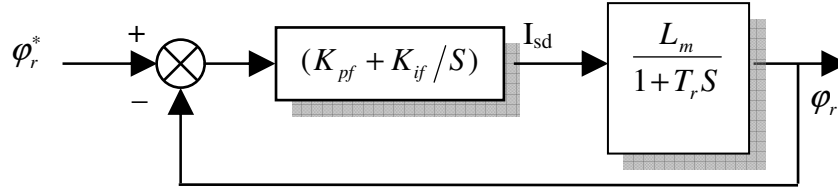


Fig.D.2. Boucle de régulation de flux.

Avec 
$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (D-5)$$

☞ Paramètres de correcteur de la même manière comme nous l'avons fait dans la boucle de vitesse, on retrouve [67, 68] :

Fonction de transfert en boucle ouverte :

$$H_{BO} = \frac{(K_{pf}S + K_{if}) L_m}{S (\tau_r S + 1)} \quad (D-6)$$

Fonction de transfert en boucle fermée :

$$H_{BF} = \left( \frac{K_{pf}}{K_{if}} S + 1 \right) \frac{L_m K_{if} / T_r}{S^2 + \left( \frac{1 + L_m K_{pf}}{T_r} \right) S + \frac{L_m K_{if}}{T_r}} \Rightarrow \frac{\phi_r}{\phi_r^*} \approx \frac{w_n^2}{S^2 + 2\xi w_n S + w_n^2}$$

Avec

$$w_n = \sqrt{\frac{L_m K_{if}}{T_r}} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{1 + L_m K_{pf}}{2 \sqrt{T_r L_m K_{if}}}$$

# Annexe E

## Validation des résultats obtenus par comparaison avec d'autres travaux expérimentaux

### E.1 Eude comparative avec des travaux expérimentaux

Afin de valider nos résultats obtenus par les différentes techniques de commandes nous les comparons avec d'autres travaux expérimentaux publiés (articles ou thèses). A chaque fois nous prenons les paramètres de ces articles et nous les injectons dans nos programmes de simulation.

N°	Stratégie de commande étudiée	Validée par
1	<i>La commande adaptative avec modèle de référence (MRAC)</i> <b>Chap.2 § 2.4.1</b>	[115]Yahan Hua Song Shen Yue Wang Jun Yang, "A dynamic MRAC for flux field-oriented control of induction motor "
2	<i>Le système adaptatif avec modèle de référence (MRAS)</i> <b>Chap.2 § 2.4.2</b>	[104] Pietrzak-David M, De Fornel B and Purwoadi, M.A., "Nonlinear control for sensorless induction motor drives"
3	<i>Commande non linéaire à la machine asynchrone</i> <b>Chap.3 § 3.3</b>	[102] Lamine Kisrane" <i>Commande Non Linéaire de la Machine à Induction «Aspect Expérimental »</i> "
4	<i>La commande prédictive linéaire</i> <b>Chap.4 § 4.2.2</b>	[108] M. K. Maaziz, P. Boucher and D. Dumur, "A new real-time control strategy for induction motors based on a reference control and RST predictive structure"
5	<i>La commande prédictive non linéaire généralisée</i> <b>Chap.4 § 4.3.1</b>	[61] A. Merabet, M. Ouhrouche, R.T. Bui and J.S. Thongam, " nonlinear multivariable control of induction motor based on generalized predictive control"
6	<i>La commande prédictive non linéaire en cascade</i> <b>Chap.4 § 4.3.2</b>	[113] R. Hedjar, R. Toumi, P. Boucher and D. Dumur, "Two cascaded nonlinear predictive controls of induction motor"

## E.2 Résultats

### 1. Comparaison de la commande MRAC

[115]Yahan Hua Song Shen Yue Wang Jun Yang , "A dynamic MRAC for flux field-oriented control of induction motor " , *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IP EMC 2004. The 4th International Volume 3, Issue, 14-16 Aug. 2004 Page(s): 1409 - 1414 Vol.3*

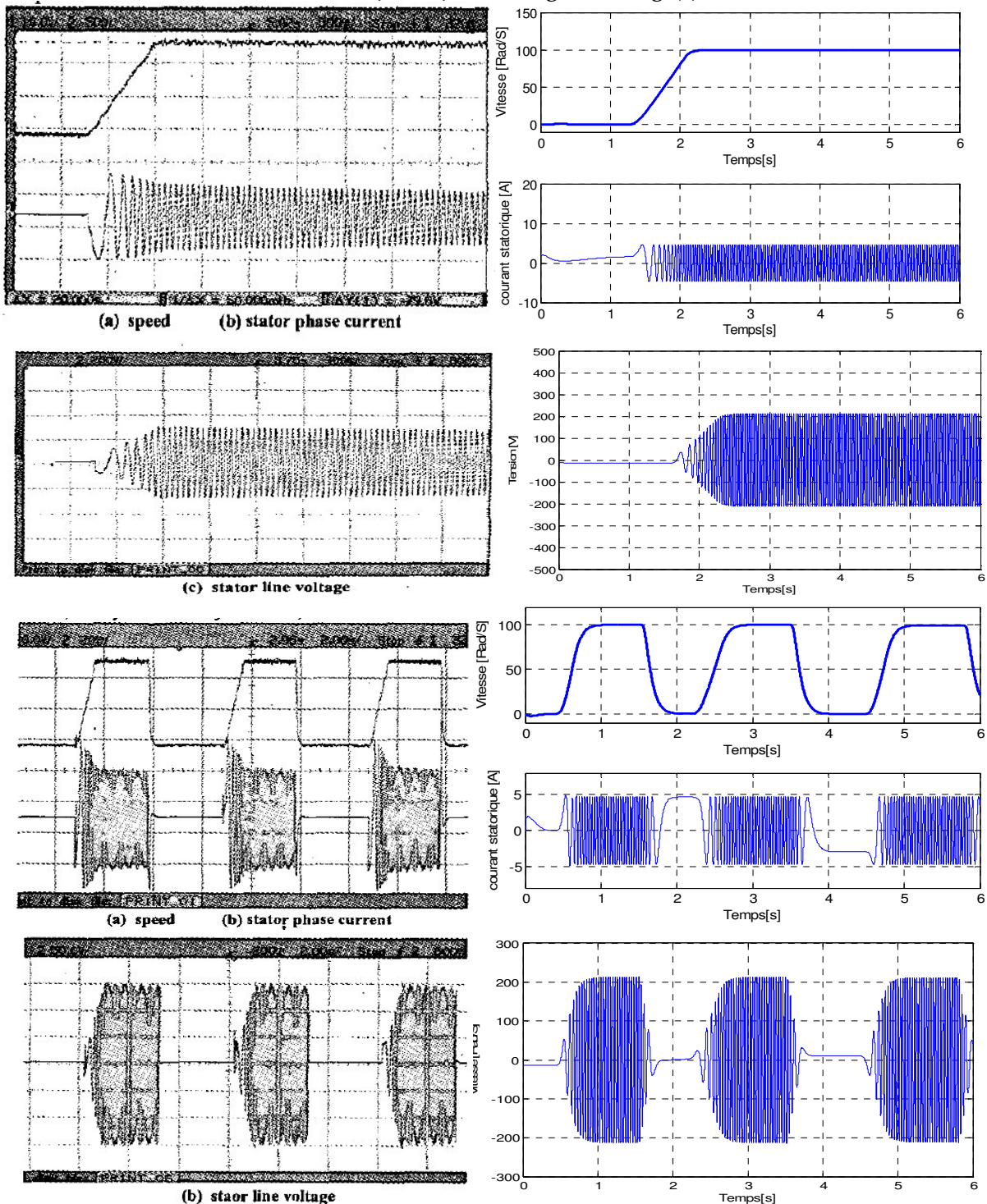


Fig. E. IA. Résultats expérimentaux [115]

Fig. E.IA'. Résultats Simulation de Meziane

## 2. Comparaison de la commande MRAS

[104] Pietrzak-David M, De Fornel B and Purwoadi, M.A., "Nonlinear control for sensorless induction motor drives", 9<sup>th</sup> International Conference on Power Electronic and Motion- EPE PEMC 2000 Kosic.

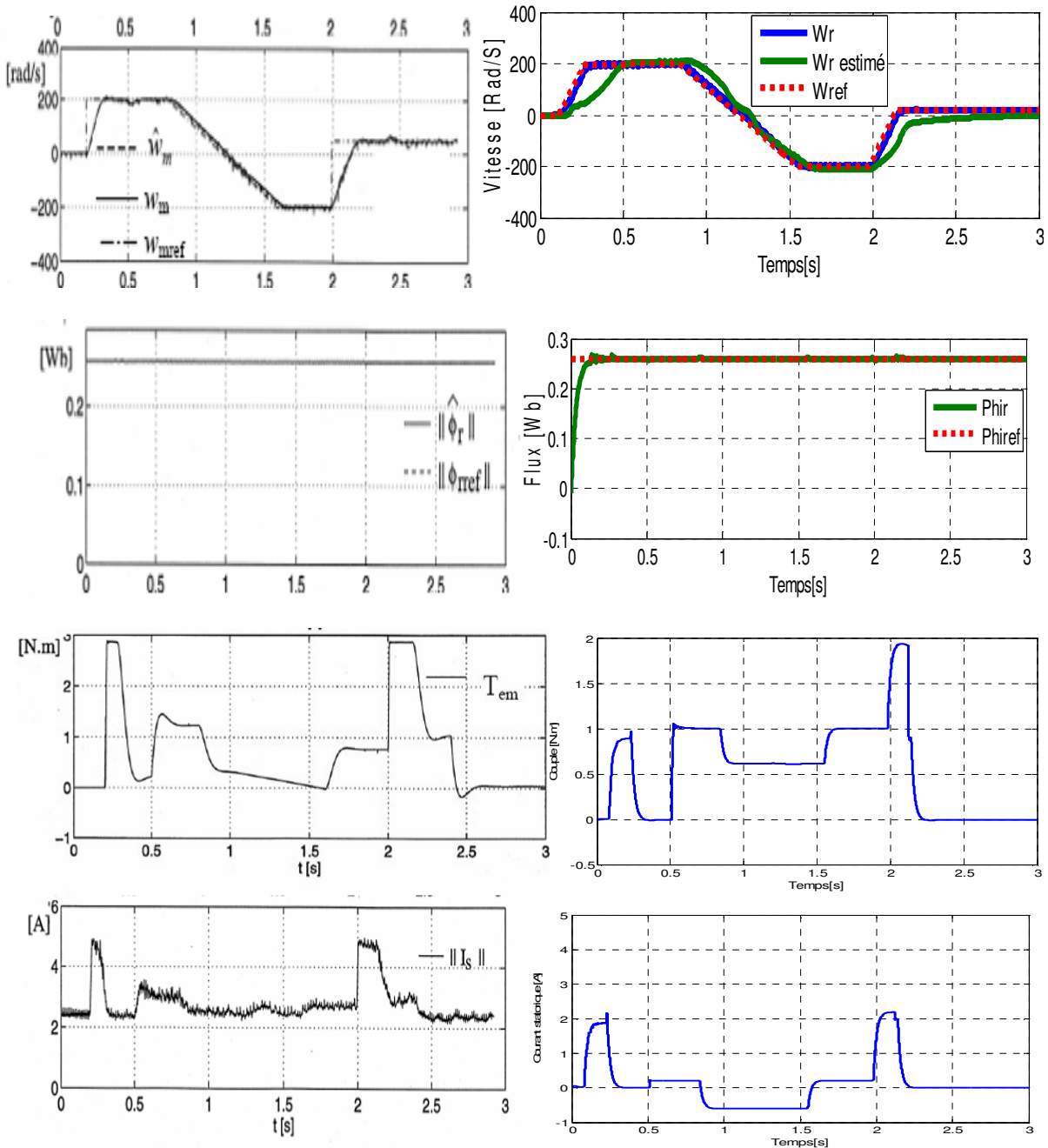


Fig. E. 2A. Résultats expérimentaux [104]

Fig. E.2A'. Résultats Simulation de Meziane

### 3. Commande non linéaire

[102] **Lamine Kisrane**, "Commande Non Linéaire de la Machine à Induction «Aspect Expérimental» ", *Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université de Batna, 2008. Algérie.*

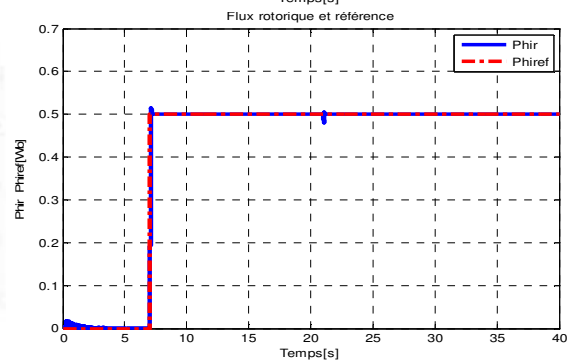
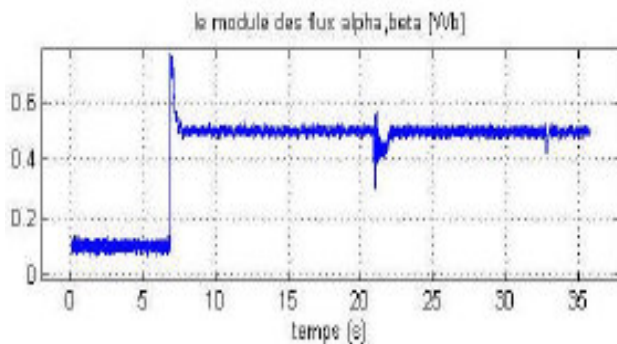
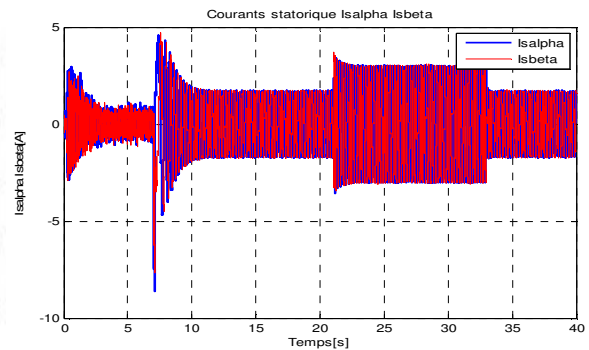
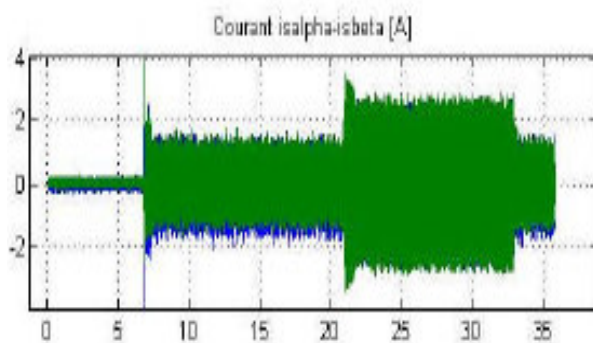
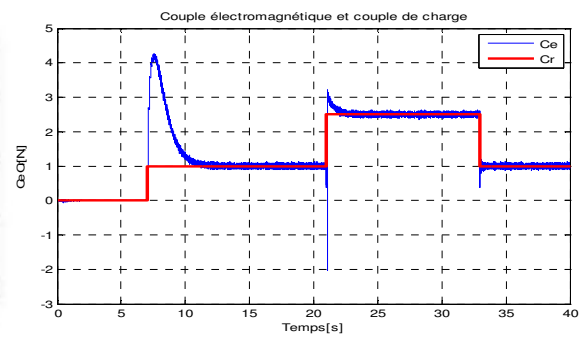
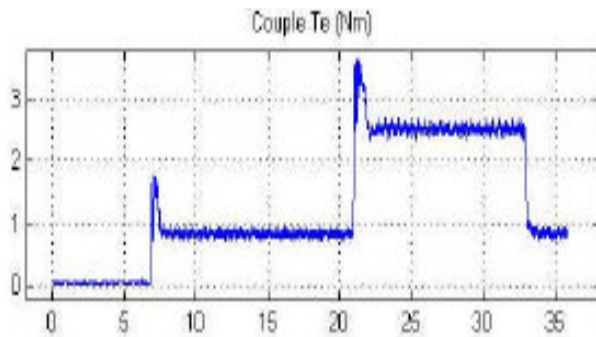
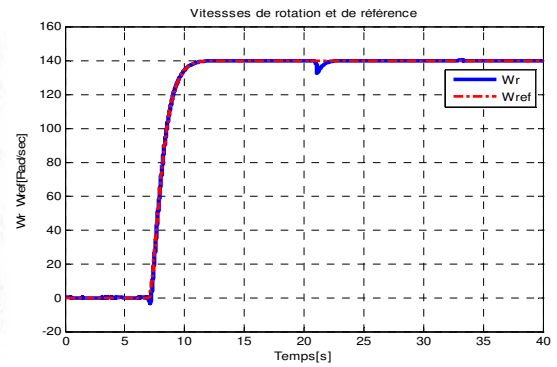
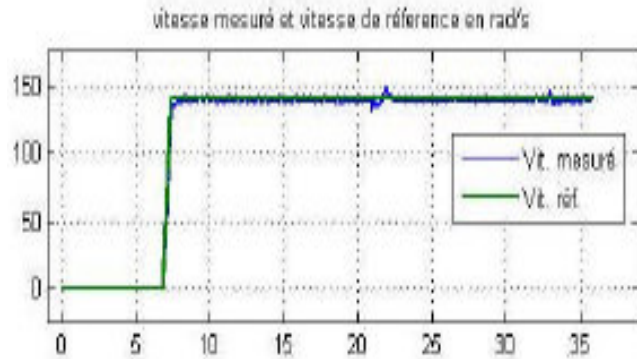


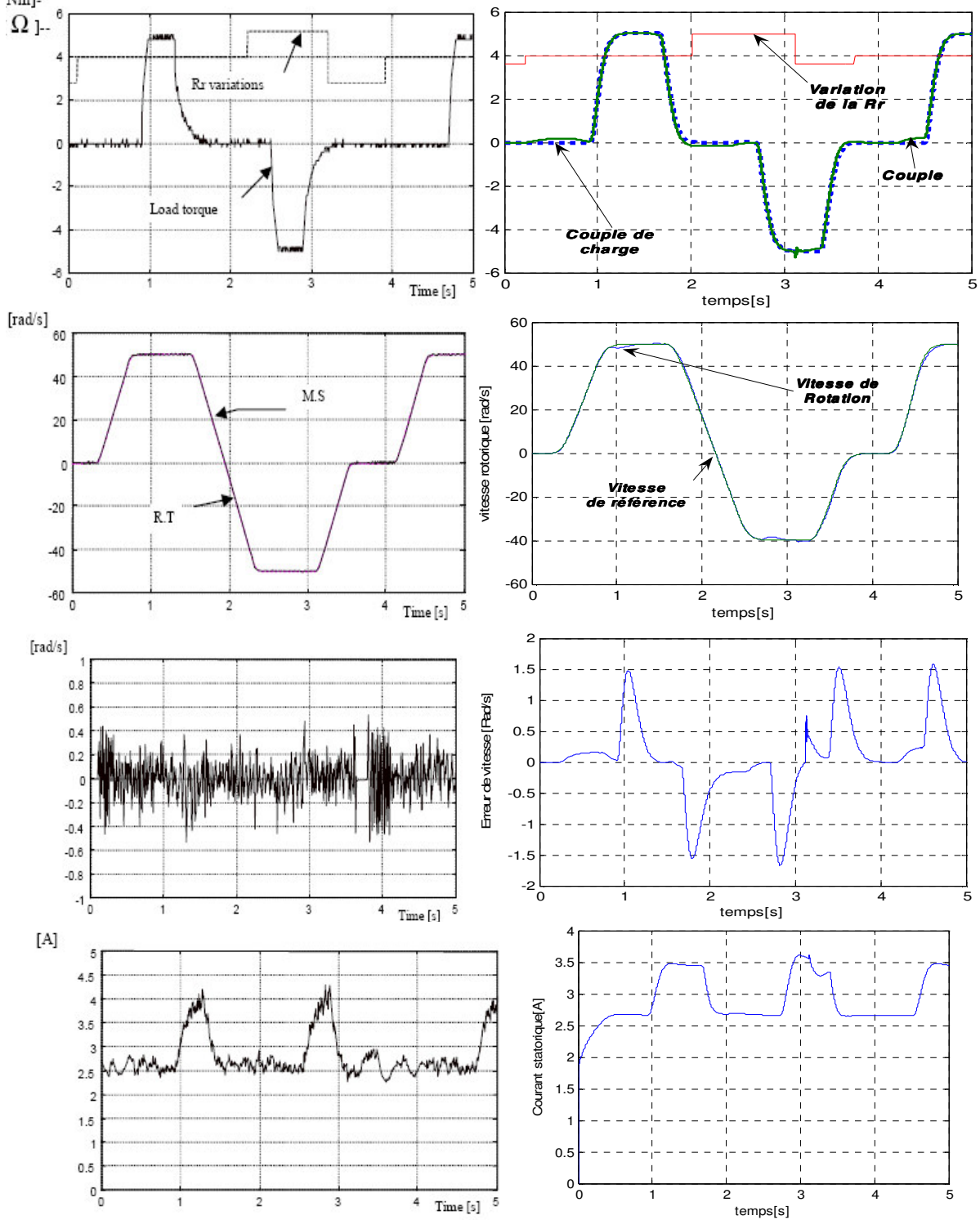
Fig. E.3A. Résultats expérimentaux [102]

Fig. E.3A'. Résultats Simulation de Meziane

#### 4. Comparaison de la prédictive linéaire

[108]M. K. Maaziz, P. Boucher and D. Dumur, "A new real-time control strategy for induction motors based on a reference control and RST predictive structure," 9<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Motion Control - EPE-PEMC 2000

Košice



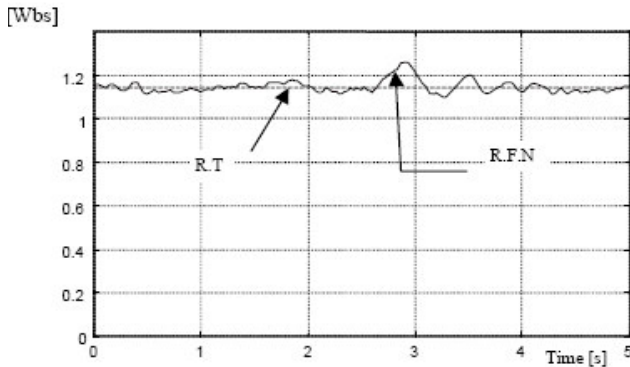


Fig. E.4 A. Résultats expérimentaux [108]

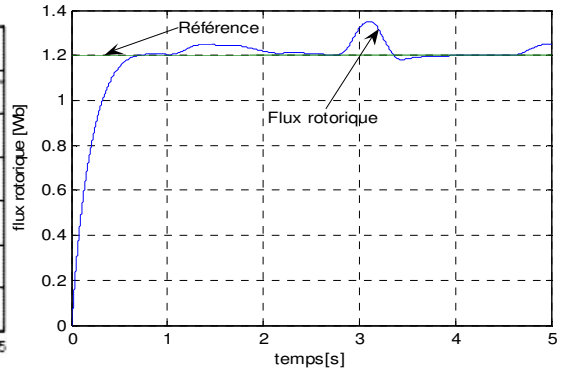
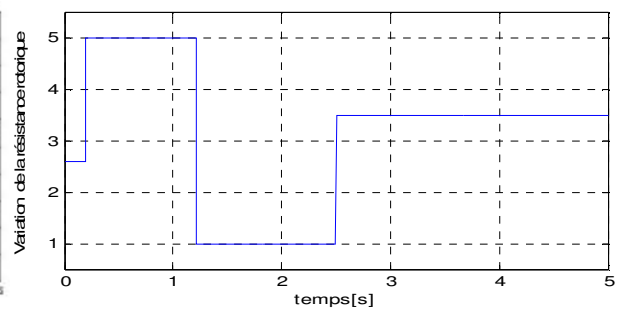
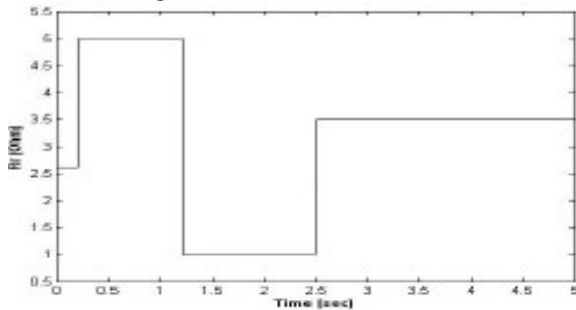


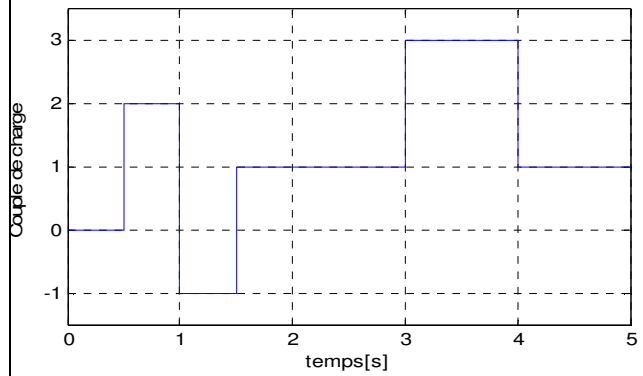
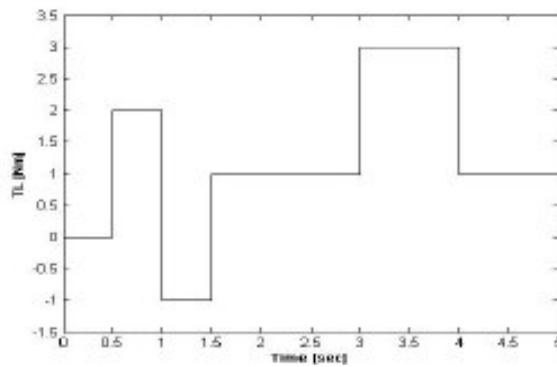
Fig. E.4 A'. Résultats Simulation de Meziame

### 5. Comparaison de la commande non linéaire prédictive généralisée

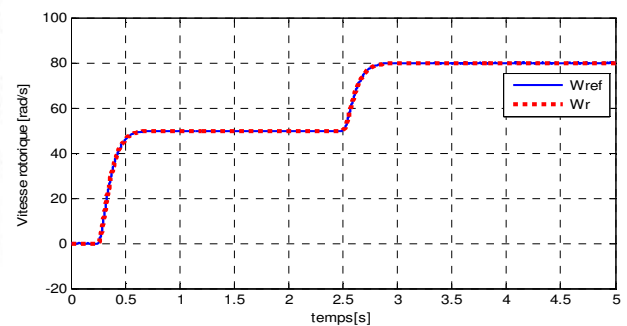
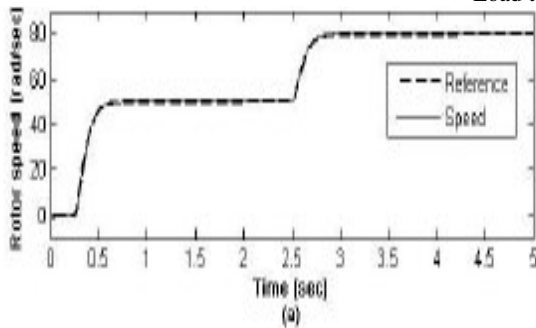
[61]A. Merabet, M. Ouhrouche, R.T. Bui and J.S. Thongam, " Nonlinear multivariable control of induction motor based on generalized predictive control", *Proceedings of the Eighth IASTED International Conference Control And Applications May 24-26, 2006, Montreal, QC, Canada*



Rotor resistance variations

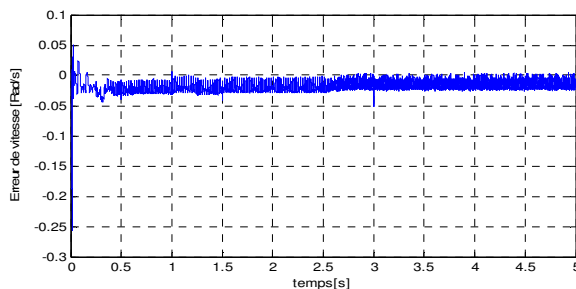
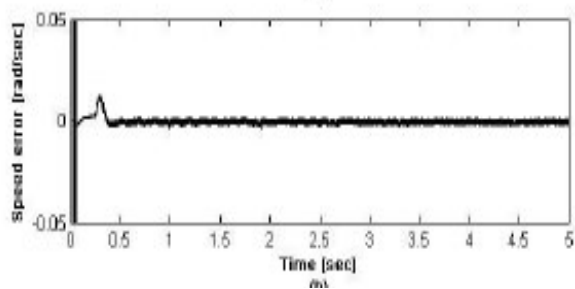


Load torque variations

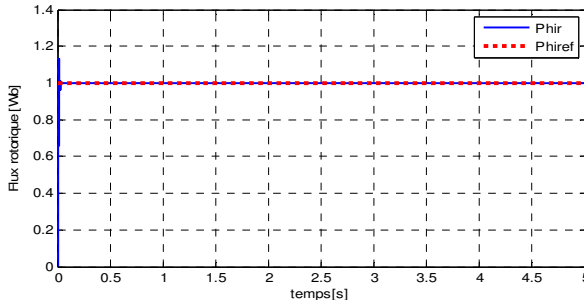
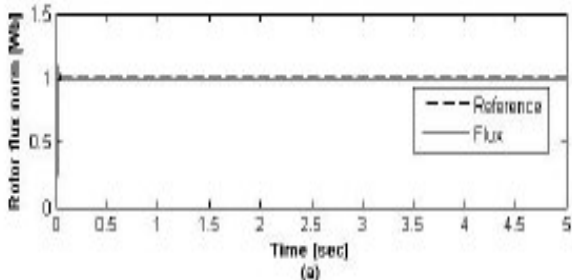


Speed and reference from NGPC for IM drive





Speed error



Flux and reference from NGPC for IM drive

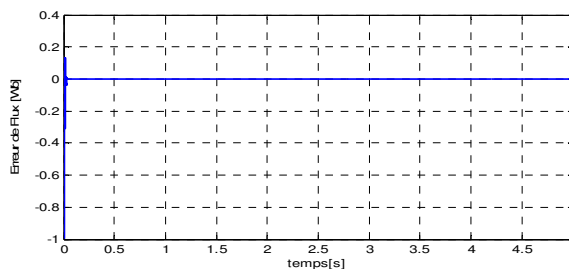
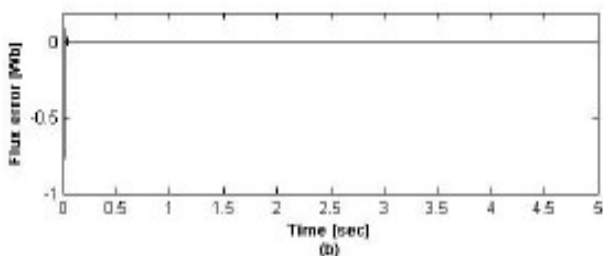


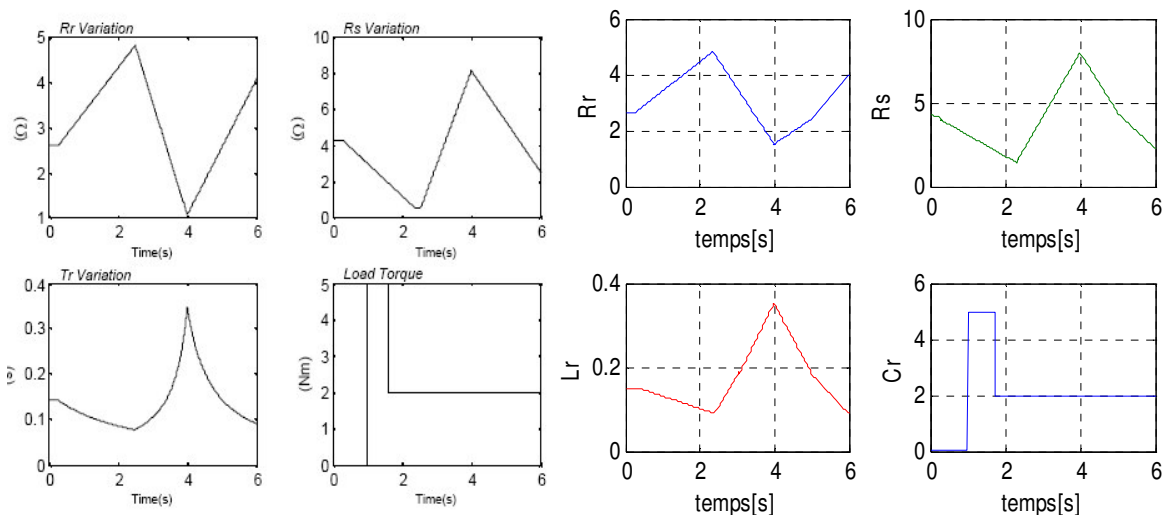
Fig.b. Flux error

Fig. E. 5A. Résultats expérimentaux [61]

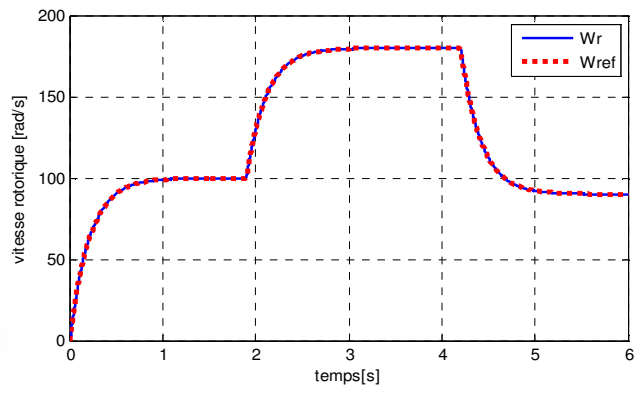
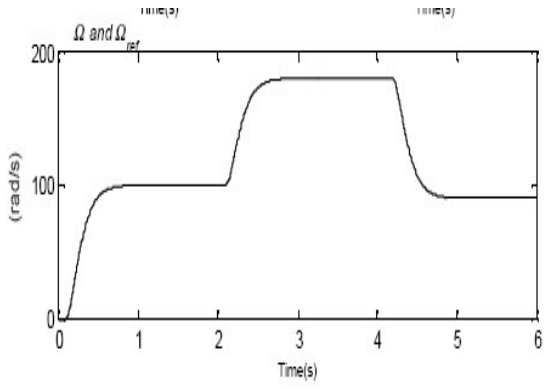
Fig. E.5A'. Résultats Simulation de Meziane

### 6. Comparaison de la prédictive non linéaire en cascade

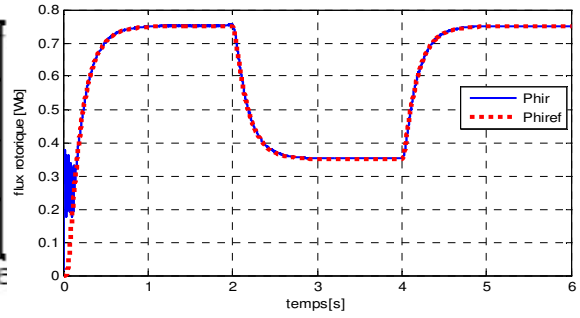
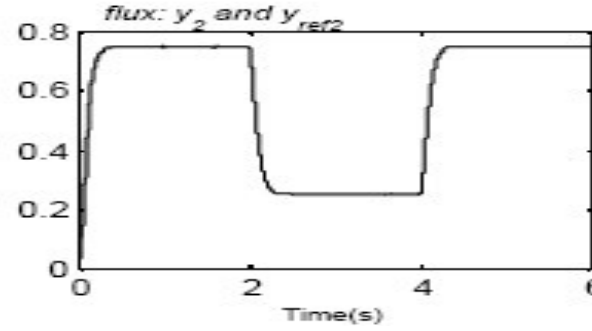
[113] R. Hedjar, R. Toumi, P. Boucher and D. Dumur, "Two cascaded nonlinear predictive controls of induction motor," *Control Applications, CCA. Proceedings of 2003 IEEE Conference on Publication Date: 23-25 June 2003 Volume: 1, on page(s): 458- 463.*



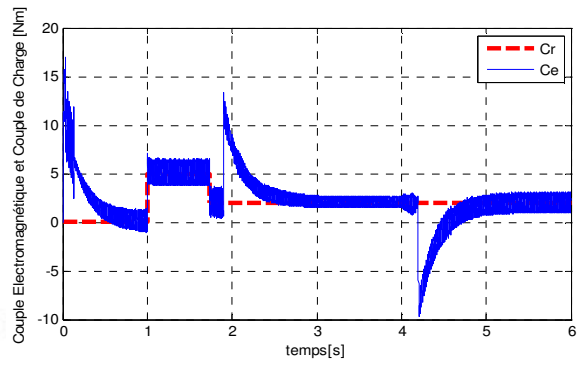
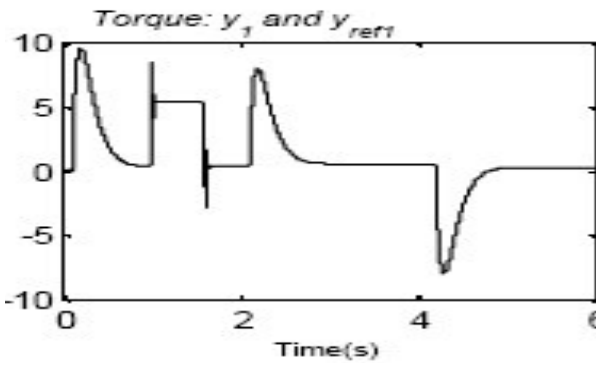
Parameters variation



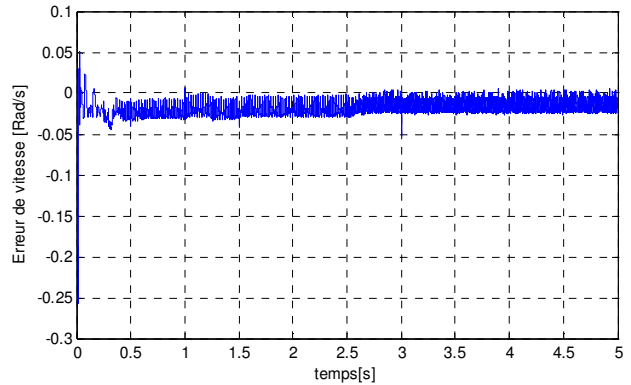
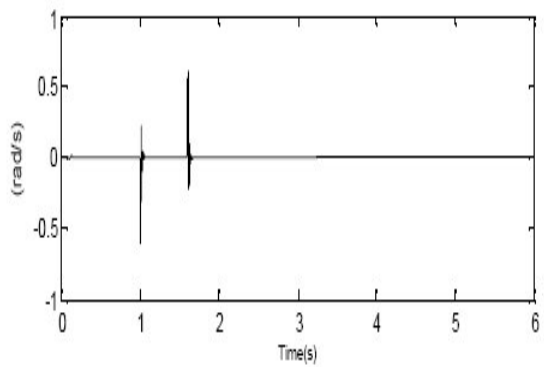
Speed tracking



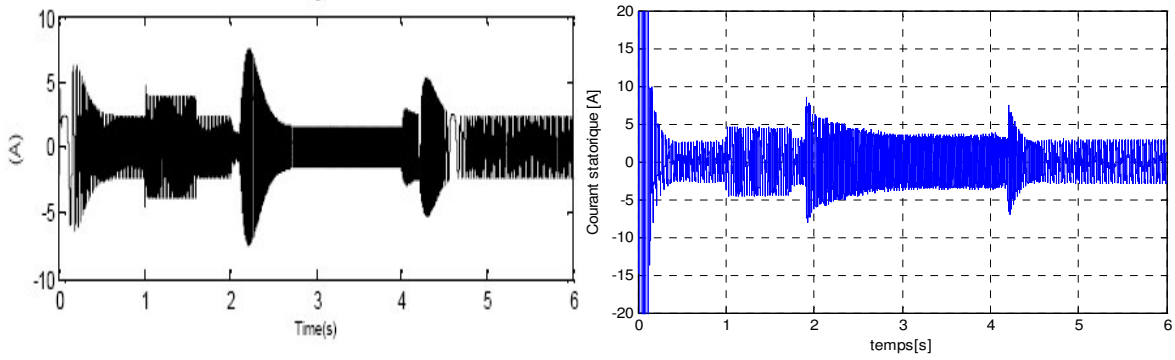
Rotor flux



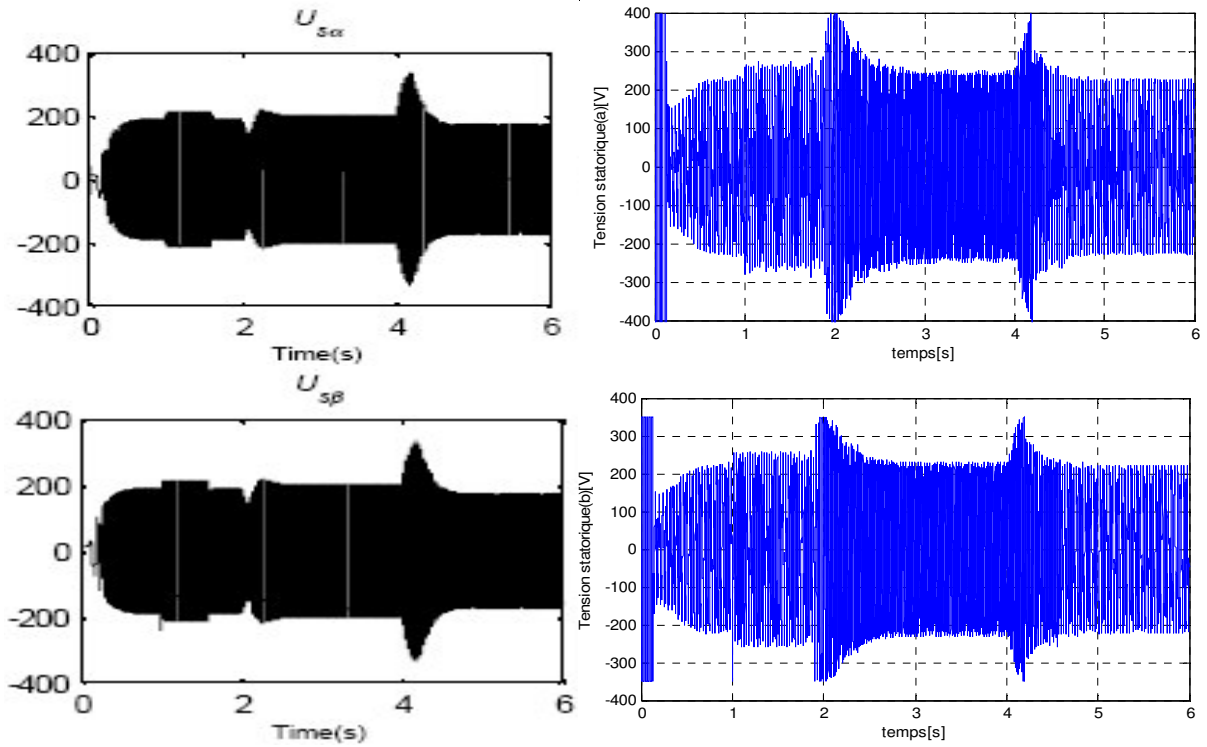
Rotor torque



Speed error



*Stator Current*



*Stator Voltage*

*Fig. E.6A. Résultats expérimentaux [113]      Fig. E.6A'. Résultats Simulation de Meziane*





# *Bibliographie*

## Bibliographie

---

---

- [1] **Jean. Pierre et Jean-Paul Hautier**, " *Modélisation et commande de la machine asynchrone*", collection; 7 *électrotechnique*; éditions technique, France, 1995.
- [2] **W.Leonhard**, "Control of machines with the help of microelectronics", *Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Sept 1994*, pp. 35-58
- [3] **G. Seguir, J. Lesenne, F. Notelet**, "Introduction a l'électrotechnique approfondie", *Technique et Documentation.11, Rue Lavoisier ,75737 Paris, 1981*.
- [4] **Ludtke, I., Jayne M. G.** "A comparative study of high performance speed control strategies for voltage source PWM inverter fed induction motor drives", *Seventh International Conference on electrical Machines and Drives, 11-13 September 1995, University of Durham, UK*.
- [5] **Bimal K. Bose**, "Modern power electronics and AC drives", *Condra Chair of Excellence in Power Electronics, the University of Tennessee, Knoxville.2002*.
- [6] **G. Grellet, G. Clerc** "Actionneurs électriques", *Editions Eyrolles, 1997*.
- [7] **P. Vas**, " Sensorless vector and direct torque control ", *Oxford Science Publication, 1998*.
- [8] **M. Ta-Cao, M. Tarbouchi, H. Le-Huy**, "Un variateur de vitesse de haute performance pour l'entraînement à machine asynchrone avec commande vectorielle", *Proceedings of the Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Canada, Vol. 1, pp.288-291, September. 1995*
- [9] **Mohand A. Ouhrouche, , C. Volat** , "Simulation of a direct field-oriented controller for an induction motor using matlab/simulink software package", *Proceeding of the IASTED International Conference Modelling and Simulation (MS'2000) May 15-17, 2000 , USA*
- [10] **Chady El Moucary, Eduardo Mendes, and Adel Razek**, "Decoupled direct control for pwm inverter-fed induction motor drives", *IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 5, September/October 2002*
- [11] **Rong-Jong Wai , Jeng-Dao Lee and Kuo-Min Lin**, "Robust decoupled control of direct field-oriented induction motor drive industrial electronics", *IEEE Transactions on Vol.52, Issue 3, pp. 837 – 854. June 2005*
- [12] **Carlos Canudas de Wit**," *Optimisation discrétisation et observateurs* ", Vol.2, *HERMES Science Europe LTD. Paris, 2000*.
- [13] **Thierry Lubin**, "Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable Prise en compte de la saturation magnétique", *Thèse de Doctorat Université Nancy, 2003*.
- [14] **Stephan Beineke Harald Wertz**, "Design of extended Kalman filters for high performance position control of electrical drives", *Proceedings of the 1999 IEEWASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics September 19-23, 1999 Atlanta, USA*.
- [15] **CH. El Moucary, G. Garcia Soto, E. Mendes**, "Robust rotor flux, rotor resistance and speed estimation of an induction machine using the extended kalman filter", *IEEE - ISIE'99, Intern. Symp. on Industrial Electronics, Vol. 2, pp. 742-746, 12-16 Juillet 1999, Bled, Slovenie*.
- [16] **R. Magureanu, C. Ilas, V. Bostan, M.Cuibus, V. Radut**, "Luenberger, Kalman, neural observers and fuzzy controllers for speed induction motor", *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International Vol.3, Issue, pp.1256 – 1261. 2000*

- [17] **K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, And S. L. Ho**, " *Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter*", **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, Vol. 49, No. 1, February 2002
- [18] **Seok Ho Jeon, Student , Kwang Kyo Oh, and Jin Young Choi**, "*Flux observer with online tuning of stator and rotor resistances for induction motors*" , **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, Vol. 49, No. 3, June 2002
- [19] **Malek Ghanes**, "*Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique*", **Thèse de Doctorat, l'Université de Nantes, 03 Novembre 2005, France**
- [20] **Isao. Takahashi, Toshihiko. Noguchi**, "*Take a look back upon the past decade of direct torque control*", **IECON. 23<sup>rd</sup> International Conference on Vol.2, Issue, pp.546 – 551, Nov 1997.**
- [21] **Y. A. Chapuis and D. Roje**, "*Direct torque control and current limitation method in start up of an induction machine*", **Proceedings of IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, pp. 451-455. UK, 1998.**
- [22] **Buja, G.; Casadei, D and Serra, G.**, "*Direct torque control of induction motor drives*", **Proceedings of The IEEE International Symposium, Issue, pp. 2-8 Vol. 17-11 Jul 1997**
- [23] **C. Attaianesi - G. Tomasso A. Damiano - I. Marongiu A. Perfetto**, "*Direct torque and flux control of induction motor drives*", **Power Electronics and Drive Systems, Proceedings, Issue, 26-29 pp. 642 - 648 vol.2, May 1997**
- [24] **Landau. I.D. Et Dugard. L.**, "*Commande adaptative aspects pratiques et théoriques*", **Editions Masson, Paris, 1996.**
- [25] **Zelmat M.**, "*Automatisation des processus industriels Tome 2, Commande modale et adaptative* ", **Office des publications universitaires, Algérie 2001**
- [26] **Olivier Pages**, "*Etude et comparaison de différentes structures de commande multi-contrôleurs application a un axe robotise*", **L'Ecole Supérieure d'Ingénieurs d'Annecy, Université de Savoie, Juillet 2001**
- [27] **Osburn, P. V., H. P. Whitaker and A. Kezer**, "*New developments in the design of adaptive control systems*", **In: Institute of Aeronautical Sciences, pp. 61-39. 1961.**
- [28] **G. Ramond**, "*Contribution à la Commande Prédictive Généralisée Adaptative Directe et Application*", **Université Paris XI U.F.R. Scientifique D'Orsay, thèse doctorat Sept 2001.**
- [29] **Schauder Colin**, "*Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers Without Rotational Transducers* ", **Conf. Rec. IEEE IAS Annu Meeting, pp. 493-499, 1989.**
- [30] **P.Boucher, D.Dumur**, "*La Commande prédictive*", **Edition Technique, Paris, 2000.**
- [31] **H. Kubota and K. Matsuse**, "*DSP based speed adaptive flux observer of induction motor*", **IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, No. 2, pp. 344-348, Mar/Apr 1993.**
- [32] **Riccardo Marino Sergei Peresada and Paolo Valigi**, "*Adaptive input-output linearizing control of induction motors*", **IEEE Transactions On Automatic Control, Vol.38, No.2, February 1993**
- [33] **Georgiou G.** "*Commande adaptative de moteur asynchrone*" **Mémoire de D.E.A., Labo fltoilt des Signaux et Systèmes Gif. sur. Yveue, 1988.**
- [34] **Sastry, S.S. and M. Bodson.**, "*Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness*", **Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.**
- [35] **R. Marino, S. Peresada and P. Tomei**, "*Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance* ", **Proceedings of The 35<sup>th</sup> Conference on Decision and Control Kobe, Japan December 1996.**

- [36] **M. Tarbouchi**, "Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé", *Thèse de Philosophie Doctor, Université Laval, Québec, Septembre 1997.*
- [37] **Slama-Belkhdja1 and B. de Fornel.**, "Commande adaptative d'une machine asynchrone", *Journal de Physique III France pp. 6 779-796. 1996*
- [38] **B. Grcar, P. Cafura, M. Znidaric and F. Gausch**, "Nonlinear control of synchronous servo drives", *IEEE Trans. on Control systems technology, vol. 4, No. 2, March 1996.*
- [39] **Azeddine Kaddouri**, "Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à ajmants permanents", *Thèse doctorat (Ph.D) l'Université Laval canada 2000.*
- [40] **Thomas Von Raumer, Jean Michel Dion, Luc Dugard, And Jean Luc Thomas**, "Applied nonlinear control of an induction motor using digital signal", *Processing IEEE Transactions On Control Systems Technology, Vol. 2, No. 4, December 1994*
- [41] **A. N Doudi-Likoho, S.I. Seleme and C. Canudas-de-Wit**, "Full adaptive control of induction motors", *ECC'93, Holland.*
- [42] **T. V. Raumer**, "Commande adaptative non linéaire de machine asynchrone", *Thèse de doctorat, INP Grenoble, France, 1994.*
- [43] **Li Zhen, And Longya Xu**, "Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme", *IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 45, No. 5, October 1998*
- [44] **Wang Yaonan, Lu Jiantao, Huang Shoudao and Qiu sihai**, "Speed sensorless vector control of induction motor based on the MRAS theory", *Power Electronics and Motion Control Conference, The 4<sup>th</sup> International Vol. 2, Issue , 14-16, pp. 645 – 648, Aug. 2004*
- [45] **D. Kim, I. Ha, and M. Ko**, "Control of induction motors via feedback linearization with Input-output decoupling ", *Int. J. Control. vol. 51, No. 4, pp. 863-883, Mar. 1990.*
- [46] **Shoudao Huang, Yaonan Wang, Jian Gao, Jiantao Lu and Sihai Qiu**, "The vector control based on MRAS speed sensorless induction motor drive" *Proceedings Of The 5<sup>th</sup> World Congress On Intelligent Control And Automation, June 15-19, 2004, Hangzhou. P.R. China*
- [47] **R. Cárdenas, R. Peña, G. Asher, J. Clare, And J. Cartes**, "MRAS observer for doubly fed induction machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 4, Dec 2005.*
- [48] **Imad AL-ROUH** " Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone ", *Thèse Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 12 Juillet 2004*
- [49] **De Luca A. Ulivi G**, "Design of an exact nonlinear controller for induction motors", *IEEE Transactions on Automatic Control Vol. 34, No 12, pp. 1304-1307, 1989.*
- [50] **A. Isidori.** , "Nonlinear control systems", *Second Edition, Springer Verlag Berlin, Heidelberg 1989.*
- [51] **Z. Krzeminski**, "Nonlinear control of induction motor ", *In Proc. IFAC. 10th World Congre. Automatic Control, Munich, 1987, pp. 349–354, Germany*
- [52] **A. Bellini and G. Figalli**, "An adaptive control for induction motor drives based on a fully linearized model", *1993 The European Power Electronics Association.*
- [53] **D. Dumur, P. Boucher and T. Kolb**, "Application of cascade constrained receding horizon predictive control to an induction machine ", *Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on Control Applications Dearborn, Mi September 15-18, 1996.*
- [54] **G. Ramond D. Dumur Z, P. Boucher**, " Direct adaptive constrained receding horizon predictive control with conditional updating application to motor drives", *With Variable Inertia proceedings Of The 38<sup>th</sup> Conference On Decision & Control Phoenix, Arizona December 1999.*



- [55] **Assiya Kettani**, "La commande prédictive globale multivariable", *Mémoire présenté à la Faculté des études supérieures de l'université Laval Canada pour l'obtention du grade de maître ès sciences* 2000.
- [56] **J.Richalet, A. Rault, J.L. Testud et J. Papon**, "Model predictive heuristic Control: applications to industrial processes", *Automatica*, 14(5), pp. 413-428, 1978.
- [57] **D.W. Clarke, C. Mohtadi, and P.S. Tuffs**, "Generalized predictive control: part I: the basic algorithm, part II: extensions and interpretation", *In Automatica*, Vol. 23:2, pp. 137-160, 1987.
- [58] **M. Maaziz**, "Commande prédictive de systèmes non linéaires: application à la commande de machines asynchrones", *Thèse de Doctorat université Paris Xi Orsay*, 2000.
- [59] **R. Hedjar, R. Toumi, P. Boucher and D. Dumur**, " Cascaded nonlinear predictive control of induction motor", *Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Control Applications Anchorage, Alaska, USA September 25-27, 2000*.
- [60] **R. Hedjar, R. Toumi, P. Boucher and D. Dumur**, "End point constraints nonlinear predictive control with integral action for induction motor", *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Control Applications Taiwan, September 2-4, 2004*.
- [61] **A. Merabet, M. Ouhrouche, R. T. Bui and J. S. Thongam**, " Nonlinear multivariable control of induction motor based on generalized predictive control", *Proceedings of the Eighth IASTED International Conference Control And Applications May 24-26, 2006, Montreal, QC, Canada*.
- [62] **A. Merabet**, "Commande non linéaire a modèle prédictif pour une machine asynchrone", *Thèse de Doctorat Université du Québec Mai 2007*.
- [63] **A. Merabet, M. Ouhrouche and R. T. Bui**, "Neural generalized predictive controller for induction motor", *International Journal of Theoretical and Applied Computer Sciences Vol.1 No. 1 pp. 83–100. GBS Publishers and Distributors, India 2006*
- [64] **M. Ouhrouche, R. Beguenane, and M. Dube-Dallaire**, "Real-time simulations: A new powerful tool for rapid prototyping of high performance induction machine controllers", *Proc. IASTED Int. Conf. on Applied Modelling and Simulation, Rhodes, Greece, June 28–30, 2004, 220–225*.
- [65] **S. Chaouch**, "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse", *Thèse de Doctorat en Science Université de Batna, Décembre 2005*.
- [66] **Y. Miloud, A. Draou** "Performance analysis of a fuzzy logic based rotor resistance estimator of an indirect vector controlled induction motor drive", *Turk J Elec Engin, vol.13, N°2. 2005*.
- [67] **A. Miloudi** "Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone", *thèse de doctorat en science, Université d'Oran, 2006*.
- [68] **H. Tamrebet**, "Roubustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", *Magister en Electrotechnique, université Batna 2006*.
- [69] **L. Baghli**, "Contribution a la commande de la machine asynchrone utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", *Thèse de Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, 14 Janvier 1999*.
- [70] **K. L. Shi, T. F. Chan, Y. K. Wong, And S. L. Ho**, "Speed estimation of an induction motor drive using extended Kalman filter ", *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE Vol 1, Issue, pp.243 – 248, 2000*
- [71] **J.S. Thongam, M. Ouhrouche, and R. Beguenane**, "Sensorless indirect vector control of induction motor drive robust against rotor resistance variation", *Power System Control and Operations, November 28 – December 1, 2004 Clearwater Beach, FL, USA pp. 448-045*.

- [72] **Franck Morand**, "*Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones*", *Thèse de Doctorat de Lyon 2005 France*.
- [73] **Ali Zemouche**, "*Sur l'observation de l'état des systèmes dynamiques non linéaires*", *Thèse de Docteur de l'Université Louis Pasteur Strasbourg, 30 Mars 2007*.
- [74] **Z. Ismail, L. Luc and C. Forgez**, "*An extended Kalman filter and an appropriate model for the real-time estimation of the induction motor variables and parameters*", *IASTED International Conference on Measurement and Control MECO 2001, 16-18 Mai 2001, Pittsburg, USA*.
- [75] **Y. A Chapuis**, "*Contrôle directe du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique*", *Thèse Doctorat INPG, Génie Electrique 1996*.
- [76] **A. Faqir**, "*Commande a structure variable d'un entraînement a machine asynchrone soumis a un environnement mécanique variable*", *Thèse de Doctorat, 2003, Lyon*,
- [77] **S. Meziane, R. Toufouti and H. Benalla**, "*Review of direct torque and flux control methods for voltage source inverter fed induction motor*", *ACSE Journal, Vol.6, Issue.3, OCT. , 2006*
- [78] **R. Toufouti S. Meziane and H. Benalla**, "*Direct torque control for induction motor using intelligent techniques*", *Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 3 No. 3, 35-44. September 2007*
- [79] **R. Toufouti**, "*Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone*", *Thèse de Doctorat en Sciences 2008, Constantine*.
- [80] **H.P. Whitaker, J. Yamron and A. Kezer**, "*Design of model reference adaptive control systems for aircraft*", *Rep. R-164, Instrumentation Laboratory, Massachusetts, Institute of Technology, Cambridge, MA, 1958*.
- [81] **Akira Kumamoto, Satoshi Tada, and Yoshihisa Hirane**, "*Speed regulation of an induction motor using model reference adaptive control*", *Control Systems Magazine, IEEE Vol.6, Issue 5, pp 25 – 29, Oct 1986*.
- [82] **M. Ben Messaoud**, "*Décentralisation des lois d'identification ou de commande des systèmes adaptatifs avec modèle de référence de grande dimension*", *Thèse Docteur Ingénieur, INSA-LAAS -Toulouse (France), Juin 1983*.
- [83] **Juan C. Balda, Simon S. Ang**, "*A feasibility study of two adaptive-control methods for vector-controlled induction motor drives*", *IEEE, Vol.1, Issue , 11-14, pp.567-572, Jun 1990*.
- [84] **Sidney R. Bowes and Jian Li**, "*New robust adaptive control algorithm for high-performance ac drives*»*IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 2, pp.325 - 336 April 2000*.
- [85] **A. Chelihi**, "*Synthèse d'une commande adaptative par la théorie d'hyperstabilité, appliqué sur une machine asynchrone triphasée*", *Mémoire De Magistère Institut National Des Hydraucarbure INH Alger 2005*.
- [86] **Popov V.M.** "*Hyperstability of control systems*", *Verlag, Berlin, 1973*
- [87] **Moreira J. C. Hung K.T., Lipo A. And Lorenz R. D.** "*A simple and robust adaptive controller for detuning correction in field-oriented induction machines*", *IEEE Trans. Industry Appl. 28 November/December, 1992*.
- [88] **Izhak Bar-Kana, Howard Kaufman**, "*Simple adaptive control of large flexible space structures*", *IEEE Transactions on aerospace and electronic systems vol. 29, N°4 October 1993*.
- [89] **F. J. Lin and C. M. Liaw** "*Reference model selection and adaptive control for induction motor drives*", *IEEE Transactions on automatic control, vol. 38, N° 10, October 1993*.

- [90] **Liyong Chen Juan C. Balda Kraig J. Olejniczak**, "Model reference adaptive control – implementation considerations on an integer-based DSP", *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, Conference Record of The 1995 IEEE Vol. 2, Issue, 8-12 pp. 1612 – 1618, Oct 1995.*
- [91] **Parks P.C.** "Lyapunov redesign of model reference adaptive control", *IEEE Trans. On A.C., Vol. 2, No.11, pp. 362-367, 1966.*
- [92] **Hu Jun B.R. Duggal and M. Vilathgamuwa**, "A MRAS-based Speed sensorless field oriented control of induction motor with on-line stator resistance tuning", *Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings. International Conference on Publication, Vol. 1, pp. 38- 43, Dec. 1998.*
- [93] **Ilas, C.; Bettini, A.; Ferraris, L.; Griva, G.; Profumo, F.**, "Comparison of different schemes without shaft sensors for field oriented control drives", *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON APOS; 94, 20<sup>th</sup> International Conference on Vol. 3, Issue, 5-9 pp.1579-1588, Sep1994.*
- [94] **Pedro Ponce Cruz. Jaime J. Rodriguez Rivas,** " Induction motor space vector control using adaptive reference model direct and indirect methods", *Industrial Electronics, Proceedings IEEE International Symposium, Issue , pp. 300 - 305 vol.1, 2000.*
- [95] **G. Griva, F. Profumo, R. Bojoi V. Bostan, M.Cuius, C. Ilas,** " general adaptation law for MRAS high performance sensorless induction motor drives", *Power Electronics Specialists Conference, PESC. 2001 IEEE 32<sup>nd</sup> Annual Vol.2, Issue, pp. 1197-1202.*
- [96] **H. Madadi Kojabadi And L. Chang ,** "Model reference adaptive system pseudoreduced-order flux observer for very low speed and zero speed estimation in sensorless induction motor drives", *Power Electronics Specialists Conference, PESC 02. 2002 IEEE 33<sup>rd</sup> Annual Publication Date: 2002 Vol. 1, pp. 301- 305.*
- [97] **Cristian Lascu, Ion Boldea, And Frede Blaabjerg,** "Comparative study of adaptive and inherently sensorless observers for variable-speed induction-motor", *Drives IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 1, February 2006.*
- [98] **Mihai Comanescu, Student, and Longya Xu,** "Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 1, February 2006*
- [99] **S.Meziane, R.Toufouti, H.Benalla,** "MRAS based speed control of sensorless induction motor drives", *ICGST-ACSE Journal, Vol.7, Issue 1, May 2007.*
- [100] **Marcos Vinicius Lazarini and Ernesto Ruppert Filho,** "Sensorless three-phase induction motor direct torque control using sliding mode control strategy laboratory set-up for motor speed control", *Teaching international Conference On Engineering Education – ICEE 2007 September 3 – 7, 2007*
- [101] **Lalili, Djafer,** " Les commandes non linéaires adaptatives de la machine asynchrone", *Mémoire de Magistère, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 1999.*
- [102] **Lamine Kisrane,** "Commande non linéaire de la machine à induction «aspect expérimental", *Mémoire de Magister en Électrotechnique, Université de Batna, 2008. Algérie.*
- [103] **Riccardo Marino, Sergei Peresada, Paolo Valigi;** "Adaptive partial feedback linearization of induction motors", *1990., Proceedings of the 29<sup>th</sup> IEEE Conference On Vol. 6, Issue , 5-7, pp.3313 – 3318, Dec 1990.*
- [104] **Pietrzak-David M, De Fornel B and Purwoadi, M.A.,** "Nonlinear control for sensorless induction motor drives", *9<sup>th</sup> International Conference on Power Electronic and Motion- EPE PEMC 2000 Koscic.*

- [105] **Meziane.S, Toufouti.R and Benalla.H.** "Applied input-output linearizing control for high-performance induction motor", *JATIT, Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, Vol. 4, Number1, pp. 7-15, January, 2008.
- [106] **Hisao Kubota, Kouki Matsuse, and Takayoshi Nakano** "New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives", *Industrial Electronics Society, IECON APOS, 90. 16<sup>th</sup> Annual Conference of IEEE Vol.2, Issue, 27-30 Nov 1990 pp. 921 – 926.*
- [107] **Lipei Huang, Yasuki Tadokoro, and Kouki Matsuse,** "Deadbeat flux level control of direct-field-oriented high-horsepower induction servo motor using adaptive rotor flux observer ", *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 30, No. 4, July / August 1994.
- [108] **M.K. Maaziz, E. Mendes, P. Boucher, D. Dumur,** "A new real-time control strategy for induction motors based on a reference control and rst predictive structure", *EPE-PEMC'2000, Intern. Power Elect, and Motion Control Conf.*, pp. 6.1846. 189, Košice, Republique Slovaque, Septembre 2000.
- [109] **Khoudmi Houari,** "Contribution à l'étude de la commande prédictive des systèmes non linéaires: application à la machine asynchrone", *École Normale Supérieure de l'Enseignement Technique d'ORAN 2008.*
- [110] **Meziane. S, Toufouti. R and Benalla. H,** "Generalized nonlinear predictive control of induction motor", *International Review of Automatic Control Volume1 Issue Number1 May 2008.*
- [111] **R. Hedjar, P. Boucher, and D. Dumur,** "Robust nonlinear receding-horizon control of induction motors", *Proceedings of the WeBO9. 1 44<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference 2005 Seville, Spain, December 12-15, 2005.*
- [112] **R. Hedjar,** "Contribution à l'analyse et à la synthèse de commandes prédictives des systèmes non linéaires", *Thèse de Doctorat d'Etat es Sciences en Electronique de l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Université d'Alger.*
- [113] **R. Hedjar, R. Toumi, P. Boucher and D. Dumur,** "Two cascaded nonlinear predictive controls of induction motor", *Control Applications, 2003. CCA 2003. Proceedings of 2003 IEEE Conference on Publication Date: 23-25 June 2003 Vol. 1, pp. 458- 463.*
- [114] **D. Roye,** "Modélisation, contrôle vectoriel et DTC ", *HERMES Science Europe LTD, 2000, sous la Direction de Carlos Canudas de WIT, pp. 81 -132 Vol.1*
- [115] **Yahan Hua Song Shen Yue Wang Jun Yang ,** "A dynamic MRAC for flux field-oriented control of induction motor ", *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC. The 4th International Vol. 3, Issue, 14-16, pp. 1409 – 1414, Aug. 2004.*

# Travaux scientifiques

---

---

## **Publications Internationales**

1. International journal of applied sciences supported at Budapest Technique Polytechnical Institution, Volume 5 Issue Number4 2008. ISSN 1785-8860  
Titre: ***Nonlinear Control of Induction Machines Using an Extended Kalman Filter***  
Salima Meziane, Riad Toufouti, Hocine Benalla
2. IRACO: International Review of Automatic Control Volume1 Issue Number1 May 2008  
ISSN 1687-4811  
Titre: ***Generalized Nonlinear Predictive Control of Induction Motor***  
Auteurs: Salima Meziane, Riad Toufouti, & Hocine Benalla.
3. ACSE International Journal on Automatic Control and System Engineering, Volume 7, Issue 1, May 2007. ISSN 1687-4811  
Titre: ***MRAS based Speed Control of sensorless Induction Motor Drives***  
Auteurs: Salima Meziane, Riad Toufouti & Hocine Benalla
4. JATIT Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Volume4, Number1, pp. 7-15, January, 2008. ISSN 1992-8645  
Titre: ***Applied Input-Output Linearizing Control for High-Performance Induction Motor***  
Auteurs: Salima Meziane, Riad Toufouti & Hocine Benalla.
5. IJAER International Journal of Applied Engineering Research Volume 3, N° 6, pp. 733-747. 2008  
Titre: ***Speed Sensorless Direct Torque Control and Stator Resistance Estimator of Induction Motor Based MRAS Method***  
Auteurs: Salima Meziane, Riad Toufouti, & Hocine Benalla.
6. ACSE International Journal on Automatic Control and System Engineering, Volume 6, Issue 3, pp. 47-53, October 2006. ISSN 1687-4811  
Titre: ***Review of Direct Torque and Flux Control Methods for Voltage Source Inverter Fed Induction Motor***  
Auteurs: Salima Meziane, Riad Toufouti & Hocine Benalla

## **Communications Internationales**

1. SSD'07 Fourth International conference on Systems, signals & Devices, Volume II: Conference on Power Electrical Systems Hammamet, Tunisia March 19-22, 2007  
Titre: ***Model reference adaptive system based sensorless control of induction motor***  
Auteurs: Salima. Meziane, Riad Toufouti & H. Benalla.
2. ICEEA'06 Conférence Internationale sur l'électrotechnique et ses Applications, Sidi Bel Abbes, 22-23 Mai 2006.  
Titre: ***Etude comparative entre la DTC deux-niveaux et la DTC trois-niveaux de la machine asynchrone*** ; Auteurs: Salima.Meziane, Riad Toufouti & H. Benalla.



**Résumé :** La machine asynchrone offre de nouvelles perspectives technologiques dans de nombreux domaines industriels, où l'on apprécie principalement sa simple structure mécanique, sa robustesse et son faible coût. Cependant son comportement dynamique est très complexe (système non linéaire multi variables fortement couplées) rend sa commande compliquée et exige des algorithmes de contrôle complexes.

Avec les progrès de l'électronique de puissance, liés à l'apparition de composants interrupteurs rapides, a provoqué des changements importants dans la conception des systèmes de commande/régulation. Ce développement a favorisé l'émergence de différentes stratégies de commandes : Commande vectorielle, non linéaire et commande prédictive... etc

La commande vectorielle a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Cependant cette technique nécessite, d'une part la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine et d'autre part elle reste très sensible aux variations des paramètres de la machine qui induisent la perte de découplage.

Le but de cette thèse dans un premier lieu est de présenter une multitude de techniques de commande alternatives à la commande vectorielle, à savoir (les commandes sans capteur et la commande adaptative). Puis la mise en œuvre d'une loi de commande non linéaire, prédictive et adaptative prédictive de haute performance appliquée à la machine asynchrone, avec comme objectif d'améliorer la poursuite de trajectoires, garantir la stabilité, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet de perturbation. Des tests de simulations numériques sont effectués, les résultats obtenus démontrent l'efficacité et les performances dynamiques de la stratégie proposée.

**Mots clés** *Machine asynchrone, Commande vectorielle, commande adaptative, commande non linéaire, commande prédictive.*

**Abstract :** The induction motor given a new technology perspective in many industries, due to their simple mechanical structure, easy maintenance and low cost. However its dynamic structure is very complex (system non-linear multi variable strongly coupled) makes his control is complicated requiring complex control algorithms.

With the progress in power electronics associated with the appearance of fast components switches, caused significant changes in the design of systems control/regulators. This development has encouraged the emergence of various commands: Vector Control, non-linear and predictive control... etc

The vector control has been in recent years towards the most important research and best suited to industrial requirements. However However, this structure requires the establishment of a sensor in rotor and is very sensitive in to parameters machine variations that induce loss of decoupling.

The aim of this thesis in the first place is to present a multitude of alternative techniques to vector control, namely (sensorless control and adaptive control). Then the development of a high performance non-linear, predictive and adaptive predictive control applied to the induction motor, with the objective of this work is directed towards improving trajectory tracking capability, stability guarantee, robustness to parameters variations and disturbance rejection. Some numerical simulations tests are realised and the obtained results demonstrate the efficiency and the dynamic performances of the proposed strategy

**Keyword:** *Induction motor, Field oriented control, Adaptive control, Non linear control, Predictive control.*

**ملخص:** الآلة غير المتزامنة توفر تطلعات تكنولوجية جديدة في العديد من الميادين الصناعية، وهذا في المقام الأول إلى بساطة تركيبها الميكانيكية سهولة صيانتها وتكلفتها المنخفضة. لكن تركيبها الديناميكية معقدة جدا (نظام غير خطي متعدد المتغيرات جد مرتبط) يجعل التحكم فيها معقد يتطلب على خوارزميات سيطرة معقدة.

ومع تقدم مع تقدم إلكترونيك الاستطاعة المرتبط بظهور عناصر ومفاتيح جد سريعة ، بسبب التغييرات الكبيرة في تصميم أنظمة التحكم /الضبط. وقد شجع هذا التطور على ظهور تقنيات تحكم مختلفة : التحكم الشعاعي ، غير الخطي و التنبؤي ... الخ

التحكم الشعاعي لتدفق الجزء المتحرك أضحت في السنوات الأخيرة من سبل البحوث ذات الأهمية الكبيرة والأنسب لمتطلبات الصناعة. ومع ذلك، فإن هذا التقنية تتطلب وضع مراقب ميكانيكي و تبقى جد حساسة لتغيرات معاملات الآلة الذي يؤدي إلى فقدان التحكم المنفصل. الهدف من العمل المقدم في هذه المذكرة، في المقام الأول هو تقديم العديد من التقنيات البديلة للتحكم الشعاعي، ومنها (التحكم دون مراقب و التحكم التوافقي). ثم وضع قانون تحكم غير الخطي ، تنبؤي و غير الخطي تنبؤي توافقي ذو خصائص عالية مطبق على الآلة غير المتزامنة ، وذلك بهدف زيادة تحسين المسارات ، وضمان الاستقرار، وقوة صلابة لتغيرات معاملات الآلة و رفض الاضطرابات. اختبارات المحاكاة الرقمية تم انجازها والنتائج المحصل عليها تدل على كفاءة والأداء الديناميكي الاستراتيجي للتقنيات المقترحة.

**مفاتيح :** *آلة اللامتزامنة التحكم الشعاعي التحكم التوافقي التحكم غير الخطي التحكم التنبؤي*