

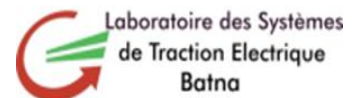
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE BATNA

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : Commande



PAR

YOUSFI MESSAOUD

Ingénieur d'état en électrotechnique

THEME

SYNTHESE DES CONTROLEURS PAR

BACKSTEPPING

DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Devant le jury composé de

ABDESSEMED RACHID

BENAGGOUNE SAID

NACERI FARID

SELLAMI SAID

BENAAKCHA ABDELHAMID

Professeur

MCA

Professeur

MCA

MCA

Univ. Batna

Univ. Batna

Univ. Batna

Univ. Batna

Univ. Biskra

Président

Rapporteur

Rapporteur

Examineur

Examineur

Année Universitaire : 2013/2014

Remerciements

SYNTHESE DES CONTROLLEURS PAR BACKSTEPPING DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Résumé

Les systèmes non linéaires représentent une grande partie des systèmes étudiés dans l'industrie parmi lesquels on trouve la machine asynchrone.

C'est pour cette raison que le développement des lois de commandes non linéaires est devenu très intéressant pour l'amélioration des performances.

Ce mémoire aura pour objet l'étude de la commande non linéaire Basée sur le Backstepping. Pour améliorer les performances, on présente aussi la commande hybride mode Glissant-Backstepping. Tous les résultats de simulation obtenus sont donnés dans ce mémoire avec les différentes remarques et les améliorations observés par rapports à plusieurs tests effectués sur la machine asynchrone.

Mots Clés

Machine asynchrone, commande par Backstepping, commande hybride, simulation.

SOMMAIRE

Résumé et mots clés	
Sommaire.....	I
Liste des symboles.....	IV
Introduction générale	1
0.1- Généralité.....	1
0.2- Problématique.....	2
0.3- Organisation du mémoire.....	3

CHAPITRE 1 : Modélisation et simulation de la machine asynchrone en vue de sa commande.

1.1- Introduction.....	6
1.2- Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande.....	6
1.3- - Modélisation de la machine asynchrone.....	7
1.3.1-Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	7
1.3.2- Equations électriques.....	8
1.3.3- Equations magnétiques.....	8
1.4-Transformation du système triphasé.....	9
1.4.1- Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q.....	10
1.4.2- Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q.....	11
1.4.3-Expressions du couple électromagnétique et de la puissance.....	11
1.4.4- Equation du mouvement	12
1.5- Choix du référentiel d-q.....	12
1.6- Modèle de la machine asynchrone en vue de sa commande.....	13
1.7- Modèle de la machine asynchrone en vue de sa modélisation et simulation.....	15
1.7.1- Choix du référentiel.....	15
1.7.2- Mise en équations.....	15
1.8- Simulation de la machine asynchrone.....	16
1.9- Résultats de simulation.....	18
1.9.1- Cas où la MAS est à vide ($C_r=0$).....	18
1.9.2 Cas où la MAS est en charge ($C_r=10$ Nm).....	19
1.10- Conclusion.....	20

CHAPITRE 2: Commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone.

2.1 Introduction.....	22
2.2- Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	23
2.3- Commande vectorielle directe.....	23
2.3.1- Estimation du flux rotorique.....	23
2.3.2- 1 Mesure du flux rotorique.....	24
2.4- Commande vectorielle indirecte.....	24
2.4.1- Principe.....	24
2.4.2. Structure.....	26
2.4.3. Description des composants du système de commande	26
2.4.3.1. Boucles de régulations des courants.....	26

2.4.3.2 Régulateurs de courants.....	29
➤ Régulateur du courant isd.....	29
➤ Régulateur du courant isq.....	30
2.4.3.3. Régulateur de vitesse.....	30
➤ Régulateur PI.....	30
➤ Régulateur IP.....	31
2.5- Calcul de l'angle d'orientation du flux rotorique: θ_s	32
2.6- Résultats de simulation.....	32
2.6.1- Fonctionnement nominale de la machine asynchrone	32
2.6.2- Fonctionnement lors de la variation de vitesse.....	34
2.6.3- Fonctionnement lors de la variation de la charge	36
2.6.4 -Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique.....	39
2.6.5 - Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique.....	41
2.7 Conclusion.	44

CHAPITRE 3: Commande Vectorielle par le Backstepping Et le Backstepping adaptatif de la machine Asynchrone.

3.1- Introduction.....	46
3.2- Application du backstepping sur des systèmes.....	47
3.2.1- Application sur un système de 3 ^{ème} ordre.....	47
3.2.2- Système d'ordre n.....	50
3.3 Application du Backstepping à la commande de la MAS.....	52
3.4 Résultats de simulation.....	55
3.4.1- Fonctionnement nominale de la machine asynchrone	55
3.4.2- Fonctionnement lors de la variation de vitesse.....	57
3.4.3- Fonctionnement lors de la variation de la charge	59
3.4.4 -Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique.....	61
3.4.5 - Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique.....	63
3.5-Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone Par le Backstepping Adaptatif	66
3.5.1 Principe de la commande backstepping adaptative.....	67
3.5.2 . Application du Backstepping adaptatif pour un système du 2 ^{ième} ordre.....	67
3.5.3 Application à La commande de la M.A.S.....	68
3.5.4 Résultats de simulation.....	70
3.5.4.1. Cas ou la résistance rotorique est inconnue	70
3.5.4.2. Cas ou le couple de charge est inconnu	72
3.6. Conclusion.....	74

CHAPITRE 4: Commande hybride Mode Glissant-Backstepping De la machine asynchrone.

4.1. Introduction.....	76
4.2. Commande par Mode Glissant.....	76
4.2.1. Différentes structures du contrôle par mode glissant.....	77
4.2.2. Régimes du mode glissant.....	77

4.2.2.1. Régime glissant idéal	77
4.2.2.2. Régime glissant réel.....	78
4.2.3. Synthèse d'un contrôleur par mode glissant.....	79
4.2.4. Choix des surfaces de glissement.....	79
4.2.5- Conditions d'existence et de convergence d'un régime glissant	79
4.2.5.1- Approche directe.....	79
4.2.5.2- Approche de Lyapunov.....	79
4.2.6- La commande discontinue de base.....	80
4.3- Commande par Backstepping.....	81
4.3.1- Conception d'une loi de commande par Backstepping.....	81
4.4- Commande hybride Mode Glissant-Backstepping.....	82
4.5. Synthèse de la commande.....	82
4.6-Résultats de simulation	86
4.6.1- Fonctionnement nominale de la machine asynchrone	86
4.6.2- Fonctionnement lors de la variation de vitesse.....	88
4.6.3- Fonctionnement lors de la variation de la charge	89
4.6.4 -Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique.....	91
4.6.5 - Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique.....	93
4.7- Représentation des résultats de simulation.....	94
4.7.1- Fonctionnement nominale de la machine asynchrone	95
4.7.2- Fonctionnement lors de la variation de vitesse.....	100
4.7.3- Fonctionnement lors de la variation de la charge	103
4.7.4 -Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique.....	106
4.7.5 - Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique.....	109
4.8 -Etude comparatives des commandes étudiées	113
4.9- Conclusion.....	115
CONCLUSION GENERALE.....	116
ANNEXE PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	120
BIBLIOGRAPHIE.....	121

NOTATIONS ET SYMBOLES

MAS: Machine asynchrone.

a, b, c : Indices correspondant aux trois phases statoriques ou rotoriques.

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions statoriques

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions rotoriques

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants statoriques

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux statoriques

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Flux rotoriques

R_s, l_s : Résistance et inductance propre d'une phase statorique

R_r, l_r : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique

m_s : Inductance mutuelle entre deux phases du stator

m_r : Inductance mutuelle entre deux phases du rotor

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statoriques

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductances rotoriques

m_{sr} : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique

M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

L_s : Inductance cyclique propre statorique

L_r : Inductance cyclique propre rotorique

M : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

θ : Angle électrique entre rotor et stator

α, β : Axes fixés au stator

x, y : Axes fixés au rotor

$[P]$: Matrice de transformation de PARK

ω_s : Vitesse électrique (pulsation) statorique

ω_r : Vitesse électrique rotorique

w : Vitesse électrique du rotor par rapport au stator

f_r : Coefficient de frottement

J : Moment d'inertie

P : Nombre de paires de pôles

T_s : Constante de temps statorique

T_r : Constante de temps rotorique

σ : Coefficient de dispersion (de Blondel).

$W=\Omega$: Vitesse mécanique

Φ_d : Composante directe du flux rotorique

Φ_q : Composante en quadrature du flux rotorique

BO: Boucle ouverte

Introduction générale

0.1-Généralité

La machine asynchrone (MAS) est une machine électrique utilisée principalement dans les applications industrielles. Ses principaux avantages sont: sa construction simple, son coût de revient peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse, et surtout sa maintenance simple et économique.

A partir de ces considérations analogiques, elle est de plus en plus utilisée pour des commandes performantes en remplaçant du moteur à courant continu.

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Pour ce faire, ce découplage entre le couple et le flux, la commande classique sert à contrôler : le couple par le glissement et le flux par le rapport tension/fréquence U/f (constant). Mais, et à cause du manque d'informations sur le rapport U/f , ce type de commande a monté ses limites en matière de qualité de ses performances.

En ce temps, le principe de découplage n'a pas été encore développé, l'apparition d'une nouvelle technique dite "commande vectorielle" ou "commande par flux orienté" a rendu la commande de la machine asynchrone possible comme les machine à courant continu.

Dans cette étude nous présentons la commande d'une machine asynchrone dont l'objectif est garantir les performances désirées en matière de robustesse vis a vis des variations de ses paramètres et du couple de charge.

En revanche, la commande des machines asynchrones peut devenir très complexe selon les performances souhaitées. Cette complexité est due principalement aux raisons suivantes:

- le modèle analytique de la machine asynchrone est non linéaire.
- il s'agit d'un modèle multi-variables et fortement couplé.
- présence d'incertitudes paramétriques et nécessité de prendre en compte leur variation dans le temps.

Le problème de la complexité de la machine à induction a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, la plus populaire parmi elle, est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, qui permet de ramener la commande de la machine à induction à une commande linéaire similaire à celle d'une machine à courant

continu à excitation séparée. Toutefois, cette technique de commande présente relativement une certaine sensibilité liée aux variations paramétriques, pour robustifier cette commande plusieurs techniques de synthèse de régulateurs ont été proposées, telles que la commande par Backstepping. [1, 2,3].

Les premières architectures de commande des machines asynchrones étaient basées sur la traditionnelle commande scalaire qui ne peut garantir que de modestes performances. Dans de nombreux domaines d'application, il est nécessaire de recourir à des commandes plus sophistiquées, compatibles avec les performances escomptées mais bien plus complexes.

Grâce aux progrès technologiques réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et dans celui de l'électronique numérique, il est devenu possible de concevoir l'implémentation réelle de tels algorithmes de commande quelque soit leur degré de complexité et leur temps d'exécution.

Aujourd'hui, le domaine de la commande des machines électriques est devenu une discipline à part entière. C'est un domaine multidisciplinaire qui inclut à la fois : l'électronique de puissance, l'automatique, et l'électronique numérique.

Les techniques de commande basées sur l'étude de la stabilité (Lyapunov based control) du système offrent une synthèse systématique du régulateur qui stabilise le système.

L'objectif principal de ce travail est de synthétiser des lois de commande robustes en se basant sur la théorie de Lyapunov.

La disponibilité et l'accessibilité directes des résultats, à partir de simulateurs sont nécessaires dans tous les travaux de recherche modernes. Ainsi, dans le cadre de cette étude nous avons choisit de travailler sous environnement **Matlab/Simulink**.

0.2- Problématique

Dans le but de la résolution du problème de la commande de la machine et la rendre facile à étudier avec La sensibilité par rapport aux variations paramétriques et la stabilité de notre système on fait introduire la commande par Backstepping et par Backstepping adaptatif successivement pour minimiser l'influences de ces problèmes.

Le terme hybride va prendre une grande place dans l'évolution des commandes non linéaires par la stabilité et la robustesse par rapport aux variations paramétriques est assuré simultanément par la commande hybride Backstepping-Mode glissant. [3].

0.3- Organisation du mémoire

Le mémoire de thèse est organisé de la façon suivante :

Dans le premier chapitre, nous rappelons d'abord la modélisation de la machine asynchrone en triphasé et diphasé ainsi qu'à sa représentation dans les différents repères, chose qui s'avère indispensable pour étudier la dynamique et le comportement de la machine tant aux régimes transitoires qu'au régime permanent.

Le deuxième chapitre est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la synthèse des régulateurs PI classiques par la méthode de compensation de pole, ensuite nous nous intéressons plus particulièrement à la commande de la machine dans le cadre d'une orientation de flux rotorique. Cependant, une version indirecte (IFROC) de la commande vectorielle classique est présentée, et on en conclut sur la sensibilité de cette commande face aux variations paramétriques grâce aux résultats obtenus par simulation.

Dans le troisième chapitre, et par souci de robustesse de la commande *IRFOC* choisie on introduira des régulateurs Backstepping, une étude théorique sera consacrée aux concepts de base du Backstepping.

Ce chapitre est consacré à la définition de la stabilité au sens de Lyapunov, ainsi que la technique de commande connue sous le nom de backstepping et son application dans la commande de la machine à induction. Pour robustifier cette commande face aux variations paramétriques, une commande est ajoutée à la commande du système nominal pour développer la commande de la machine à induction dont les paramètres sont inconnus, par le backstepping adaptatif, et on conclut sur la robustesse de cette technique, Après on procédera à la simulation et à l'analyse des résultats.

Enfin, dans le quatrième chapitre, concerné par l'amélioration des performances des commandes, on utilisant la notion de la commande hybride. Il s'agit de combiner le principe de deux commandes différentes. Dans notre travail la commandes utilisée est Backstepping-mode glissant.

En première partie on procèdera à l'étude théorique de la technique *hybride* Backstepping-mode glissant, puis on passera à la simulation et l'interprétation des résultats obtenus.

Enfin un tableau comparatif pour tirer les performances obtenues des différentes commandes étudiées dans cette thèse.

Ce mémoire sera achevé par une **conclusion générale** sur la commande proposée de la machine asynchrone, et les travaux qui peuvent être envisagés en perspectives.

Ce travail a été réalisé au sein du **laboratoire des systèmes de Traction Electrique** de l'université de Batna.

Chapitre 1

***Modélisation et simulation de
la machine asynchrone en
vue de sa commande***

1.1. Introduction

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur de vitesse dont l'utilisation industrielle est de plus en plus importante. Un tel intérêt a été suscité d'une part à cause des caractéristiques de la machine à induction : faible coût d'achat, maintenance simplifiée et robustesse mécanique, et d'autre part grâce à l'essor de l'électronique de puissance.

Le moteur asynchrone est considéré dans plusieurs applications comme étant la meilleure solution. À ce jour, en Europe et en Amérique les trains à grande vitesse (TGV) de nouvelle génération utilisent ce type d'actionneur (Eurostar, l'American Fly, ...etc.). Le moteur asynchrone peut intéresser également tout type d'applications utilisant des moteurs électriques (téléphériques, ascenseurs, élévateurs, ...).

Le développement des systèmes utilisant les moteurs asynchrones fonctionnant à vitesse variable a été possible grâce d'une part, à la facilité d'implantation de techniques évoluées en temps réel dans des cartes de commande, et d'autre part à la performance des convertisseurs statiques de puissance associés aux systèmes de contrôle. Le degré de perfectionnement atteint par ces dispositifs permet d'augmenter leur part d'applications en remplaçant au fur et à mesure les entraînements à courant continu.

La machine ou le moteur asynchrone (MAS) est largement répandue actuellement pour ses qualités bien connues, toute fois, sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques à cause de l'absence de découplage naturel entre flux et couple.

La modélisation de la machine asynchrone est une phase essentielle pour l'élaboration de sa commande; le modèle, peut être obtenu par l'application de la transformation de PARK ou par l'utilisation de la notation complexe (modélisation vectorielle).

1.2. Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu couteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le

rotor [37]. Par ailleurs, pour élaborer des approches de commande assurant les performances espérées, nous avons besoin d'un modèle reflétant le fonctionnement de la machine en régime transitoire tant qu'en régime permanent [37,42].

Dans ce paragraphe, nous exposons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone qui sera adopte dans ce manuscrit ainsi que sa transformation dans le système biphasé.

1.3. Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation de la machine asynchrone est établie sous les hypothèses simplificatrices suivantes

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On admet que la force magnétomotrice (fmm) créée par chacune des phases des deux armatures est a répartition sinusoïdale.

1.3.1. Modèle dynamique de la machine asynchrone (MAS)

La MAS triphasée, représentée schématiquement par la figure (Fig.1.1), est munie de six enroulements [42].

- Le stator de la machine est forme de trois enroulements fixes décalés de 120° dans L'espace et traverses par trois courants triphasés.
- Le rotor peut être modélise par trois enroulements identiques court-circuités dont la Tension aux bornes de chaque enroulement est nulle.

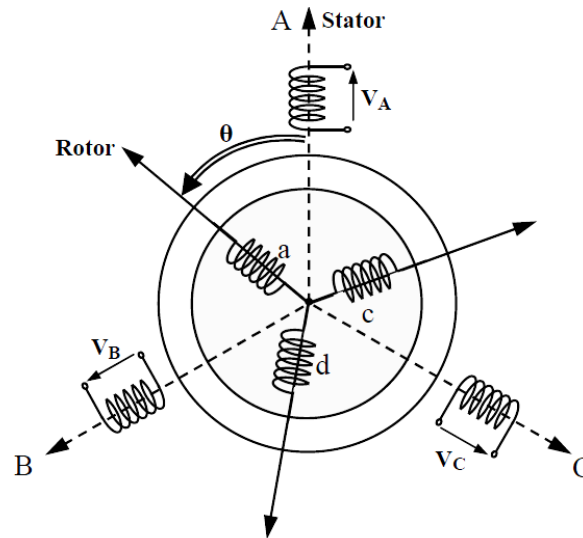


Fig.1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

1.3.2. Equations électriques

Par application de la loi de Faraday a chaque enroulement, on peut écrire

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \tag{1.1}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \tag{1.2}$$

Avec

$$[V_{sabc}] = [V_A \ V_B \ V_C]^T ; \quad [I_{sabc}] = [I_A \ I_B \ I_C]^T ; \quad [\Phi_{sabc}] = [\Phi_A \ \Phi_B \ \Phi_C]^T$$

$$[V_{rabc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^T ; \quad [I_{rabc}] = [I_a \ I_b \ I_c]^T ; \quad [\Phi_{rabc}] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$$

Les matrices des résistances statoriques et rotoriques de la MAS sont données par

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

1.3.3. Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \tag{1.3}$$

$$[\Phi_{rabc}] = [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}] \tag{1.4}$$

Les différentes matrices d'inductances s'écrivent

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

On obtient finalement le modèle de machine asynchrone triphasée suivant

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (1.5)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}[M_{rs}][I_{sabc}] + [L_r][I_{rabc}] \quad (1.6)$$

1.4. Transformation du système triphasé

Dans le souci de simplifier la modélisation et ainsi réduire le temps de calcul, on utilise une Transformation mathématique qui permet de remplacer 3 enroulements (a, b et c) décalés de 120° par deux enroulements (d et q) en quadrature et solidaires du rotor de la machine.

Pour que cette transformation soit valable, il est nécessaire d'admettre quelques hypothèses

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- Ce circuit magnétique et la répartition des forces magnétomotrices sont homogènes (indépendance vis-à-vis d'une rotation).
- La machine doit être alimentée, comme on le fait dans la pratique, par un système de tensions triphasées sans neutre. Dans ce cas, la somme des 3 courants est forcément nulle et la composante homopolaire est nulle.

Les transformations des systèmes triphasés sont ainsi utilisées dans l'étude des machines électriques afin de faciliter leurs commandes. Parmi celles-ci on cite la transformée de Park qui représente un outil mathématique, généralement utilisée pour passer d'un repère fixe lié au stator d'une machine électrique à un repère tournant lié à son rotor ou au champ magnétique.

1.4.1. Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

Les équations électriques, de la machine asynchrone dans le système biphasé, obtenues en appliquant la transformation de Park aux équations précédemment mentionnées, sont données comme suit

Pour le stator

$$[P(\theta_s)]^{-1}[V_{sdq}] = [R_s]([P(\theta_s)]^{-1}[I_{sdq}]) + \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{sdq}]) \quad (1.7)$$

En multipliant l'équation ci-dessus par $[P(\theta_s)]$ on obtient

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{sdq}]) \quad (1.8)$$

D'autre part on a

$$\frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}[\Phi_{sdq}]) = \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1})[\Phi_{sdq}] + [P(\theta_s)]^{-1} \frac{d}{dt}([\Phi_{sdq}]) \quad (1.9)$$

On obtient

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1})[\Phi_{sdq}] + \frac{d}{dt}([\Phi_{sdq}]) \quad (1.10)$$

En outre

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt}([P(\theta_s)]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt}(\theta_s) \quad (1.11)$$

On obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_s \\ w_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$\text{Avec } w_s = \frac{d}{dt}(\theta_s) \quad (1.13)$$

Pour le rotor

De même, en appliquant la transformation de Park sur les équations rotoriques, on obtient le modèle électrique dynamique pour l'enroulement rotorique biphasé équivalent

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_r \\ w_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$\text{Avec } w_r = \frac{d}{dt}(\theta_r) \quad \text{et } \theta_r = \theta_s - \theta$$

1.4.2. Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

En suivant le même raisonnement, l'application de la transformation de Park permet d'aboutir à la relation matricielle entre les vecteurs flux et les courants dans le repère (d, q)

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Puisque le système est équilibré, on a

$$\Phi_{s0} = \Phi_{r0} = 0$$

Ceci permet de représenter la machine par la figure suivante

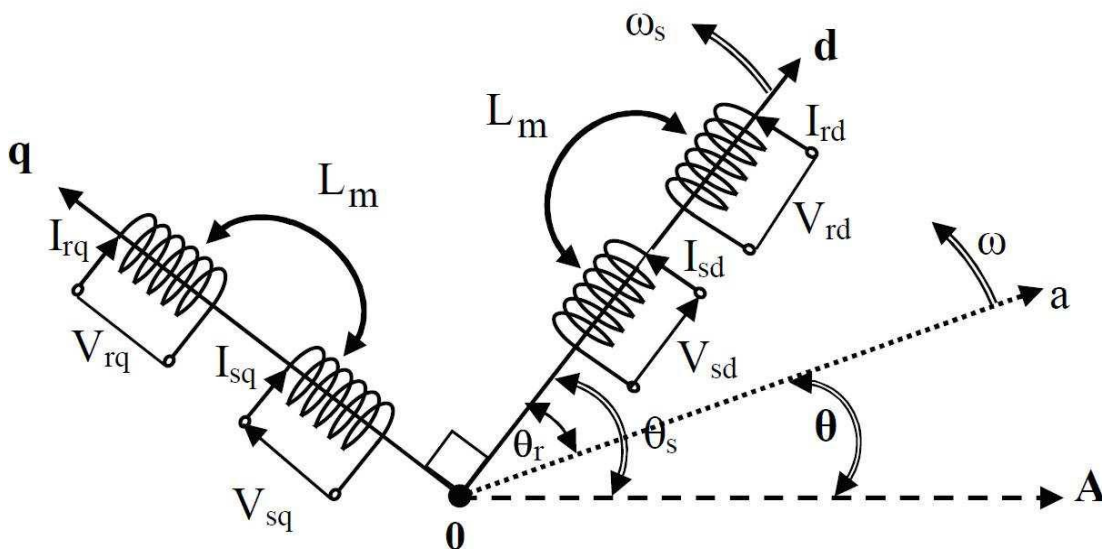


Fig.1-2 Représentation schématique d'une machine asynchrone biphasée

1.4.3. Expressions du couple électromagnétique et de la puissance

Après avoir exprimé les équations de la machine, on va présenter celle du couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes (d, q) est donnée comme suit

$$P_e = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} + V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \quad (1.16)$$

Elle se décompose en trois termes

- Puissance dissipée en pertes joules

$$P_j = R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (1.17)$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source

$$P_{em} = I_{sd} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + I_{rd} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + I_{rq} \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \quad (1.18)$$

- Puissance mécanique

$$p_m = (\Phi_{sd}I_{sd} - \Phi_{sq}I_{sq})\omega_c + (\Phi_{rd}I_{rd} - \Phi_{rq}I_{rq})\omega_{sl} \quad (1.19)$$

Et d'autre part, l'expression du couple électromagnétique est donnée par

$$C_{em} = \frac{P_m}{\Omega} = P\left(\frac{P_m}{w}\right) \quad (1.20)$$

En utilisant les relations entre flux et courants, on peut en déduire plusieurs expressions, toutes égales, du couple, dont le choix dépendra du vecteur d'état utilise. Il en résulte les expressions suivantes

$$C_{em} = PL_m(I_{rd}I_{sq} - I_{rq}I_{sd}) \quad (1.21)$$

$$C_{em} = P(\Phi_{sd}I_{sq} - \Phi_{sq}I_{sd}) \quad (1.22)$$

$$C_{em} = P(\Phi_{rd}I_{rq} - \Phi_{rq}I_{rd}) \quad (1.23)$$

$$C_{em} = \frac{L_m}{L_r}(\Phi_{rd}I_{sq} - \Phi_{rq}I_{sd}) \quad (1.24)$$

1.4.4. Equation du mouvement

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse ...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante

$$C_{em} = PL_m(I_{rd}I_{sq} - I_{rq}I_{sd}) \quad (1.25)$$

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\omega}{dt} + f\omega \quad (1.26)$$

1.5. Choix du référentiel d-q

Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d, q) qui dépendent de l'objectif de l'application.

- Repère (d, q) lie au stator

$$w_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad w_r = -\omega$$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilise pour l'étude du démarrage et du freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

- Repère (d, q) lie au rotor

$$w_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad \text{Et} \quad w_r = 0$$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilise pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

- Repère (d, q) lie au champ tournant

$$w_s = \omega_c \quad \text{Et} \quad w_r = \omega_c - \omega$$

Ce dernier est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues.

1.6. Modèle de la machine asynchrone en vue de sa commande

La mise en œuvre d'une loi de commande performante requiert un modèle mathématique reflétant le comportement dynamique de la machine asynchrone. En effet, les commandes modernes, ainsi que les anciennes, de la machine asynchrone nécessitent la connaissance à tout instant du module et de l'argument du flux rotorique, estimés à l'aide du modèle dynamique de la machine. Dans cette thèse, nous avons adopté quelques hypothèses simplificatrices pour modéliser la machine asynchrone à savoir

- La parfaite symétrie de la machine.
- L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.
- L'effet de peau négligeable.
- La machine est alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées.
- L'épaisseur de l'entrefer est uniforme et l'effet d'encoche est négligeable.
- L'induction dans l'entrefer est à répartition sinusoïdale.

Ces hypothèses permettent d'établir un modèle dynamique de la machine qui dispose de trois modes de fonctionnement d'ordre de grandeurs très différents :

électrique (rapide), mécanique (lent) et thermique (très lent). Ainsi, nous nous sommes intéressés à un modèle qui permet de décrire son fonctionnement dans les deux régimes tout en facilitant la mise en œuvre d'une loi de commande basée sur le contrôle vectoriel et l'orientation du flux rotorique.

A partir des équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement de la machine asynchrone précédemment citées, et après quelques manipulations mathématiques, nous obtenons le modèle de la machine asynchrone suivant

$$\frac{dW}{dt} = \frac{\mu L_m}{j L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) - \frac{fr}{j} W - \frac{Cr}{j} \quad (1.27)$$

$$\frac{d\Phi_{rq}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{T_r} M i_{sq} - (w_e - w) \Phi_{rd} \quad (1.28)$$

$$\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \frac{1}{T_r} M i_{sq} + (w_e - w) \Phi_{rq} \quad (1.29)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \eta i_{sq} - w_e i_{sd} - \alpha \beta \Phi_d + \alpha \beta \Phi_{rq} - \beta W \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (1.30)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \eta i_{sd} + w_e i_{sq} + \alpha \beta \Phi_{rd} + \beta W \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (1.31)$$

Avec

$$\beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \quad \alpha = \frac{1}{T_r} \quad \eta = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \mu = \frac{PM}{L_r}$$

Afin que l'orientation du flux soit effective, nous imposons les conditions suivantes

$$\Phi_{rd} = \Phi_d \quad \Phi_{rq} = 0$$

Cela veut dire que l'on impose l'orientation du flux de manière à faire coïncider l'axe direct du référentiel tournant avec le vecteur du flux rotorique total, ainsi le flux rotorique en quadrature sera éliminé.

Nous obtenons par conséquent le nouveau modèle ou le modèle réduit de la machine asynchrone en vue de sa commande, qui va être exploité le long de nos travaux basés sur la commande vectorielle sujet chapitre 2.

$$\frac{dW}{dt} = \frac{\mu}{j} \Phi_d i_{sq} - \frac{fr}{j} W - \frac{Cr}{j} \quad (1.32)$$

$$\frac{d\Phi_d}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_d + \frac{1}{T_r} M i_{sd} \quad (1.33)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\eta i_{sd} - \alpha \beta \Phi_d + \beta W i_{sq} + \frac{\alpha M i_{sq}^2}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (1.34)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\eta i_{sq} - \beta \beta W \Phi_d - \beta W i_{sd} - \frac{\alpha M i_{sd} i_{sq}}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (1.35)$$

Avec

$$\mu = \frac{PM}{L_r} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \eta = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \quad \alpha = \frac{1}{T_r}$$

$$\Phi_{rd} = \Phi_d \quad \Phi_{rq} = 0$$

1.7. Modèle de la machine asynchrone en vue de sa modélisation et simulation

1.7.1. Choix du référentiel

La position du système d'axes (d , q) peut être fixée suivant les objectifs de l'application

- Référentiel immobile par rapport au stator $w_s = 0$ et $w_r = -w$: étude des grandeurs statoriques (système d'axes (x , y)).

Ce dernier référentiel lié au stator est le mieux adapté pour travailler avec les Grandeurs instantanées. Il peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif. C'est pourquoi nous choisirons dans ce qui suit ce référentiel pour la modélisation de la machine asynchrone [10, 11,12].

Le système d'équations (1.12), (1.14) devient

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_r \\ w_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

Avec $\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$ rotor en court circuit

Et le système des flux aura la forme

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

1.7.2. Mise en équations

On écrit les équations sous forme complexe au lieu de la représentation d'état

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \quad (1.39)$$

$$0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + jw\bar{\Phi}_r \quad (1.40)$$

Avec

$$j = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s \quad (1.41)$$

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = -R_r \bar{I}_r - j\omega \bar{\Phi}_r \quad (1.42)$$

L'équation mécanique est donnée par

$$C_{em} = PL_m(I_{rd}I_{sq} - I_{rq}I_{sd}) \quad (1.43)$$

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\omega}{dt} + f\omega \quad (1.44)$$

1.8. Simulation de la MAS

La MAS est simulé dans SIMULINK après sa mise sous forme d'équations. L'objectif de cette section est d'établir un schéma bloc à partir duquel la MAS est directement alimentée par le réseau triphasé (220/380V, 50Hz).

La MAS utilisée est à cage d'écureuil, ses paramètres sont donnés en annexe.

Les tensions d'alimentation sont sinusoïdales, d'amplitudes constantes et dont les valeurs instantanées sont données par les équations

$$\begin{aligned} V_{as} &= \sqrt{2}V_{eff}\sin(\omega_{res}t) \\ V_{bs} &= \sqrt{2}V_{eff}\sin(\omega_{res}t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs} &= \sqrt{2}V_{eff}\sin(\omega_{res}t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (1.45)$$

Ou

V_{eff} : Valeur efficace de tension

$\omega_{res} = 2\pi f$: Pulsation du réseau

Les résultats de simulation sont obtenus pour un fonctionnement à vide ($C_r=0N.m$) et en charge nominale ($C_r=10 N.m$) appliquée à $t=0.5s$.

Pour le fonctionnement à vide ($C_r=0N.m$), la vitesse et le couple atteints, après passage par un régime transitoire court, respectivement une vitesse proche du synchronisme (157rad/s) et un couple nul. L'amplitude du flux est presque constante (1.2 Wb).

En charge, la valeur de vitesse diminue, le couple se stabilise à celle du couple résistant ($C_r=10 N.m$) et l'amplitude du flux diminue légèrement tandis que l'amplitude du courant statorique augmente par suite de l'augmentation de la charge de la machine. Figure (1.13), Figure (1.14).

Les résultats obtenus montrent l'existence de fluctuation des modules du flux rotorique et de la vitesse lors de variation de la charge car le fonctionnement de la machine est en boucle ouverte. Le fonctionnement en boucle fermée permet de diminuer ces fluctuations comme on le verra ultérieurement dans ce présent travail.

1.9. Résultats de simulation

1.9.1. Cas où la machine est à vide ($C_r=0$)

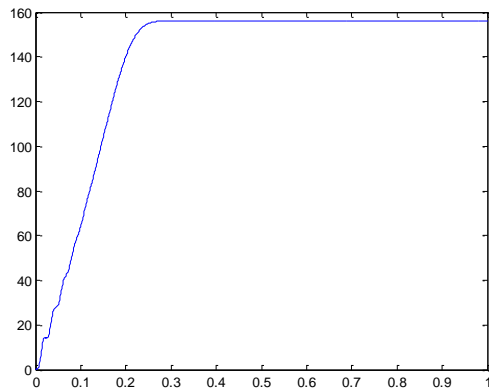


Figure 1.3 : vitesse de rotation

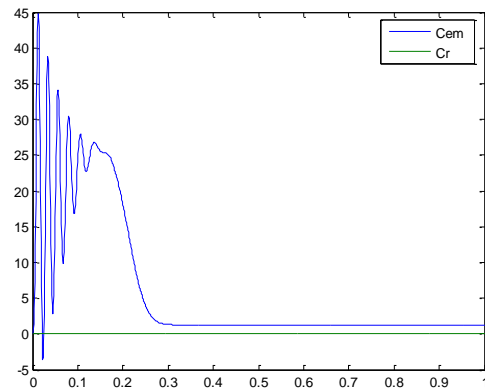


Figure 1.4 : couple électromagnétique

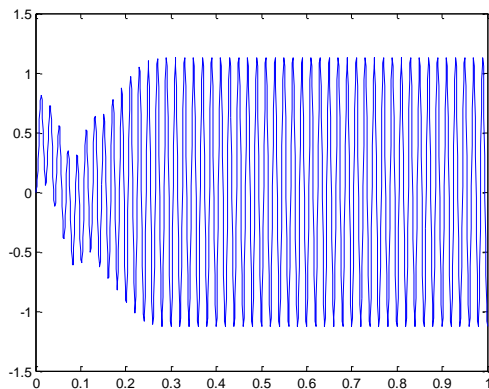


Figure 1.5 : flux rotorique suivant l'axe α

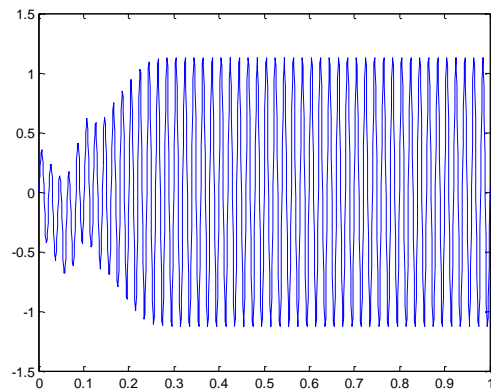


Figure 1.6 : flux rotorique suivant l'axe β

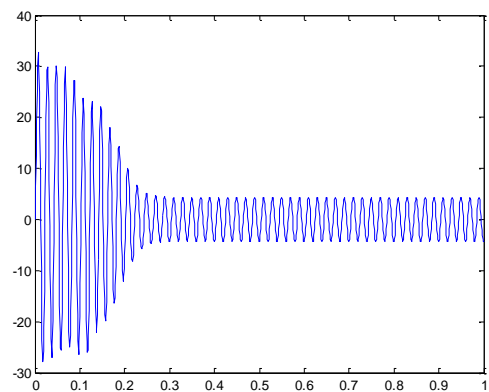


Figure 1.7 : courant statorique $i_{s\alpha}$

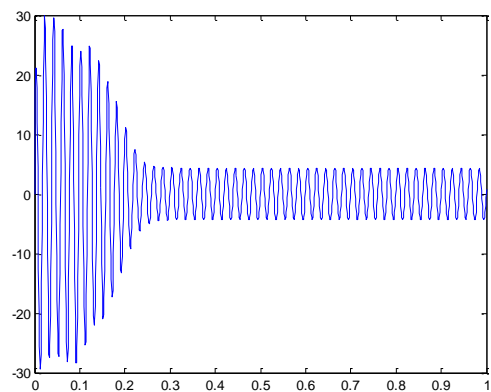


Figure 1.8 : courant statorique $i_{s\beta}$

1.9.2. Cas où la MAS est en charge ($C_r=10 \text{ Nm}$)

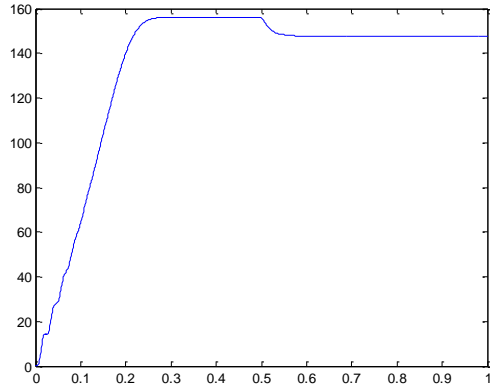


Figure 1.9 : vitesse de rotation

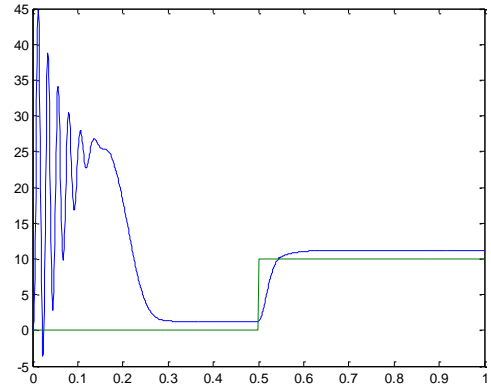


Figure 1.10 : couple électromagnétique

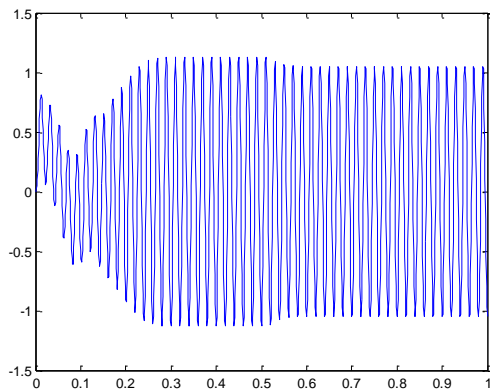


Figure 1.11 : flux rotorique suivant l'axe α

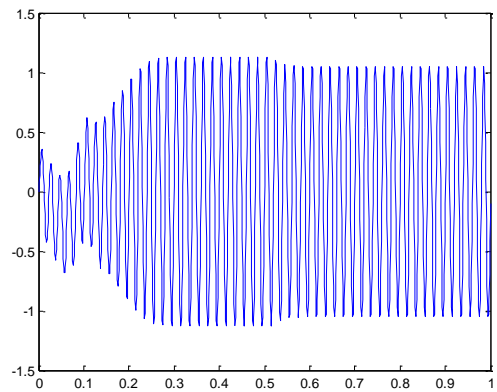


Figure 1.12 : flux rotorique suivant l'axe β

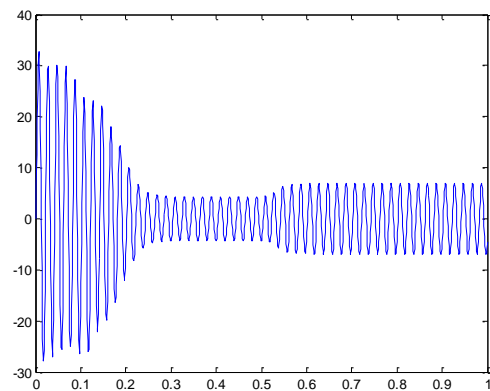


Figure 1.13 : courant statorique $i_{s\alpha}$

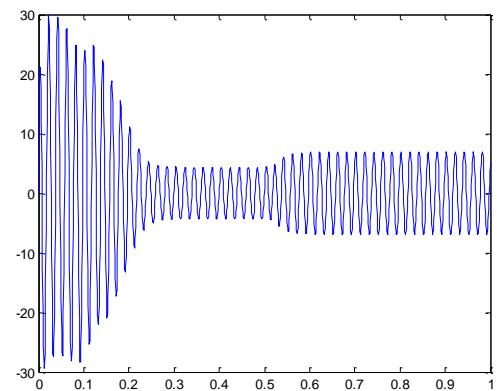


Figure 1.14 : courant statorique $i_{s\beta}$

1.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présentée brièvement une étude théorique sur la machine asynchrone. Puis, nous avons abordé la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande ou nous avons présenté les différentes hypothèses de travail adoptées ainsi que le référentiel (d-q) choisi.

Enfin, une représentation de la modélisation de la machine asynchrone permet de réduire le nombre de grandeurs à connaître pour pouvoir simuler son fonctionnement.

De point de vue de simulation, on constate que la charge joue un rôle effectif cause la diminution de la vitesse de rotation.

Ensuite nous avons donné un modèle qui permet de décrire le fonctionnement de la machine asynchrone tout en facilitant la mise en œuvre d'une loi de commande basée sur le contrôle vectoriel et l'orientation du flux rotorique, et qui sera utilisée pour l'élaboration des approches développées dans le chapitre suivant.

Chapitre 2

Commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone

2.1. Introduction

Les progrès dans le domaine de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont donné un nouvel élan et une nouvelle renaissance pour les variateurs de vitesse des moteurs à courant alternatif. La machine à courant continu dont le collecteur constituait un magnifique talon d'Achille est remplacé dans la plupart des entraînements à vitesse variable par la machine à courant alternatif.

La machine asynchrone est très convoitée par l'industrie moderne pour sa robustesse électromécanique, son faible coût et sa très grande standardisation, toutefois, la complexité de son modèle non linéaire, multi variable et fortement couplé impose des structures de commande complexes afin d'être utilisées dans des variateurs de vitesse performants [4].

De nombreuses méthodes de commande de la machine à induction ont été proposées dans la littérature. La commande vectorielle par orientation du flux rotorique reste la plus utilisée vu les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications.

Ce chapitre s'oriente vers la commande vectorielle de la machine asynchrone par des régulateurs PI classiques et a l'étude de la robustesse de cette commande face aux variations paramétriques.

Nous présentons d'abord la commande standard dite commande vectorielle à flux rotorique orienté. Dans le cadre de cette étude, nous nous limitons à présenter sa version indirecte qui nous servira de base de comparaison avec la commande backstepping et Backstepping-Mode glissant notamment au niveau des performances et de robustesse.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante

Nous présentons le modèle de modélisations de la machine asynchrone basées sur la transformation de Park. Par la suite, nous présentons le principe de la commande vectorielle indirecte, ainsi que les différents éléments qui la composent sa structure générale.

Enfin, ce chapitre sera consacré à la présentation des résultats de simulation

2.2. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Il est bien connu que le moteur à courant continu a d'excellentes performances dynamiques, cela est dû principalement au découplage entre le champ magnétique du stator et celui du rotor. Le couple électromagnétique est généré par l'interaction de deux champs magnétiques perpendiculaires. En général, on maintient le champ statorique (champ inducteur) constant et on commande directement le couple électromagnétique à partir du courant rotorique (champ induit).

La commande par orientation du flux rotorique, aussi connue par la commande vectorielle, est une technique de commande permettant à la machine asynchrone d'imiter la machine à courant continu. Cette commande permet la décomposition du courant statorique en deux composantes, une productrice du champ magnétique rotorique et la deuxième génératrice du couple électromagnétique.

Cette méthode consiste à choisir un système d'axe tournant (d,q), orienté sur le flux rotorique et une commande qui permet le découplage couple-flux. Il existe deux méthodes de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, une commande vectorielle directe, qui nécessite une régulation du flux rotorique ainsi que sa connaissance, alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux. Dans ce chapitre, on s'intéressera à la deuxième technique.

2.3. Commande vectorielle directe

2.3.1. Estimation du flux rotorique

Le flux rotorique de la machine à induction est une grandeur difficilement mesurable ainsi que la connaissance de la position instantanée (angle) du vecteur de flux, avec laquelle l'armature de rotation de référence est alignée. Elle constitue la condition nécessaire pour l'orientation appropriée du champ pour la commande vectorielle directe. L'identification du vecteur de flux peut être basée sur des mesures directes ou l'estimation d'autres variables mesurées.

La mesure du flux rotorique avec des sondes, ou avec des bobines placées au stator n'est pas commode. La seule issue est l'estimation de ce dernier à partir des grandeurs mesurables.

2.3.2. Mesure du flux

Le flux dans l'entrefer est mesuré par deux sondes à effet Hall, l'une placée sur l'axe direct, et l'autre sur l'axe en quadrature.

Les sondes placées à l'intérieur de la machine pour mesurer le flux, sont inconfortables, et elles abîment la rigidité du moteur à induction. Par conséquent, dans la pratique, le flux rotorique est habituellement calculé à partir de la tension et du courant statorique.

2.4. Commande vectorielle indirecte

2.4.1. Principe

Dans les machines électriques, le couple électromagnétique s'exprime par un produit vectoriel du courant induit et du flux inducteur. Pour une machine à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont naturellement orthogonaux. Ainsi, le couple est maximal ce qui donne aux machines à courant continu des performances remarquables en commande. Au contraire, une machine asynchrone présente un fort couplage entre toutes ses grandeurs électromagnétiques.

L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. La composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante d'axe q joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple. Cette commande appelée « commande à flux orienté » est basée sur un choix judicieux du repère (d, q) . Ce dernier orienté de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux désiré.

L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est plus fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend plus que de la composante en quadrature du courant statorique (i_{sq}) et peut être contrôlé par celle-ci.

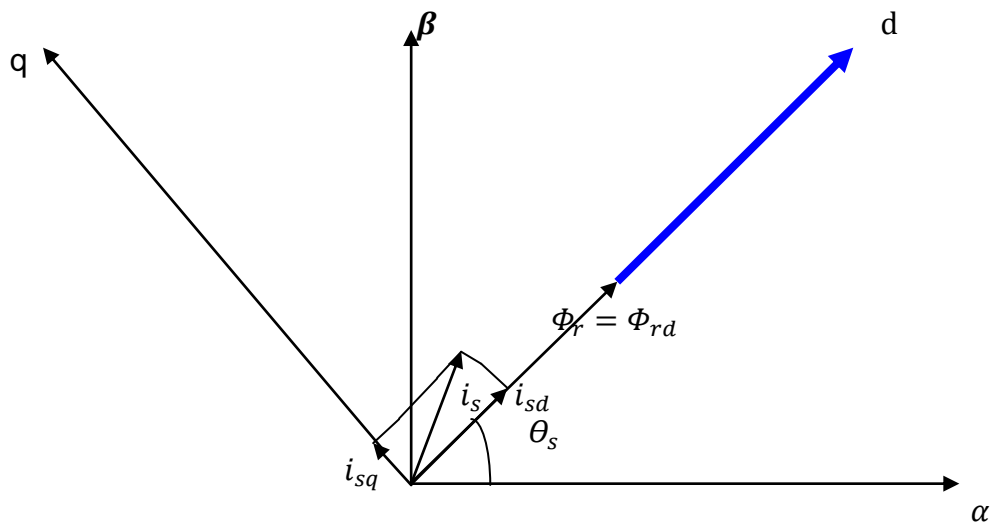


Fig. 2.1. Orientation du flux rotorique

L'implantation effective de la commande vectorielle nécessite la réalisation d'une structure de contrôle des courants. Elle permet à partir de consignes de flux et de couple, donc d'une amplitude et une orientation donnée du courant statorique dans le référentiel tournant (d, q) , d'imposer une amplitude et une orientation correctes du courant dans le référentiel fixe. Cette structure nécessite la connaissance de la position du référentiel (d, q) , en d'autres termes la position du flux rotorique.

Dans le cadre de notre travail, Nous allons nous limiter à étudier la version indirecte de la commande vectorielle [1, 3, 10]. Cette version, basée sur les équations de la machine dans le référentiel tournant, permet d'estimer la position du flux rotorique. Elle présente l'avantage de ne pas nécessiter la mesure ou la reconstitution du flux mais exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette position est calculée à partir de la vitesse de la machine et d'autres grandeurs accessibles comme les courants ou les tensions statoriques. Toutefois, l'utilisation du modèle de la machine rend cette solution très sensible à la précision avec laquelle les paramètres du modèle sont connus. Ces paramètres dépendent largement des conditions de fonctionnement (saturation, échauffement, fréquence,...). En cas d'imprécision sur la détermination de ces paramètres, le découplage entre flux et couple ne sera pas assuré. La conséquence serait une dégradation des performances dynamiques et statiques.

2.4.2. Structure

Le principe de la commande vectorielle est de contrôler les deux composantes (i_d , i_q) du courant, selon qu'on utilise une alimentation contrôlée en courant ou en tension.

L'alimentation contrôlée en tension, consiste à imposer les tensions de références qui conviennent pour réguler les courants.

En réalité nous n'avons accès qu'aux tensions et courants des trois phases de la machine, c'est à dire que le contrôle des courants de phases, par l'intermédiaire du contrôle des composantes d et q, impose en fait de contrôler les composantes d et q par les tensions de phases. On peut alors définir les principales fonctions que doit remplir une structure de commande vectorielle (contrôlée en tension) pour assurer un découplage entre flux et couple, et un contrôle dynamique des deux grandeurs : vitesse et flux.

Les composants du système de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension sont détaillés dans les paragraphes suivants.

2.4.3. Description des composants du système de commande

2.4.3.1. Boucles de régulations des courants

Le contrôle du couple et du flux de la machine nécessite la mise en œuvre de boucles de régulation des courants statoriques d'axes d et q. Pour effectuer la synthèse des régulateurs, nous allons utiliser le système d'équations statoriques issues du modèle de la machine.

$$V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \quad (2.1)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{sd} \quad (2.2)$$

L'examen de ces équations révèle l'existence de termes croisés qui induisent une forte interaction entre les deux axes. En supposant que le module du flux rotorique ne varie que lentement par rapport aux courants, le système précédent se réduit à des équations différentielles de premier ordre, représentées schématiquement par la figure (2.2).

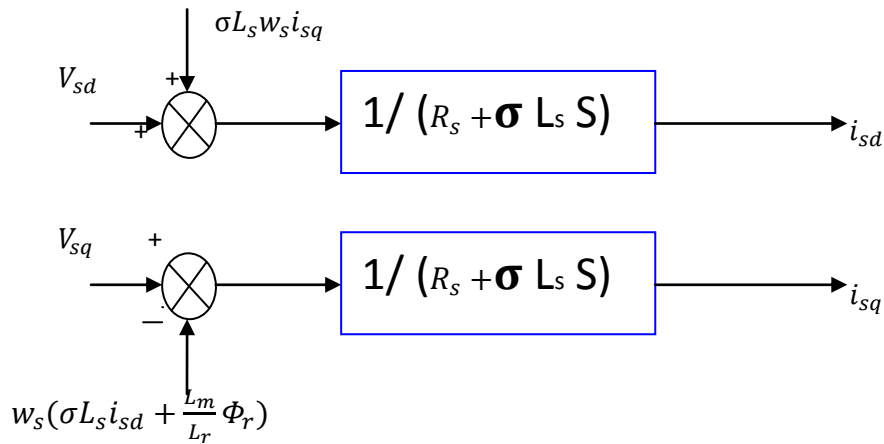


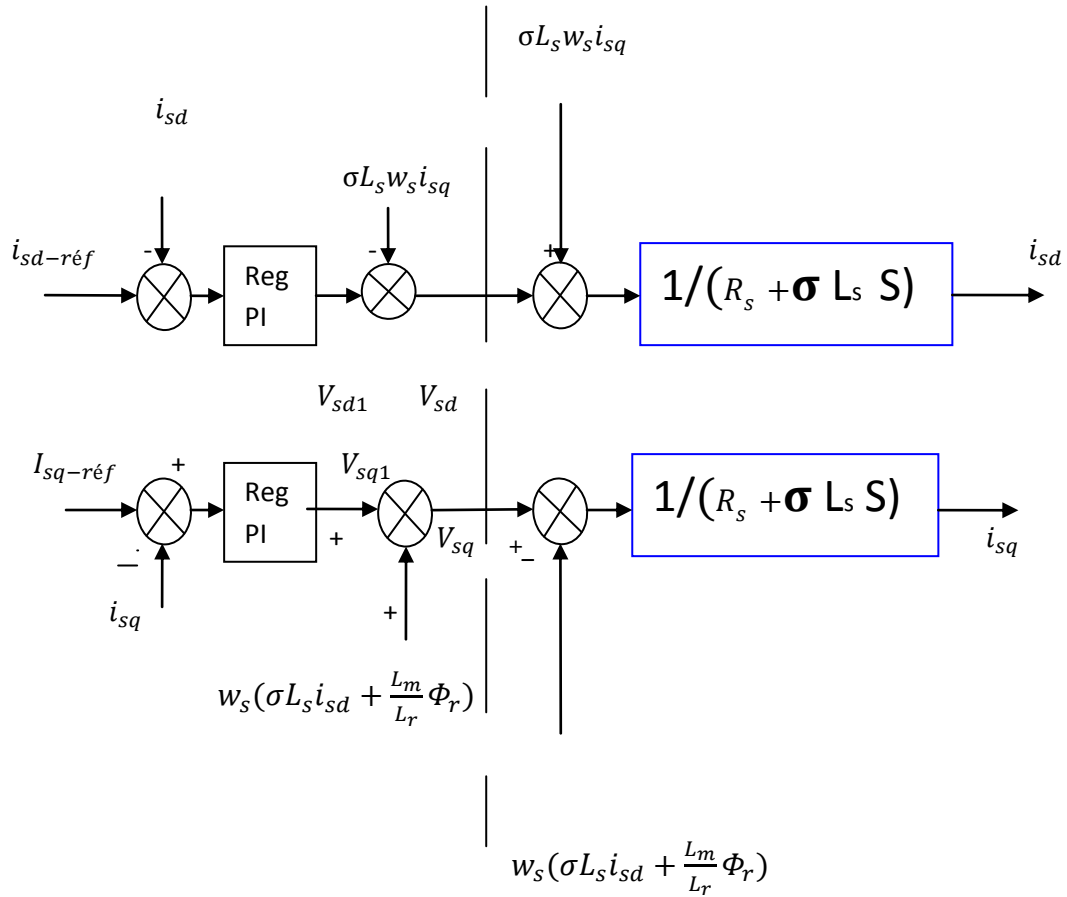
Fig. 2.2. Termes de couplages dans les équations statoriques

Le couplage évoqué plus haut constitue souvent l'une des difficultés de l'application de la commande vectorielle. Il peut être supprimé généralement par une méthode classique de découplage, dite de compensation. Nous choisissons pour le système découplé deux nouvelles entrées v_{sd1} et v_{sq1} augmentées des termes de découplage avec des signes opposés selon le schéma de la figure (2.3).

$$V_{sd} = V_{sd1} - \sigma L_s w_s i_{sq} \quad (2.3)$$

$$V_{sq} = V_{sq1} + w_s \left(\sigma L_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_r \right) \quad (2.4)$$

La mise en œuvre de la régulation peut alors se faire sur le nouveau système découplé selon le schéma ci-dessous.



Régulation

Machine

Fig. 2.3. Compensation des termes de couplage

$$V_{sd1} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} \tag{2.5}$$

$$V_{sq1} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \tag{2.6}$$

Cependant, cette solution de compensation peut présenter l'inconvénient d'utiliser les composantes des courants mesurés qui peuvent être perturbés par les bruits de mesure et par le contenu harmonique des courants de phase. Ainsi nous avons préféré utiliser les courants de références pour le circuit de découplage afin d'éviter ce problème.

Nous nous contenterons de régulateurs classiques de type Proportionnel Intégral (PI) sous la forme suivante

2.4.3.2 Régulateurs de courants

➤ Régulateur du courant i_{sd}

Le régulateur du courant i_{sd} fournit la tension V_{sd} de référence, la boucle de régulation est alors comme indiqué à la figure (2.4)

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par:

$$C_1(S) = k_{p1} + \frac{k_{i1}}{S} \quad (2.7)$$

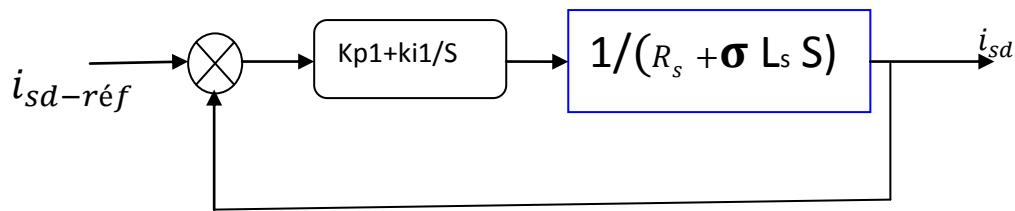


Fig.2.4. Boucle de régulation de courant i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est donc

$$G_0 = k_{p1} \left(S + \frac{k_{i1}}{k_{p1}} \right) \frac{1}{S} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + S} \quad (2.8)$$

Par compensation de pôle

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (2.9)$$

Alors

$$G_0 = k_{p1} \frac{1}{S} \frac{1}{\sigma L_s} \quad (2.10)$$

Donc en boucle fermé

$$G_F = \frac{k_{p1} \frac{1}{S} \frac{1}{\sigma L_s}}{1 + k_{p1} \frac{1}{S} \frac{1}{\sigma L_s}} \quad (2.11)$$

$$G_F = \frac{1}{\tau S + 1} \quad (2.12)$$

Avec

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad (2.13)$$

Les valeurs des régulateurs $KP1$ et $Ki1$ sont déterminés pour un τ choisi à $\tau = 0.01$

➤ **Régulateur du courant i_{sq}**

En procédant de la même manière que pour le régulateur de i_{sd} on déterminera les coefficients du régulateur de courant i_{sq} qui fournit la tension de référence V_{sq} .

Le schéma de régulation du courant i_{sq} est représenté sur la figure (2,5) on remarque bien que c'est la même que pour le courant i_{sd} .

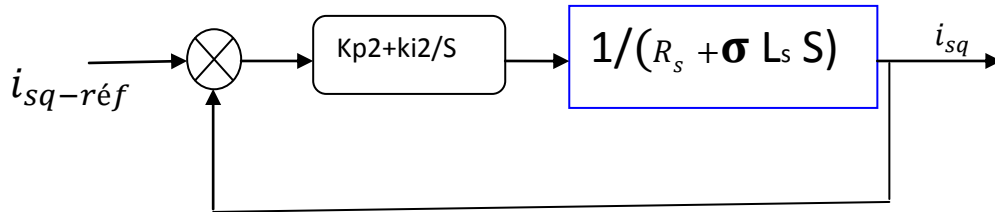


Fig.2.5. Boucle de régulation de courant i_{sq}

Ces derniers seront réglés de façon à assurer en plus de l'annulation de l'erreur statique, la stabilité et la rapidité des deux boucles de courant. La synthèse est faite sur l'axe d et les résultats obtenus peuvent être étendus à l'axe q par simple changement d'indices.

2.4.3.3. Régulateur de vitesse

➤ **Régulateur PI**

Les paramètres du régulateur PI sont définis à partir du schéma illustré dans la figure (2.6).

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

$$C_3(S) = k_{p3} + \frac{k_{i3}}{S} \tag{2.14}$$

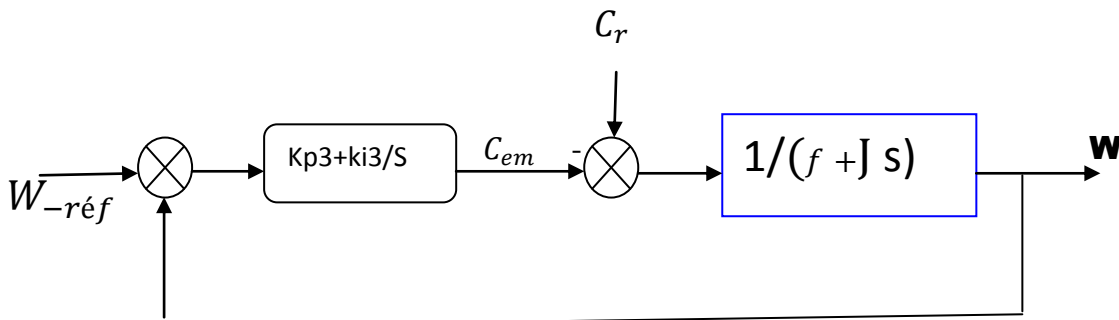


Fig.2.6. Boucle de régulation de vitesse

Nous avons

$$W = \frac{1}{JS+f} (C_{em} - C_r) \tag{2.15}$$

Alors W devient

$$W = \frac{1}{JS+f} \left(k_{p3} + \frac{k_{i3}}{S} \right) (W_{réf} - W) - \frac{1}{JS+f} C_r \tag{2.16}$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ($C_r = 0$), la relation devient

$$W = \frac{1 + S \frac{k_{p3}}{k_{i3}}}{\left(\frac{J}{k_{i3}} \right) S^2 + \left(\frac{k_{p3} + f}{k_{i3}} \right) S + 1} W_{réf} \tag{2.17}$$

Par identification membre à membre le dénominateur de l'équation (2-21) à la forme canonique

$$G(S) = \frac{1}{\frac{1}{w_n^2} S^2 + \frac{2\zeta}{w_n} S + 1} \tag{2.18}$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant

$$\begin{cases} \frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{w_n^2} \\ \frac{k_{p3} + f}{k_{i3}} = \frac{2\zeta}{w_n} \end{cases} \tag{2.19}$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement ($\xi = 1$), et un temps de réponse du système $t_{rep} = 0.5$.

➤ Régulateur *IP*

Dans ce régulateur seul l'erreur est intégrée, la partie proportionnelle est introduite à la sortie comme présentée sur la figure (2.7).

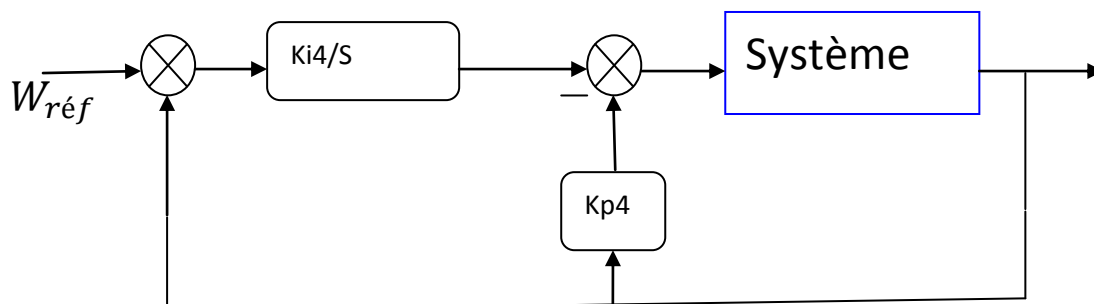


Fig.2.7. Boucle de régulation vitesse

Il est prouvé qu'un régulateur IP est équivalent à un régulateur PI doté d'un filtre de premier ordre à l'entrée, ce qui réduit considérablement les dépassements [36].

R-q: Avec les régulateurs IP la fonction de transfère en boucle fermée du système devient compliquer, alors il est justifié de définir les paramètres du régulateur par essais [29].

2.5. Calcul de l'angle d'orientation du flux rotorique θ_s

L'application de la transformation de Park et de la transformation de Park inverse nécessite la connaissance de l'angle θ_s . Ce dernier peut être calculé de la manière suivante

La pulsation statorique s'écrit

$$w_s = w_r + w \quad (2.20)$$

$$w = P\Omega \quad (2.22)$$

$$\Omega = W \quad (2.23)$$

Le flux rotorique étant orienté selon l'axe d, sa composante selon l'axe q s'annule, ainsi que sa dérivée, et par suite les équations (1.14) et (1.15) deviennent respectivement

$$\begin{cases} -w_r \Phi_{rd} - R_r i_{rq} = 0 \\ L_r i_{rq} + L_m i_{sq} = 0 \end{cases}$$

(2.24)

Par simple remplacement, on aura

$$w_r = \frac{L_m}{\Phi_{rd}} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{sq} \quad (2.25)$$

Ce qui implique

$$\theta_s = \int w_s dt = \int \left(P\Omega + \frac{L_m}{\Phi_{rd}} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{sq} \right) dt \quad (2.26)$$

2.6. Résultats de simulation

2.6.1. Fonctionnement nominal de la machine asynchrone

Pour ce fonctionnement on va simuler nos commandes sous les conditions suivantes Une charge de 10N.m appliqué à 0.5s pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

Alors la figure ci-dessous présente les résultats obtenus.

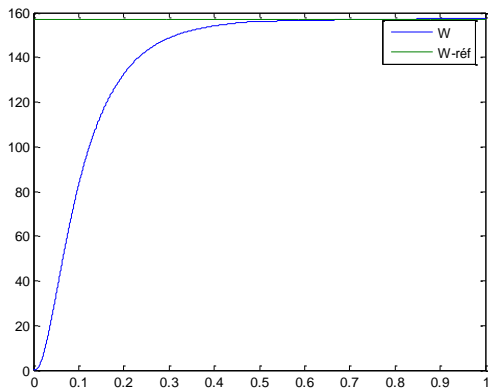


Figure 2.8 : vitesse de rotation

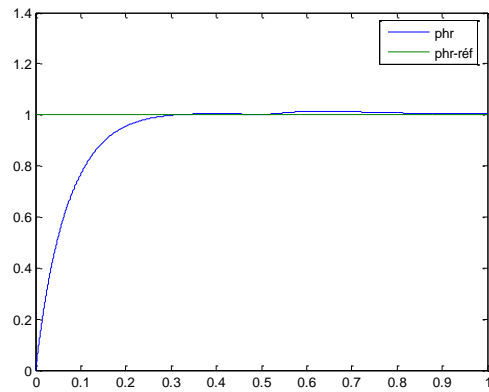


Figure 2.9 : flux rotorique

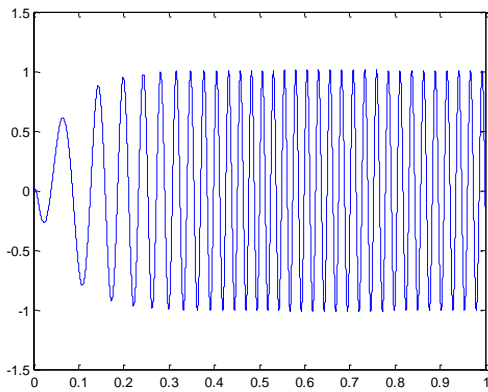


Figure 2.10 : flux rotorique suivant l'axe α

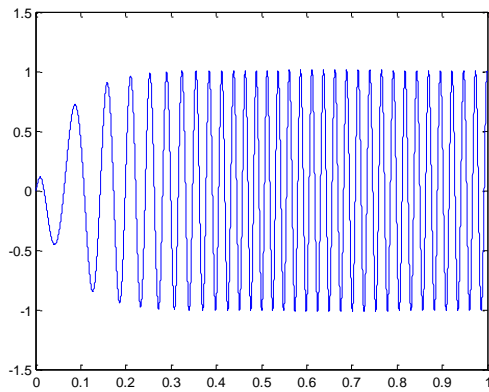


Figure 2.11 : flux rotorique suivant l'axe β

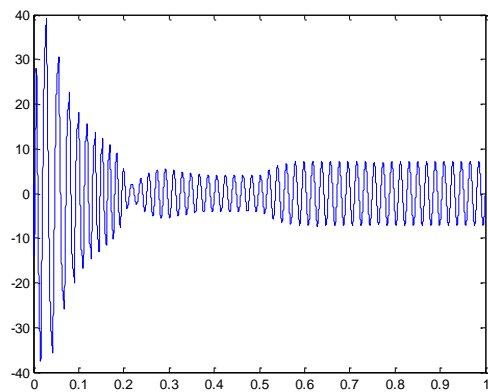


Figure 2.12 : courant statorique $i_{s\alpha}$

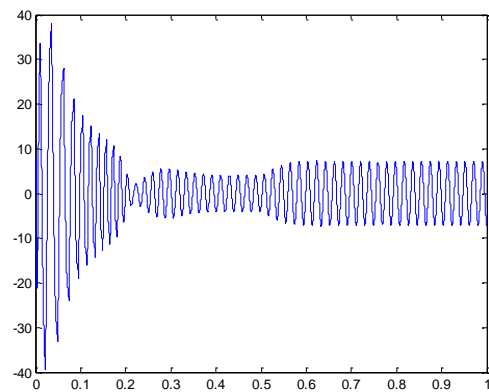


Figure 2.13 : courant statorique $i_{s\beta}$

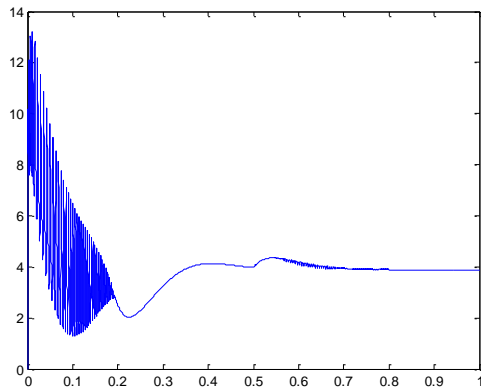


Figure 2.14 : courant statorique isd

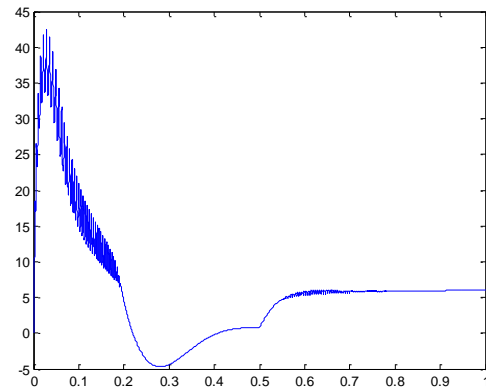


Figure 2.15 : courant statorique isq

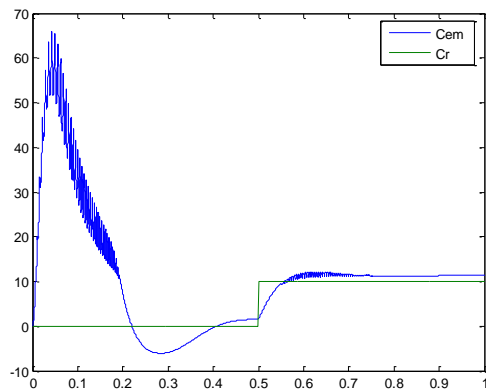


Figure 2.16 : couple électromagnétique

2.6.2. Fonctionnement lors de la variation de vitesse

On applique une variation de 157 rad/s et inversement -157 rad/s.

De $t=0$ s à $t=0.5$ s on applique une vitesse 157 rad/s et à $t=0.5$ on applique une vitesse -157 rad/s.

La figure ci-dessous présente les différents résultats obtenus

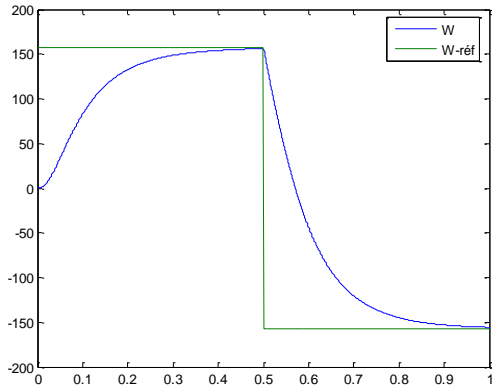


Figure 2.17 : vitesse de rotation

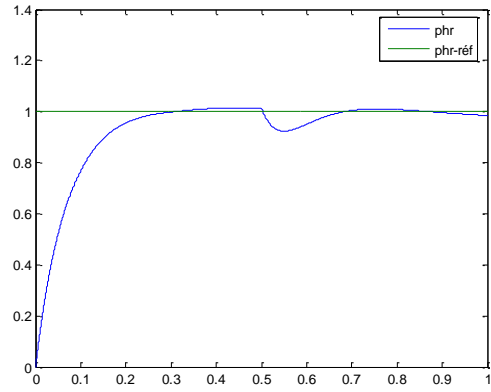


Figure 2.18 : flux rotorique

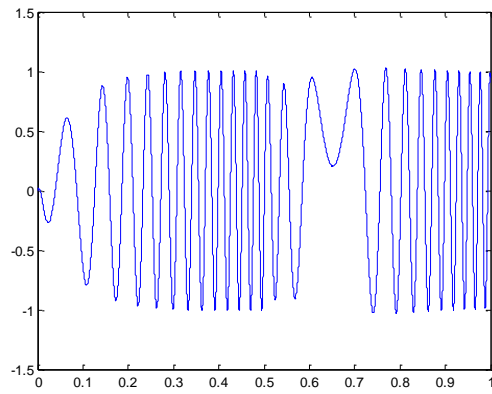


Figure 2.19 : flux rotorique suivant l'axe α

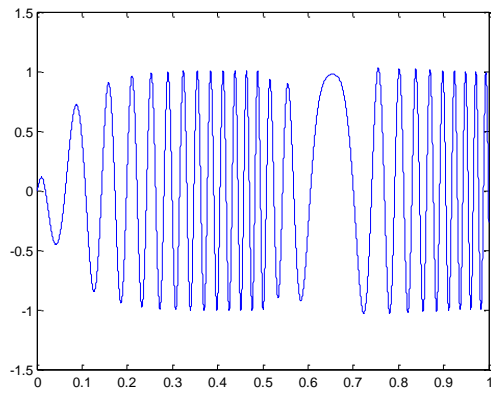


Figure 2.20 : flux rotorique suivant l'axe β

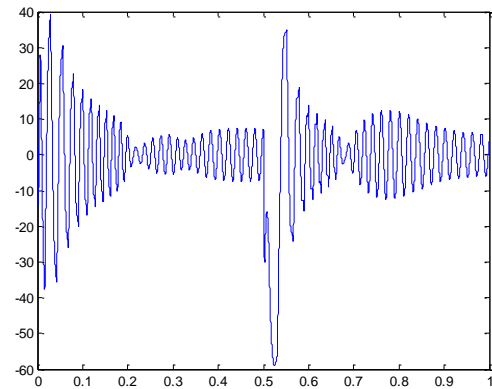


Figure 2.21 : courant statorique $i_{s\alpha}$

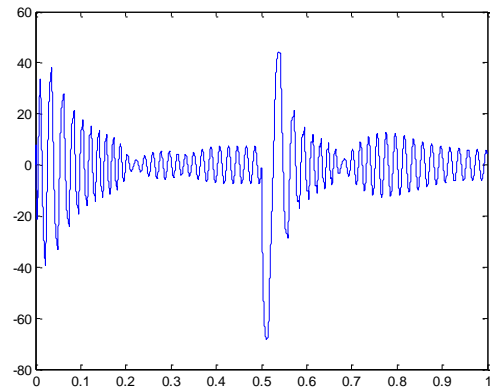


Figure 2.22 : courant statorique $i_{s\beta}$

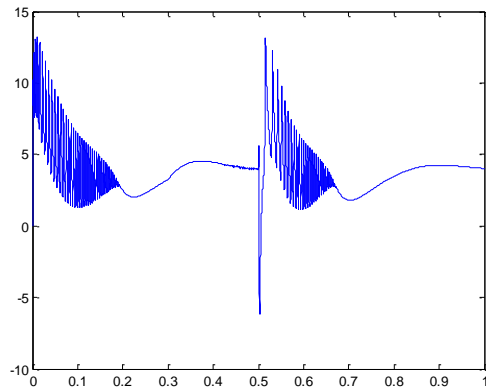


Figure 2.23 : courant statorique isd

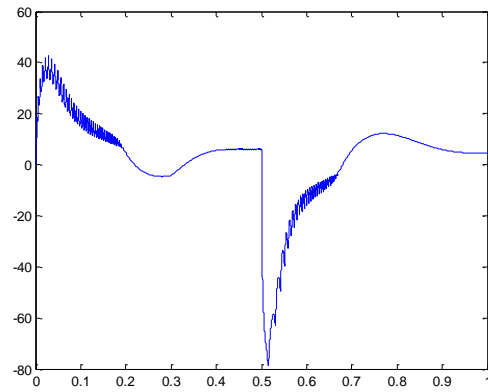


Figure 2.24 : courant statorique isq

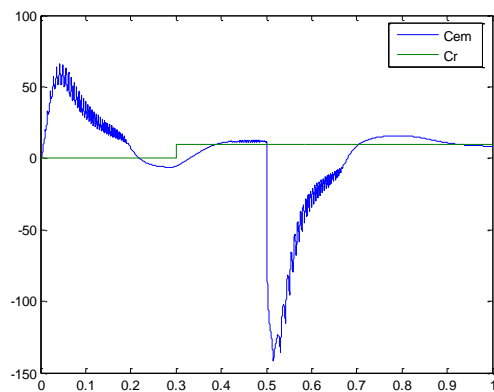


Figure 2.25 : couple électromagnétique

D'après le test de variation de vitesse de la commande vectorielle à flux rotorique orienté on remarque qu'il ya une bonne convergence de vitesse vers la valeur de référence. Le flux tend vers ca valeur de référence, mais présente un grand pic lors de variation de vitesse. Le couple électromagnétique présente des fluctuations indésirables aux temps de variation de vitesse, et présent un pic important ce qui influe aussi sur le courant. Le découplage est toujours assuré pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

2.6.3. Fonctionnement lors de la variation de la charge

Pour ce test de la commande vectorielle à flux rotorique orienté on fait une variation de la charge.

De 0.2 s à 0.5 s on applique une charge de 5 N.m, de 0.5s on applique 10 N.m.

L'influence de ce test sera donnée par la figure ci-dessous.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté présente une convergence avec des oscillations vers leurs valeurs de références causées par l'augmentation de la charge.

Pour les autres grandeurs de vitesse, flux donnent des bons résultats par rapport à ce test avec un découplage parfait entre le flux et le couple.

Une convergence souhaitées présentée par ce test.

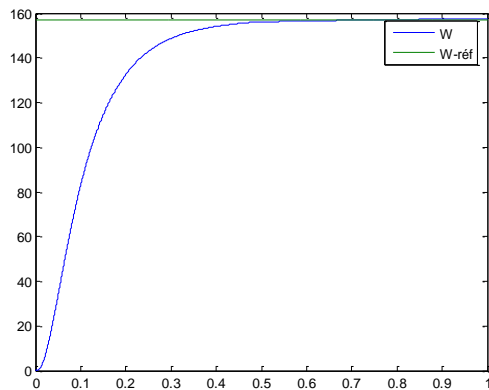


Figure 2.26 : vitesse de rotation

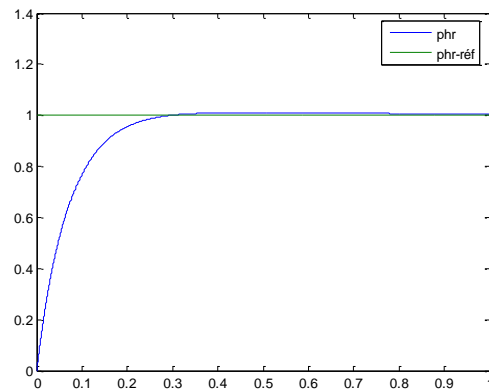


Figure 2.27: flux rotorique

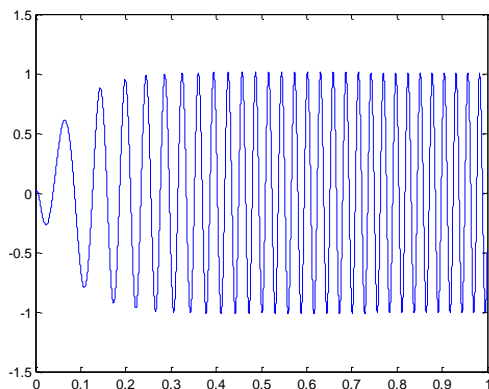


Figure 2.28 : flux rotorique dans l'axe α

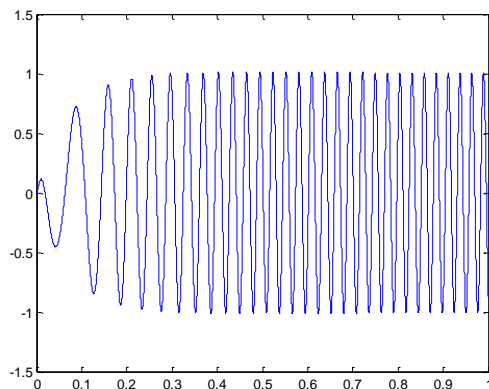


Figure 2.29 : flux rotorique dans l'axe β

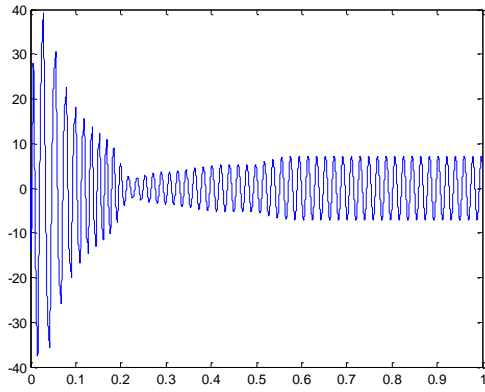


Figure 2.30 : courant statorique $i_{s\alpha}$

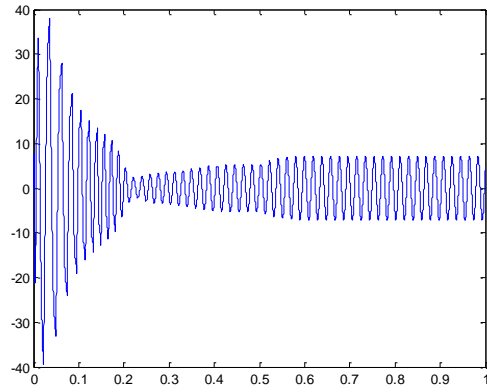


Figure 2.31 : courant statorique $i_{s\beta}$

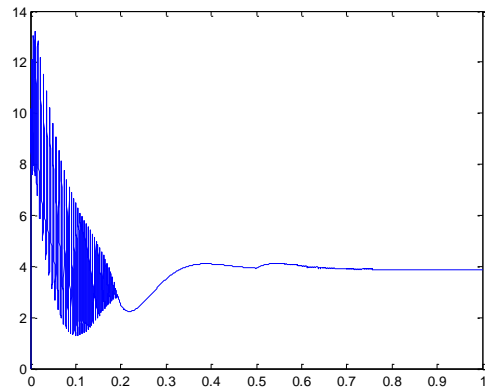


Figure 2.32 : courant statorique i_{sd}

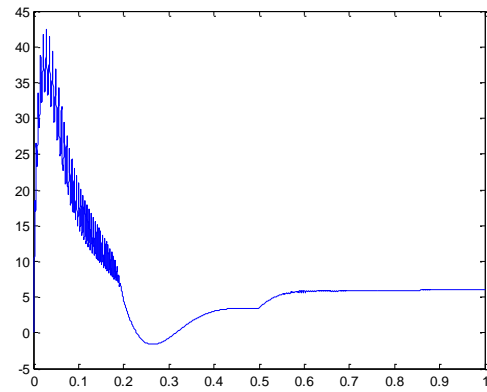


Figure 2.33 : courant statorique i_{sq}

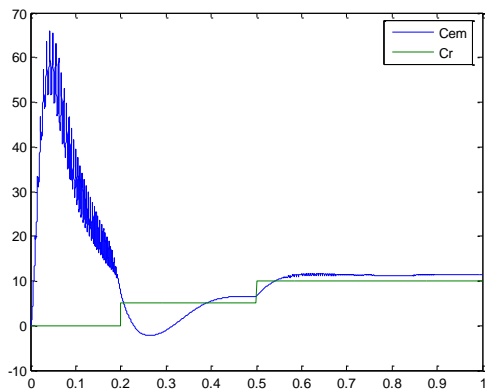


Figure 2.34 : couple électromagnétique

2.6.4. Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique

On suppose une variation de 100% de R_s entre les instants $t= 0.3s$ et $t=0.7s$ pour la Commande vectorielle à flux rotorique orienté.

Les résultats sont présentés ci-dessous.

Une bonne robustesse est obtenue par rapport à ce test pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté et pour les différents grandeurs de vitesse, couple, flux et courant.

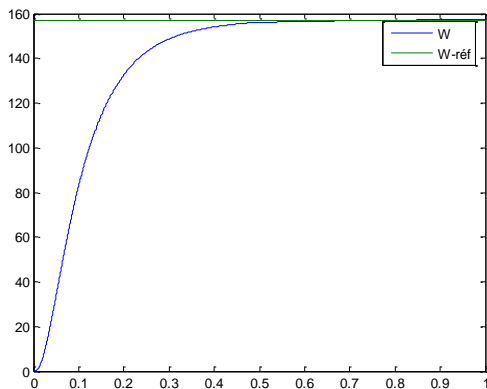


Figure 2.35: vitesse de rotation

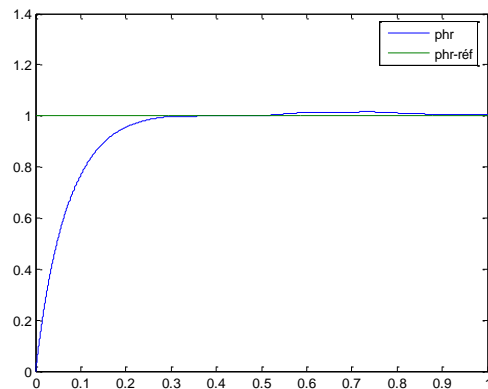


Figure 2.36 : flux rotorique

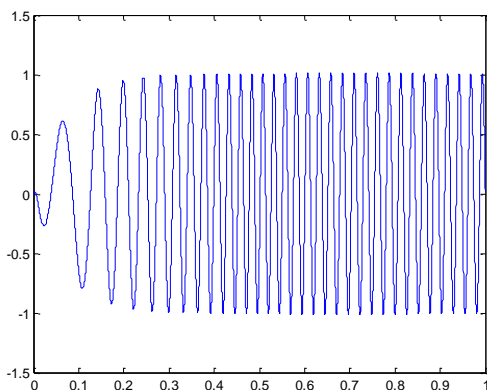


Figure 2.37 : flux rotorique suivant l'axe α

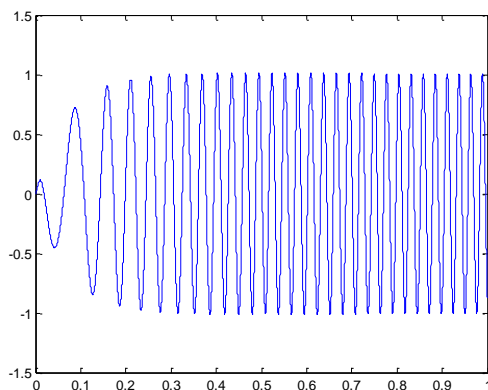


Figure 2.38 : flux rotorique suivant l'axe β

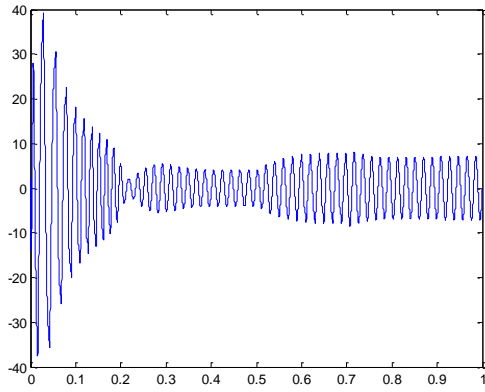


Figure 2.39 : courant statorique $i_{s\alpha}$

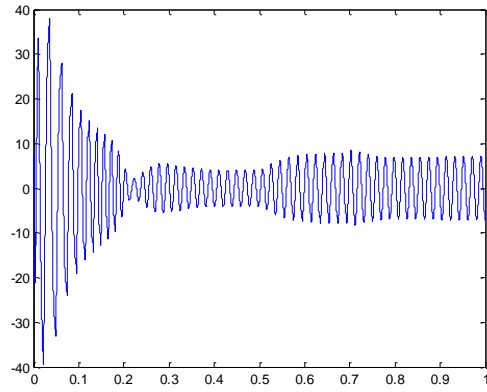


Figure 2.40 : courant statorique $i_{s\beta}$

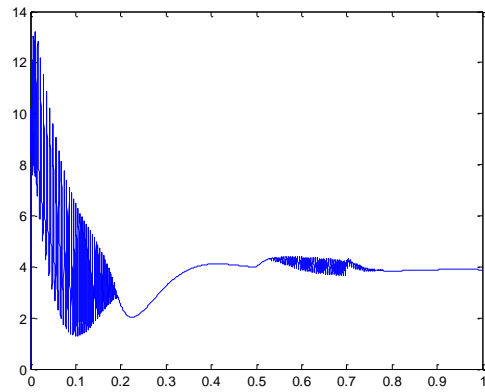


Figure 2.41 : courant statorique i_{sd}

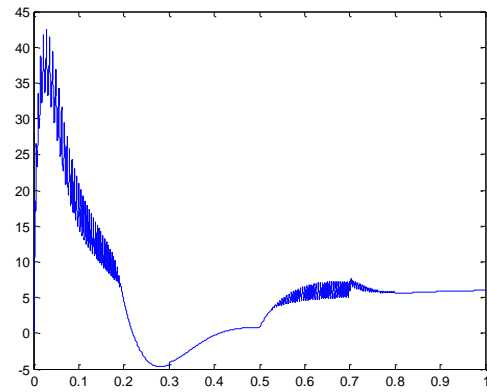


Figure 2.42 : courant statorique i_{sq}

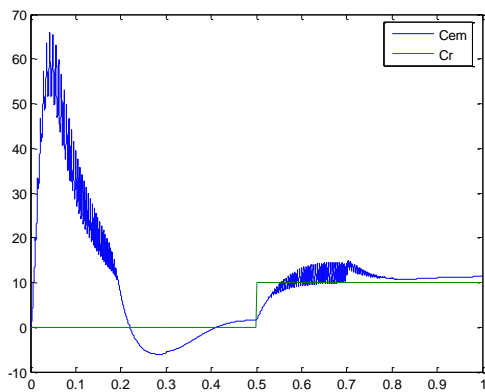


Figure 2.43 : couple électromagnétique

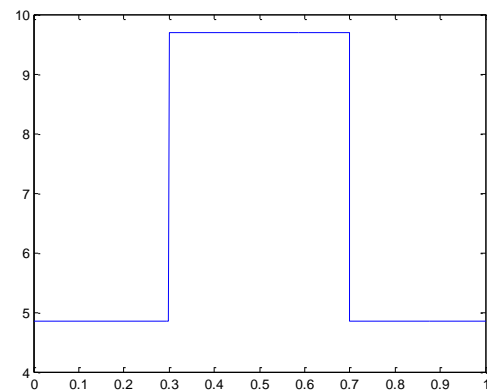


Figure 2.44 : résistance statorique

2.6.5. Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique de la MAS

Le même test sera fait mais pour la résistance rotorique.

On suppose qu'à cause de l'échauffement du rotor ainsi la résistance rotorique passe de sa valeur nominal à 2 fois cette valeur pour $t = 0.3$ à $t=0.7s$ (Fig.2.54). On remarque que la variation de la résistance rotorique engendre des oscillations au niveau de la vitesse et du couple ainsi que la perte du découplage, en effet la composante inverse du flux rotorique n'est pas nulle.

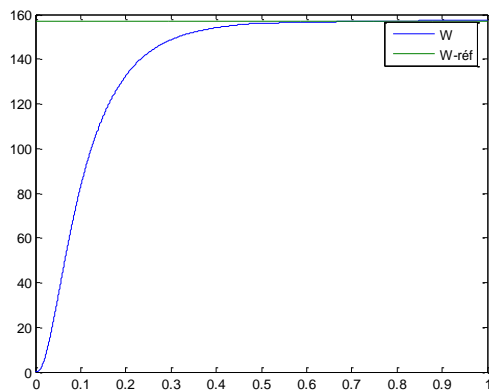


Figure 2.45 : vitesse de rotation

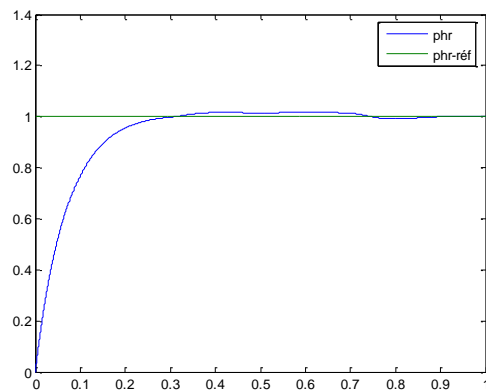


Figure 2.46 : flux rotorique

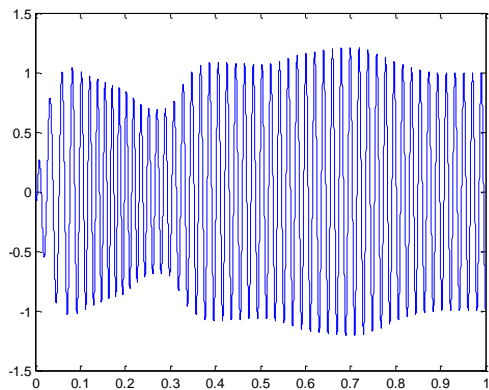


Figure 2.47 : flux rotorique dans l'axe α

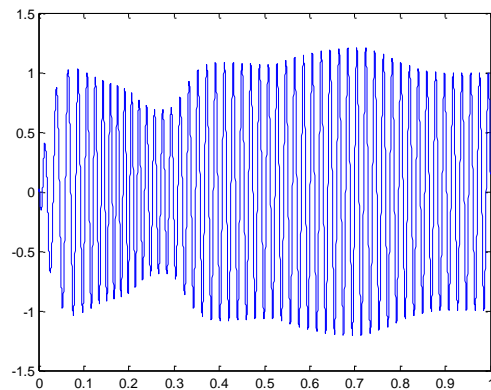


Figure 2.48 : flux rotorique dans l'axe β

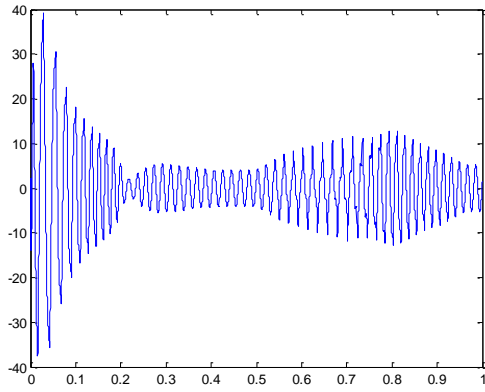


Figure 2.49 : courant statorique $i_{s\alpha}$

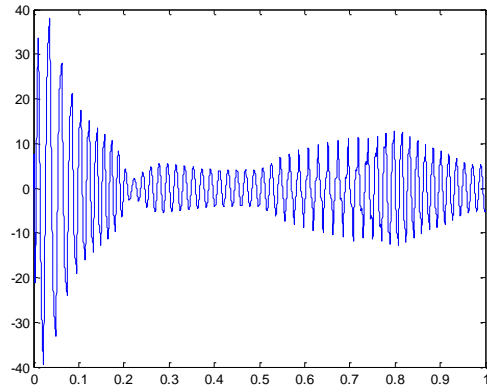


Figure 2.50 : courant statorique $i_{s\beta}$

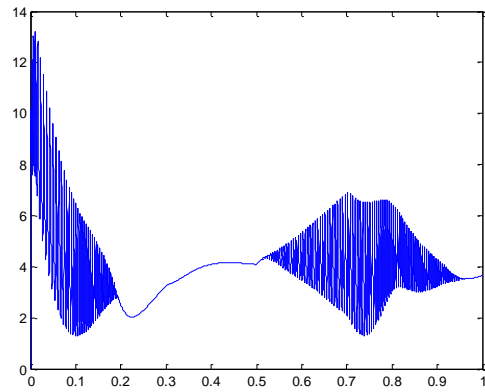


Figure 2.51 : courant statorique i_{sd}

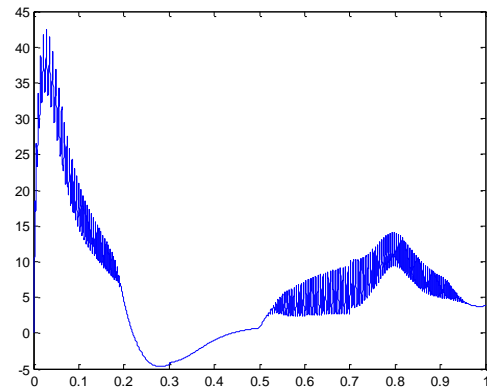


Figure 2.52 : courant statorique i_{sq}

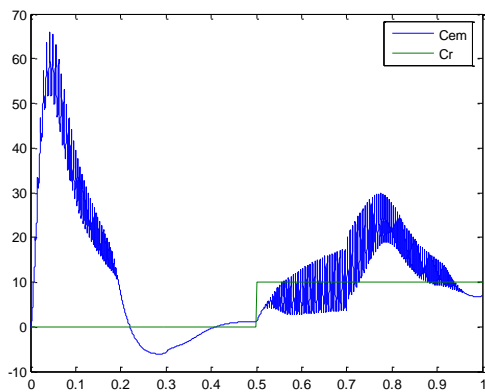


Figure 2.53 : couple électromagnétique

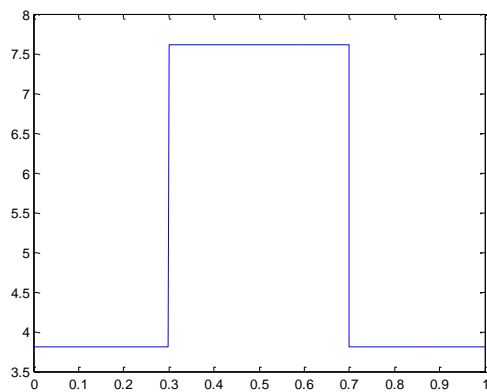


Figure 2.54 : résistance rotorique

Pour la commande vectorielle de la machine avec les paramètres nominaux, on constate que la vitesse s'établit au bout d'un temps de 0.4s (Fig.2.8). Pour vaincre l'inertie des masses tournantes au démarrage la machine développe un couple de 65N.m (fig.2.16), elle a besoin de 45 Ampère au niveau de la composante inverse du courant statorique(fig.2.15), puis elle s'annule car la machine fonctionne à vide, cependant , on a besoin de 13 Ampère, pour ramener le flux rotorique à sa référence, puis la composante directe du courant statorique se stabilise sur la valeur de 4 Ampère, a cause du régulateur du flux qui maintient ce dernier constant(fig.2.14). Lorsque On applique une charge ($t = 0.5s$) on constate que la composante inverse du courant statorique passe de zéro à 6 Ampère et cela pour développer le couple demandé (fig.2.15) La machine perd de la vitesse puis elle se rétablie, la vitesse de la machine suit sa référence(Fig.2.8).

on suppose qu'à cause de l'échauffement du rotor ainsi la résistance rotorique passe de sa valeur nominal à 2 fois cette valeur pour $t=0.3$ à $t = 0.7s$ (Fig.2.54). On remarque que la variation de la résistance rotorique engendre des oscillations au niveau de la vitesse et du couple ainsi que la perte du découplage, en effet la composante inverse du flux rotorique n'est pas nulle (Fig.2.45), (Fig.2.46), (Fig.2.52) et (Fig.2.53).

2.7. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre une commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone par des régulateurs PI classique par la méthode de l'optimum symétrique. Cette technique a rendu la commande de la machine asynchrone semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette technique de commande est parfaite pour la machine avec des paramètres nominaux, invariables, mais elle n'est pas robuste face aux variations paramétriques. On effet, Les résultats de simulation montrent que cette commande est sensible aux variations paramétriques. La variation de la résistance rotorique engendre la perte du découplage, ainsi que la présence des oscillations au niveau de la vitesse et du couple électromagnétique ce qui nécessite des boucles de régulations robustes pour le flux rotorique, et la vitesse.

Pour maintenir les performances dynamiques ciblées on doit utiliser d'autres techniques de commande.

CHAPITRE 3

Commande vectorielle par le Backstepping et le Backstepping adaptatif de la machine asynchrone

3.1. Introduction

La plupart des systèmes physiques (procédés) qui nous entourent sont non linéaires. Bien souvent, ces non linéarités sont faibles ou ne sont pas visibles sur la plage d'opérations de ces procédés. Le souci constant d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises qui permettent de répondre sur une plus large plage d'opérations. C'est à ce moment que les non linéarités se font sentir et rendent les outils d'analyses et/ou de synthèse des lois de commande, utilisés dans le domaine linéaire, caduques et absolument incapables de rendre compte de certains phénomènes. C'est pourquoi, depuis quelques années, beaucoup de recherches ont été effectuées dans le domaine de la commande des systèmes non linéaires. Le backstepping fait partie de ces nouvelles méthodes de contrôle. Il a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovic & Sussman (1989) d'autre part. L'arrivée de cette méthode a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales [7].

La technique du backstepping combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour des systèmes d'ordre très élevé. Ne faisant pas nécessairement appel à la linéarisation, le backstepping permet, quand il y a en a, de conserver les non-linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Le backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov, dont il combine le choix de la fonction de contrôle de Lyapunov avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tous temps la stabilité globale du système compensé [15].

Ce chapitre présente, dans un premier temps, la méthode du backstepping, dans un deuxième temps, le backstepping adaptatif. Après avoir introduit le principe des deux méthodes proposées, nous présenterons leurs mises en œuvre pour la commande de la MAS.

3.2. Application du backstepping sur des systèmes

3.2.1. Application sur un système de 3^{ème} ordre

Afin d'illustrer le principe de la méthode du backstepping, on considère le cas des systèmes non linéaires de la forme

$$\dot{x}_1 = \varphi_1^T(x_1) * \vartheta + \psi_1(x_1) * x_2 \quad (3.1)$$

$$\dot{x}_2 = \varphi_2^T(x_1, x_2) * \vartheta + \psi_2(x_1, x_2) * x_3 \quad (3.2)$$

$$\dot{x}_3 = \varphi_3^T(x_1, x_2, x_3) * \vartheta + \psi_3(x_1, x_2, x_3) * u \quad (3.3)$$

Le vecteur des paramètres est supposé connu. On désire faire suivre à la sortie $y=x_1$, les signaux de référence y_r ou $\dot{y}_r, \ddot{y}_r, y_r^{(3)}$, sont supposés connus et uniformément bornés. Le système étant du troisième ordre, le design s'effectue en trois étapes.

1^{ère} Étape

On considère d'abord l'équation (3.1), où la variable d'état x_2 est traitée comme une commande et l'on définit la première valeur désirée $\alpha_0 = y_r$.

$$\varepsilon_1 = x_1 - \alpha_0 \quad (3.4)$$

Avec ces variables, le système (3.1) s'écrit

$$\dot{\varepsilon}_1 = \dot{x}_1 - \dot{\alpha}_0$$

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T * \vartheta + \psi_1 * x_2 - \dot{\alpha}_0 \quad (3.5)$$

Pour un tel système, la fonction de Lyapunov candidate est :

$$V_1(\varepsilon_1) = \frac{1}{2} \varepsilon_1^2 \quad (3.6)$$

Sa dérivée est donnée par

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_1 * \dot{\varepsilon}_1 \quad (3.7)$$

A partir de l'équation (3.5) on obtient :

$$\dot{V}_1 = \varepsilon_1 [\varphi_1^T * \vartheta - \psi_1 * x_2 - \dot{\alpha}_0] \quad (3.8)$$

Un choix judicieux de x_2 rendrait \dot{V}_1 négative et assurerait la stabilité de l'origine du sous-système décrit par (3.5). Prenons comme valeur de x_2 , la fonction α_1 , telle que

$$\psi_1 * \alpha_1 + \varphi_1^T * \vartheta - \dot{\alpha}_0 = -k_1 \varepsilon_1$$

Où $k_1 > 0$ est un paramètre de design. Cela donne

$$\alpha_1 = \frac{1}{\psi_1} [-k_1 * \varepsilon_1 - \varphi_1^T * \vartheta + \dot{\alpha}_0] \quad (3.9)$$

Et la dérivée s'écrit

$$\dot{V}_1 = -k_1 * \varepsilon_1^2 \leq 0 \quad (3.10)$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine de (3.5).

2^{ème} Étape

On considère le système sous-système (3.1)-(3.2) et l'on définit la nouvelle variable d'erreur

$$\varepsilon_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (3.11)$$

Qui représente l'écart entre la variable d'état x_2 et sa valeur désirée α_1 . A cause du fait que x_2 ne peut être forcée à prendre instantanément une valeur désirée, en l'occurrence α_1 , l'erreur ε_2 n'est pas, instantanément, nulle. Le design dans cette étape consiste, alors, à la forcer à s'annuler avec une certaine dynamique, choisie au préalable.

Les équations du système à commander, dans l'espace $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$, s'écrivent :

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \vartheta - \dot{\alpha}_0 + \psi_1 (\varepsilon_2 + \alpha_1) \quad (3.12)$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi_2^T \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \psi_2 x_3 \quad (3.13)$$

Pour lequel on choisit comme fonction de Lyapunov

$$V_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = V_1 + \frac{1}{2}\varepsilon_2^2 \quad (3.14)$$

Cette dernière a pour dérivée

$$\dot{V}_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = \dot{V}_1 + \varepsilon_1 \dot{\varepsilon}_2$$

A partir des équations (3.11), (3.12), (3.13) cette dérivée devient

$$\dot{V}_2(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = -k_1 \varepsilon_1^2 + \varepsilon_2 [\varphi_2^T \vartheta + \psi_1 \varepsilon_1 + \psi_2 x_3 - \dot{\alpha}_1] \quad (3.15)$$

Le choix de la valeur désirée de x_3 devient évident. Ce dernier est donné par

$$\alpha_2 = \frac{1}{\psi_2} [\dot{\alpha}_1 - \psi_1 \varepsilon_1 - \varphi_2^T \vartheta - k_2 \varepsilon_2] \quad (3.16)$$

Ou $k_2 > 0$, avec $\dot{\alpha}_1$ calculée analytiquement

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial \ddot{y}_r} \ddot{y}_r \quad (3.17)$$

Un tel choix permet de réduire la dérivée à

$$\dot{V}_2 \leq -k_1 \varepsilon_1^2 - k_2 \varepsilon_2^2 \leq 0 \quad (3.18)$$

Ce qui assure la stabilité asymptotique de l'origine de (3.12)-(3.13).

3^{ème} Étape

Le système (3.1)-(3.3) est maintenant considéré dans sa globalité.

En définissant la variable d'erreur par

$$\varepsilon_3 = x_3 - \alpha_2 \quad (3.19)$$

Ce qui permet d'écrire les équations du système, dans l'espace $(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3)$

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varphi_1^T \vartheta - \dot{\alpha}_0 + \psi_1 (\varepsilon_2 + \alpha_1) \quad (3.20)$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \varphi_2^T \vartheta - \dot{\alpha}_1 + \psi_2 (\varepsilon_3 + \alpha_2) \quad (3.21)$$

$$\dot{\varepsilon}_3 = \varphi_3^T \vartheta - \dot{\alpha}_2 + \psi_3 u \quad (3.22)$$

La fonction de Lyapunov dans ce cas est

$$V_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) = V_2 + \frac{1}{2}\varepsilon_3^2 \quad (3.23)$$

La dérivée de cette dernière équation est

$$\dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) = \dot{V}_2 + \varepsilon_3 \dot{\varepsilon}_3 \quad (3.24)$$

A partir des équations (3.20), (3.21), (3.22) et (3.15) cette dérivée devient

$$\dot{V}_3(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3) = -k_1\varepsilon_1^2 - k_2\varepsilon_2^2 + \varepsilon_3[\psi_3 u + \psi_2\varepsilon_2 + \varphi_3^T\vartheta - \dot{\alpha}_2]$$

Un bon choix de la loi de commande est donné par

$$u = \frac{1}{\psi_3}[\dot{\alpha}_2 - \psi_2\varepsilon_2 - \varphi_3^T\vartheta - k_3\varepsilon_3] \quad (3.25)$$

Où $k_3 > 0$ et $\dot{\alpha}_2$ est également calculée analytiquement par

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_1} \dot{x}_1 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial x_2} \dot{x}_2 + \frac{\partial \alpha_2}{\partial y_r} \dot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_r} \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_2}{\partial \dot{y}_3} \dot{y}_r^{(3)} \quad (3.26)$$

Avec ce choix, on a

$$\dot{V}_3 \leq -k_1\varepsilon_1^2 - k_2\varepsilon_2^2 - k_3\varepsilon_3^2 \leq 0$$

D'où la stabilité asymptotique de l'origine (3.20)-(3.22). Ceci se traduit par la stabilité, en boucle fermée, du système (3.1)-(3.3) et la régulation à zéro de l'erreur de poursuite $y - y_r$.

3.2.2. Système d'ordre n

L'application récursive du backstepping permet l'extension de la procédure de synthèse aux systèmes de la forme

$$\dot{x}_1 = \varphi_1^T(x_1)\vartheta + \psi_1(x_1)x_2$$

$$\dot{x}_2 = \varphi_2^T(x_1, x_2)\vartheta + \psi_2(x_1, x_2)x_3$$

(3.27)

$$\dot{x}_{n-1} = \varphi_{n-1}^T(x_1, x_2, \dots, x_{n-1})\vartheta + \psi_{n-1}(x_1, x_2, \dots, x_{n-1})x_n$$

$$\dot{x}_n = \varphi_n^T(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n)\vartheta + \psi_n(x_1, x_2, \dots, x_{n-1}, x_n)u$$

Ou

$$\varphi_i(0) = 0 \text{ Et } \psi_i \neq 0 \text{ pour } 1 \leq i \leq n$$

La procédure de synthèse commence avec la première équation. Le changement de variable adéquat à chaque étape i permet d'appliquer le backstepping récursivement, en rajoutant l'équation $i+1$. Partant de α_0 , on construit les différents α_i et V_i . Ce qui résulte

$$(x_1)_d = \alpha_0 = y_r \quad (3.28)$$

$$(x_{i+1})_d = \alpha_i = \frac{1}{\psi_i} \left[\sum_{k=1}^{i-1} \left(\frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} \psi_k x_{k+1} + \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial y_r^{(k-1)}} y_r^{(k)} \right) - \psi_{i-1} \varepsilon_{i-1} - k_i \varepsilon_i - w_i^T \vartheta \right] \quad (3.29)$$

Ou

$$i=1, \dots, n$$

$$\varepsilon_i = x_i - \alpha_{i-1}$$

$$w_i = \varphi_i - \sum_{k=1}^{i-1} \frac{\partial \alpha_{i-1}}{\partial x_k} \varphi_k$$

Les différentes fonctions de Lyapunov sont données par

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^i [x_j - \alpha_{j-1}]^2 \quad (3.30)$$

La commande u , qui permet d'atteindre la stabilité asymptotique du système global est donnée par la dernière commande virtuelle α_n .

L'association de la technique du Backstepping au contrôle vectoriel confère à la commande de la machine à induction des qualités de robustesse intéressantes, et consolide encore plus la robustesse du Backstepping. [4, 7, 9].

3.3 Application du Backstepping à la commande de la MAS

Dans cette partie, on se propose d'éliminer les régulateurs PI classiques dans la commande vectorielle de la machine et de les remplacer par des lois de commande par Backstepping.

L'association de la technique du Backstepping au contrôle vectoriel confère à la commande de la machine à induction des qualités de robustesse intéressantes, et consolide encore plus la robustesse du Backstepping. [4, 7, 9].

La MAS pose des problèmes difficiles pour sa commande, son modèle dynamique est non linéaire et hautement couplé dû à l'absence de découplage naturel entre l'inducteur (stator) et l'induit (rotor) ce qui rend sa commande plus complexe que celle d'une machine à courant continu.

La commande vectorielle, connue aussi sous le nom de contrôle par orientation du flux est apparue avec les travaux de Blaschke en 1972 est a pour objectif d'aboutir à un modèle simple de la MAS qui permet de commander indépendamment le flux et le couple de la machine.

Avec ce découplage la MAS se comporte alors comme une machine à courant continu à excitation indépendante ou il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (courant d'excitation) et celle commandant le couple (courant d'induit) permettant, ainsi, d'obtenir de hautes performances [6].

Son principe est basé sur le choix d'un système d'axes tournant biphasé (d, q) orienté suivant le flux qu'on désire orienter (statorique, rotorique ou flux d'entrefer) permettant ainsi de découpler le flux et le couple. Dans notre cas on s'intéresse à orienter le flux rotorique suivant la direction de l'axe d par conséquent la composante du flux rotorique Φ_{rq} est nulle, le couple électromagnétique est découplé avec le flux.

Le vecteur courant statorique est dissocié en deux composantes dans le repère tournant, l'une sur l'axe direct pour contrôler le flux orienté de la machine, et l'autre calée sur l'axe en quadrature pour contrôler le couple.

Considérons le modèle de la machine asynchrone dans le système d'axe (d, q) et qui inclut les dynamiques électrique et mécanique de la machine

$$\frac{dW}{dt} = \frac{\mu}{J} \Phi_d i_{sq} - \frac{f_r}{J} W - \frac{C_r}{J} \quad (3.31)$$

$$\frac{d\Phi_d}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_d + \frac{1}{T_r} M i_{sd} \quad (3.32)$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\eta i_{sd} - \alpha \beta \Phi_d + P W i_{sq} + \frac{\alpha M i_{sq}^2}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (3.33)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\eta i_{sq} - \beta P W \Phi_d - P W i_{sd} - \frac{\alpha M i_{sd} i_{sq}}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (3.34)$$

Avec

$$\Phi_{rd} = \Phi_d \quad \Phi_{rq} = 0$$

$$\mu = \frac{PM}{L_r} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \eta = \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma L_s L_r^2} \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \quad \alpha = \frac{1}{T_r}$$

Etape 1

L'objectif de cette étape est l'élimination des deux régulateurs de vitesse et de flux.

On définit les erreurs e_1 et e_2 et représentant respectivement l'erreur entre la vitesse réelle W et la vitesse de référence $W_{réf}$ et l'erreur entre le module de flux Φ_d et sa référence $\Phi_{réf}$.

$$e_1 = W_{réf} - W \quad (3.35)$$

$$e_2 = \Phi_{réf} - \Phi_d \quad (3.36)$$

Et leurs dynamiques sont données par

$$\dot{e}_1 = \dot{W}_{réf} - \dot{W} = \dot{W}_{réf} - \frac{\mu}{J} \Phi_d i_{sq} + \frac{f_r}{J} W + \frac{C_r}{J} \quad (3.37)$$

$$\dot{e}_2 = \dot{\Phi}_{réf} - \dot{\Phi}_d = \dot{\Phi}_{réf} + \frac{1}{T_r} \Phi_d - \frac{1}{T_r} M i_{sd}$$

La première fonction de Lyapunov est choisi tel que

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (3.38)$$

Sa dérivée est

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (3.39)$$

$$= e_1 \left(\dot{W}_{réf} - \frac{\mu}{J} \Phi_d i_{sq} + \frac{f_r}{J} W + \frac{C_r}{J} \right) + e_2 \left(\dot{\Phi}_{réf} + \frac{1}{T_r} \Phi_d - \frac{1}{T_r} M i_{sd} \right) \quad (3.40)$$

Les objectifs de poursuite sont réalisés $\dot{V}_1 < 0$ en choisissant les références des composantes du courant qui représentent les fonctions stabilisantes comme suit

$$(i_{sq})_{réf} = \frac{1}{\Phi_d} \frac{J}{\mu} \left[k_1 e_1 + \dot{W}_{réf} + \frac{f_r}{J} W + \frac{C_r}{J} \right] \quad (3.41)$$

$$(i_{sd})_{réf} = \frac{T_r}{M} \left(k_2 e_2 + \dot{\Phi}_{réf} + \frac{1}{T_r} \Phi_d \right) \quad (3.42)$$

Où k_1, k_2 des constantes positives.

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0$$

Alors \square $(i_{sq})_{réf}$ et $(i_{sd})_{réf}$ dans (3.41) et (3.42) sont asymptotiquement stables.

Etape2

Pour cette étape, notre objectif est le calcul des tensions de commande.

On définit les autres erreurs concernant les composantes du courant statorique et leurs références.

$$\begin{aligned} e_3 &= (i_{sq})_{réf} - i_{sq} \\ &= \frac{1}{\Phi_d \mu} \left[k_1 e_1 + W_{réf} + \frac{f_r}{j} W + \frac{C_r}{j} \right] - i_{sq} \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$\begin{aligned} e_4 &= (i_{sd})_{réf} - i_{sd} \\ &= \frac{T_r}{M} \left(k_2 e_2 + \Phi_{réf} + \frac{1}{T_r} \Phi_d \right) - i_{sd} \end{aligned} \quad (3.44)$$

Avec cette définition et en tenant compte du système (3.34), les dynamiques de e_1 et e_2 S'écrivent

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + \frac{\mu}{j} \Phi_d e_3 \quad (3.45)$$

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2 + \frac{1}{T_r} M e_4 \quad (3.46)$$

La dynamique du système (3.43) et (3.44) est donnée par

$$\dot{e}_3 = (\dot{i}_{sq})_{réf} - \dot{i}_{sq} = (\dot{i}_{sq})_{réf} - F_q - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (3.47)$$

$$\dot{e}_4 = (\dot{i}_{sd})_{réf} - \dot{i}_{sd} = (\dot{i}_{sd})_{réf} - F_d - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (3.48)$$

Où

$$F_q = -\eta i_{sq} - \beta P W \Phi_d - P W i_{sd} - \frac{\alpha M i_{sd} i_{sq}}{\Phi_d} \quad (3.50)$$

$$F_d = -\eta i_{sd} - \alpha \beta \Phi_d + P W i_{sq} + \frac{\alpha M i_{sq}^2}{\Phi_d} \quad (3.51)$$

Les lois de commande réelles de la machine V_{sd} et V_{sq} apparaissent dans (3.47) et (3.48), alors on peut aller à l'étape finale.

La fonction de Lyapunov finale est donnée par

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (3.52)$$

Sa dérivée par rapport au temps est

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (3.53)$$

Qui peut être réécrite sous la forme suivante

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 + e_3 (k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{réf} - F_q - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq}) \\ &+ e_4 (k_4 e_4 + (\dot{i}_{sd})_{réf} - F_d - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd}) \end{aligned}$$

Où

k_3, k_4 Des constantes positives.

Les tensions de commande V_{sd} et V_{sq} sont choisi comme

$$V_{sd} = \sigma L_s (k_4 e_4 + (\dot{i}_{sd})_{réf} - F_d) \tag{3.54}$$

$$V_{sq} = \sigma L_s (k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{réf} - F_q) \tag{3.55}$$

La stabilité de la commande est obtenue si et seulement si un bon choix des gains k_1, k_2, k_3, k_4 .

3.4 Résultats de simulation

3.4.1. Fonctionnement nominal de la machine asynchrone

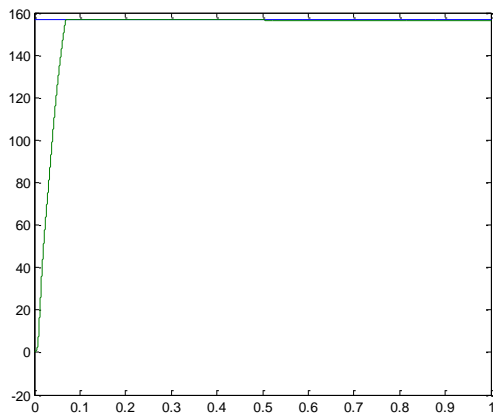


Figure 3.1 : vitesse de rotation

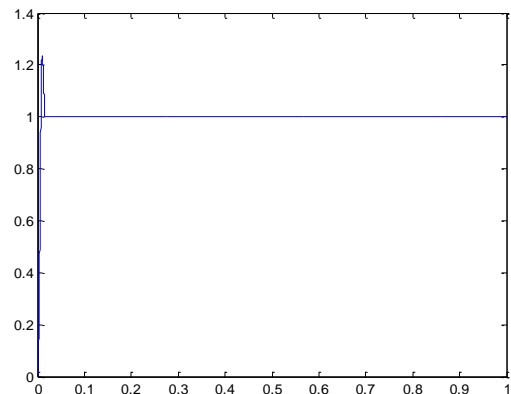


Figure 3.2 : flux rotorique

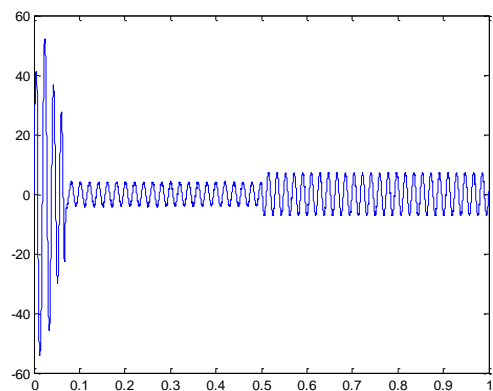


Figure 3.3 : courant statorique $i_{s\alpha}$

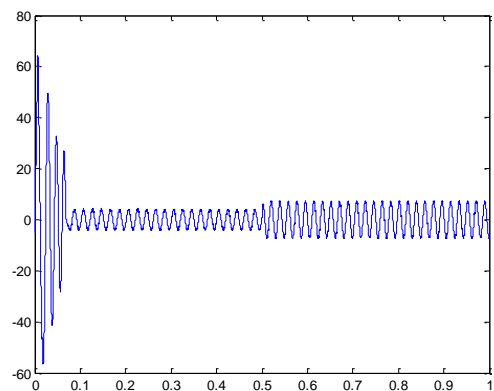


Figure 3.4 : courant statorique $i_{s\beta}$

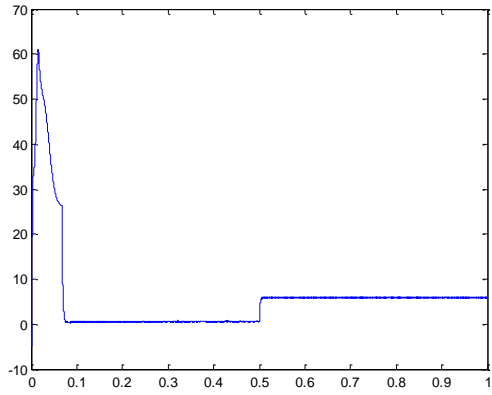


Figure 3.5 : courant statorique i_{sq}

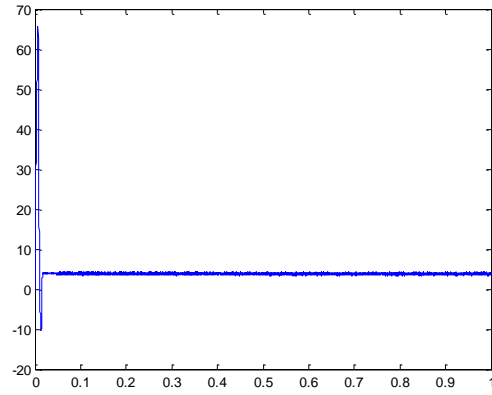


Figure 3.6 : courant statorique i_{sd}

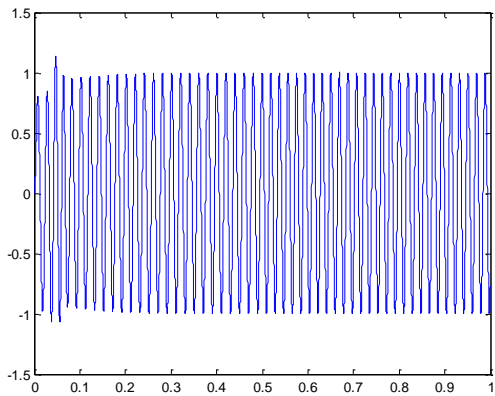


Figure 3.7 : flux rotorique suivant l'axe α

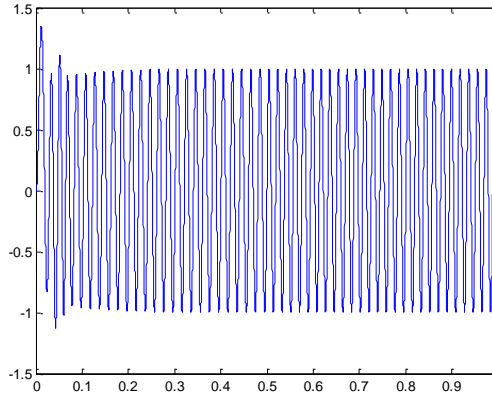


Figure 3.8 : flux rotorique suivant l'axe β

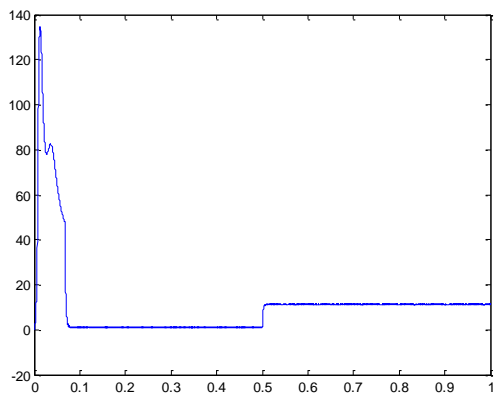


Figure 3.9 : couple électromagnétique

La machine démarre à vide (backstepping nominal), La vitesse atteint sa valeur de référence pour un temps égale a 0.07s (Fig.3.1), pour cette raison la machine développe un très grand couple de démarrage (130 N.m) (fig.3.9), puis le couple s'annule Pour $t = 0.08$ s.

En charge :

On applique un couple de (10 N.m) à un temps de 0.5 seconde, on remarque que

La composante inverse du courant statorique passe de zéro vers 5 Ampères, cela afin que la machine puisse développer le couple demandé (Fig.3.5).

Les courants statoriques $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ augmentent de 5 Ampères à $t=0.5$ s pour convaincre le couple de charge.

3.4.2. Fonctionnement lors de la variation de vitesse

On applique une variation de 157 rad/s et inversement -157 rad/s. de $t=0$ s à $t=0.5$ s on applique une vitesse 157 rad/s et à $t=0.5$ on applique une vitesse -157 rad/s.

La figure ci-dessous présente les différents résultats obtenus.

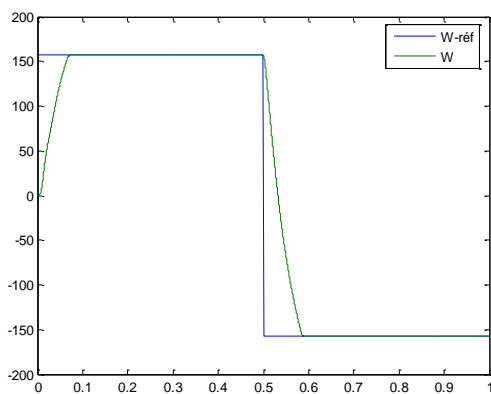


Figure 3.10 : vitesse de rotation

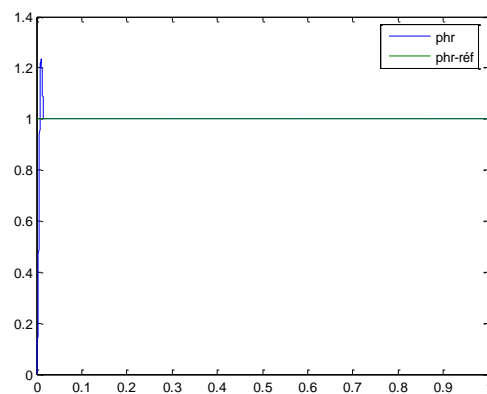


Figure 3.11 : flux rotorique

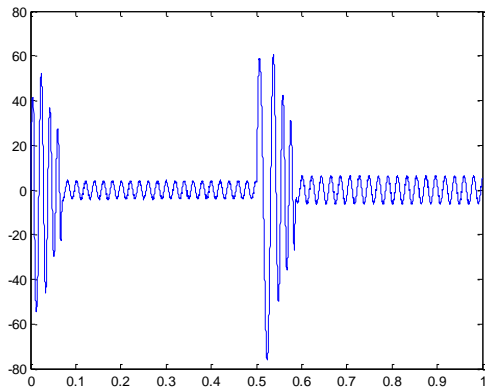


Figure 3.12 : courant statorique $i_{s\alpha}$

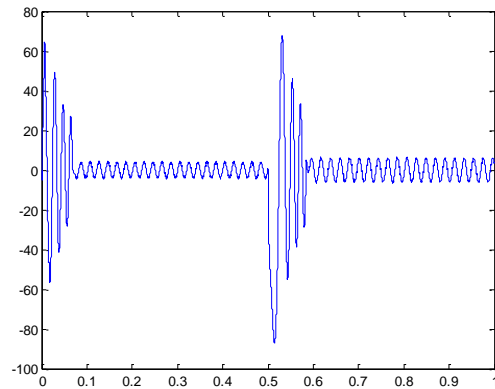


Figure 3.13 : courant statorique $i_{s\beta}$

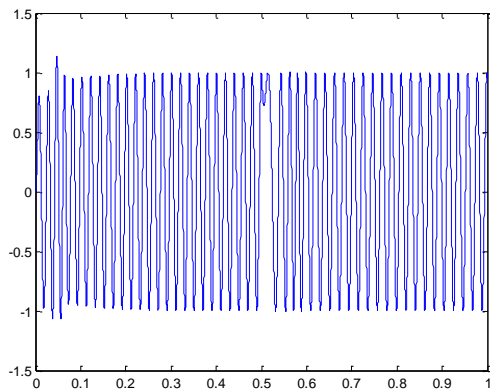


Figure 3.14 : flux rotorique suivant l'axe α

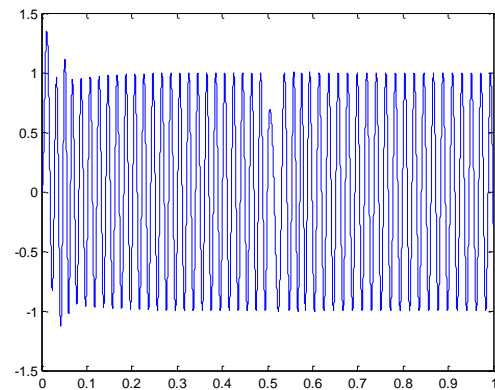


Figure 3.15 : flux rotorique suivant l'axe β

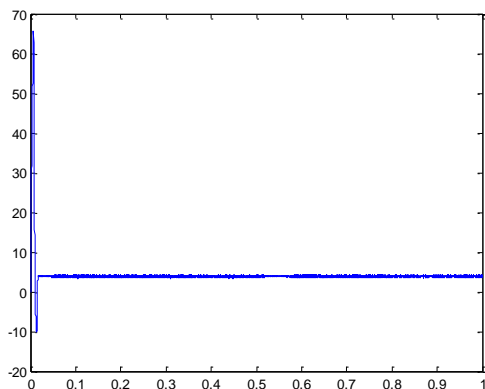


Figure 3.16 : courant statorique i_{sd}

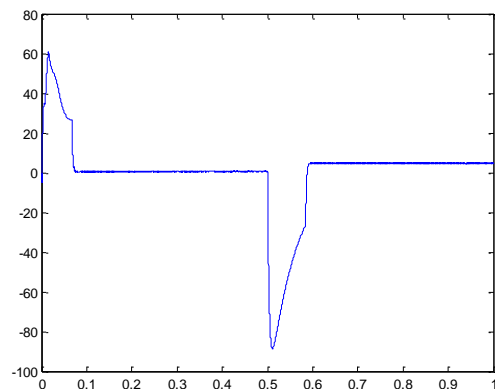


Figure 3.17 : courant statorique i_{sq}

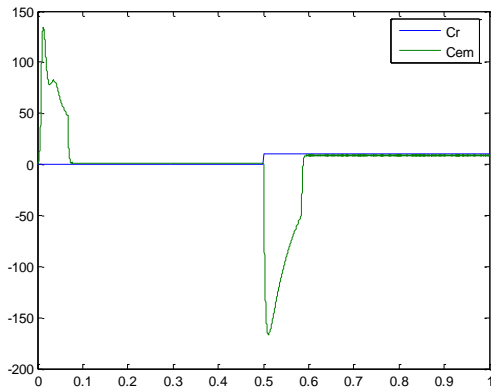


Figure 3.18 : couple électromagnétique

3.4.3. Fonctionnement lors de la variation de la charge

Pour ce test de la commande **Back** on fait une variation de la charge de 0.2 s à 0.5 s on applique une charge de 5 N.m, de 0.5s on applique 10 N.m.

L'influence de ce test sera donnée par la figure ci-dessous.

Une convergence souhaitées présentée par ce test pour la commande Back présente une convergence avec des pic vers leurs valeurs de références causé par l'augmentation de la charge.

Pour les autres grandeurs de vitesse, flux donnent des bons résultats par rapport à ce test avec un découplage parfait entre le flux et le couple.

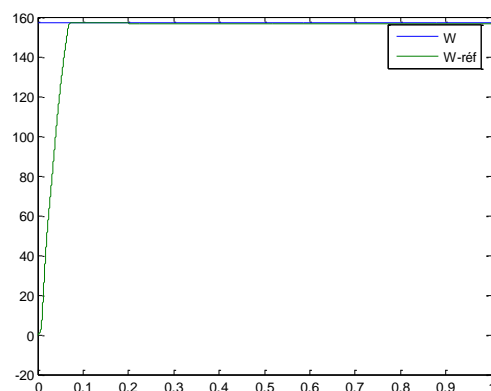


Figure 3.19 : vitesse de rotation

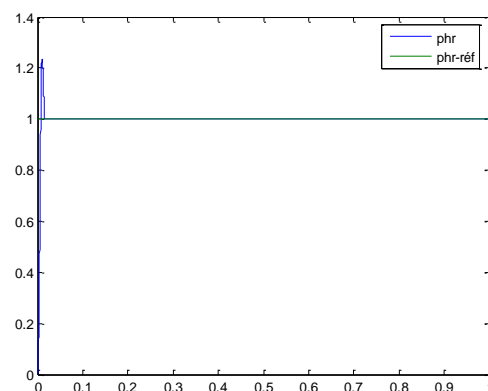


Figure 3.20 : flux rotorique

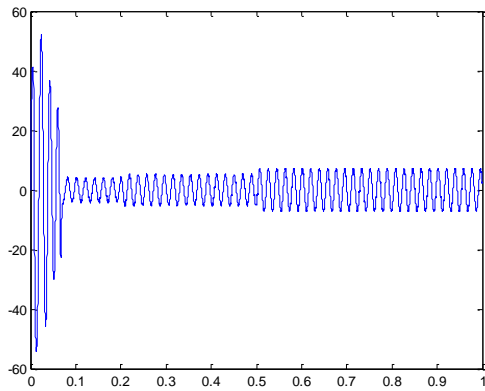


Figure 3.21 : courant statorique $i_{s\alpha}$

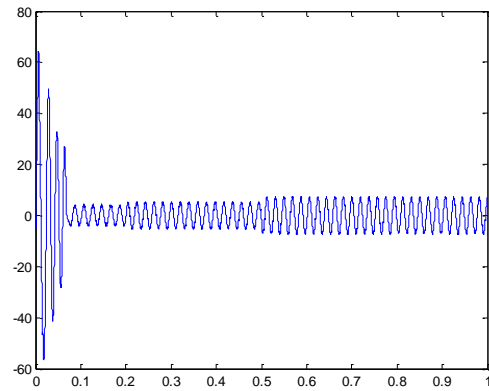


Figure 3.22 : courant statorique $i_{s\beta}$

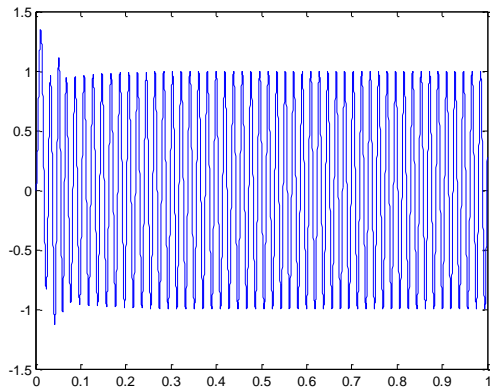


Figure 3.23 : flux rotorique suivant l'axe α

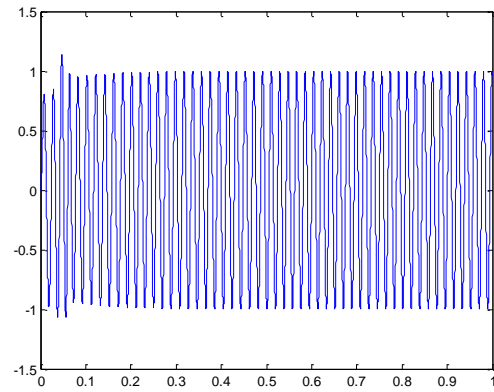


Figure 3.24 : flux rotorique suivant l'axe β

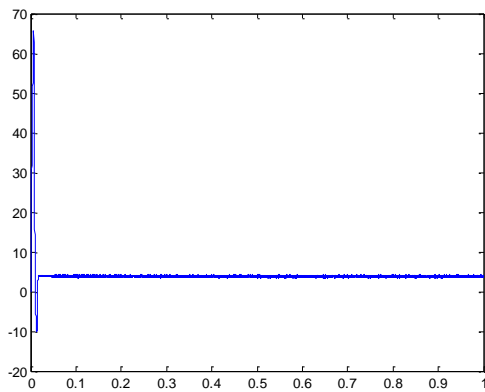


Figure 3.25 : courant statorique i_{sd}

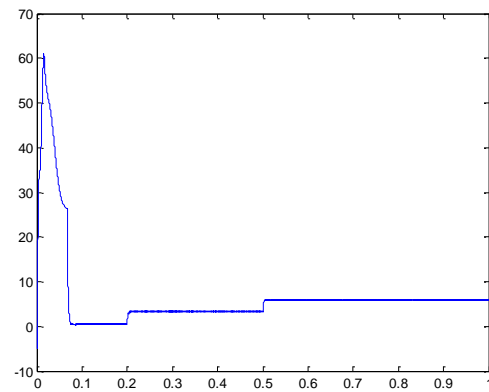


Figure 3.26 : courant statorique i_{sq}

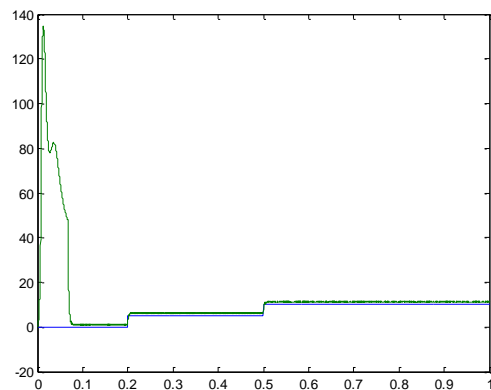


Figure 3.27 : couple électromagnétique

3.4.4. Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique

On suppose une variation de 100% de R_s entre les instants $t=0.3s$ et $t=0.7s$ pour la Commande par Backstepping.

Les résultats sont présentés ci-dessous.

Une bonne robustesse est obtenue par rapport à ce test pour la commande Back et pour les différentes grandeurs de vitesse, couple, flux et courant.

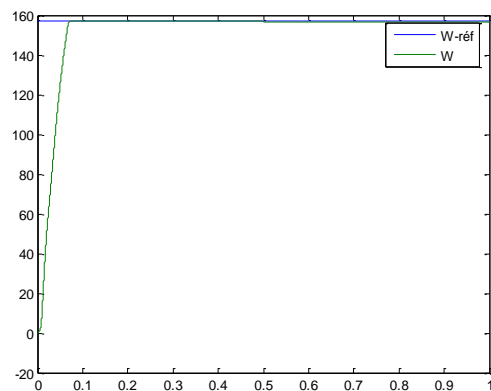


Figure 3.28 : la vitesse de rotation

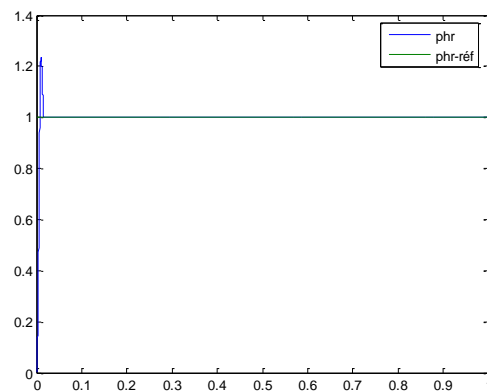


Figure 3.29 : le flux rotorique

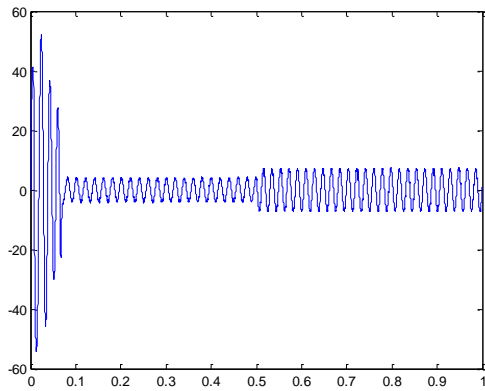


Figure 3.30 : courant statorique is_α

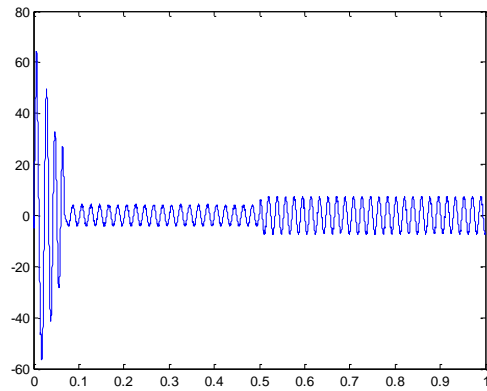


Figure 3.31 : courant statorique is_β

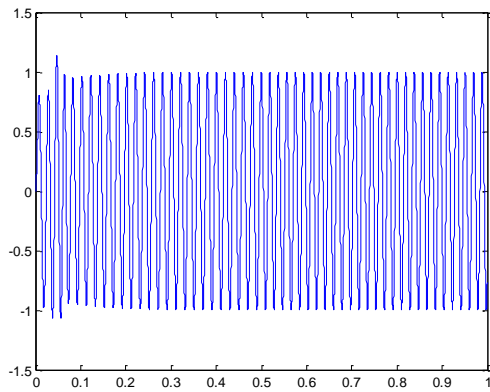


Figure 3.32 : flux rotorique suivant l'axe α

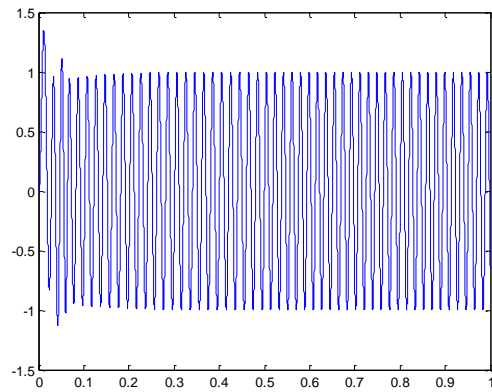


Figure 3.33 : flux rotorique suivant l'axe β

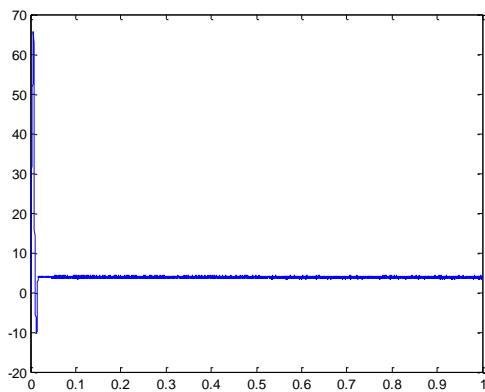


Figure 3.34 : courant statorique isd

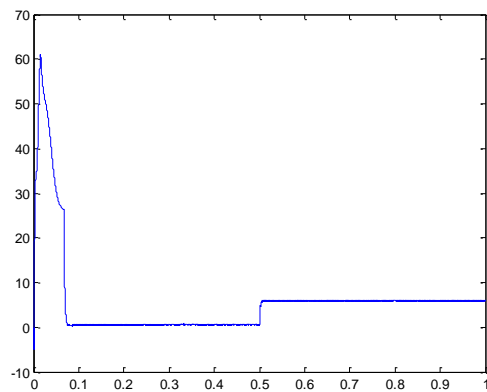


Figure 3.35 : courant statorique isq

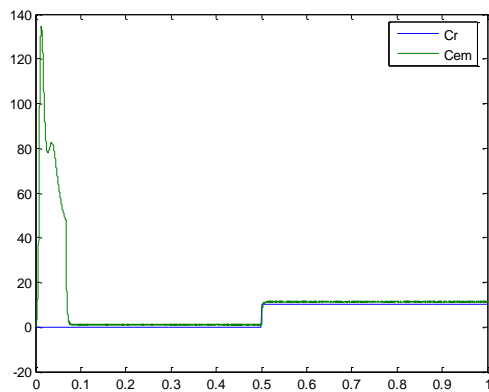


Figure 3.36 : couple électromagnétique

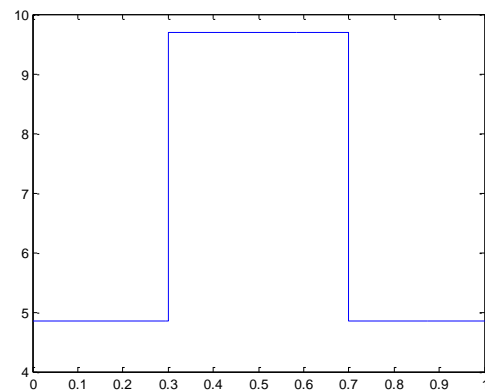


Figure 3.37 : résistance statorique

3.4.5. Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique de la MAS

Le même test sera fait mais pour la résistance rotorique, des résultats améliorés obtenus avec une bonne robustesse.

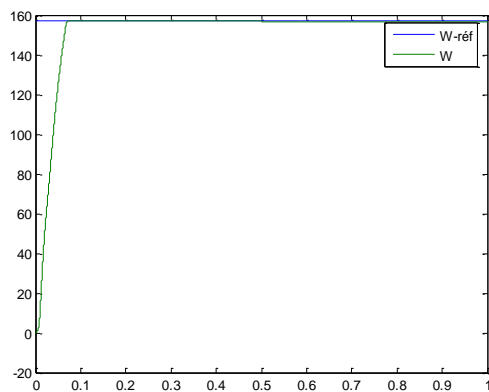


Figure 3.38 : vitesse de rotation

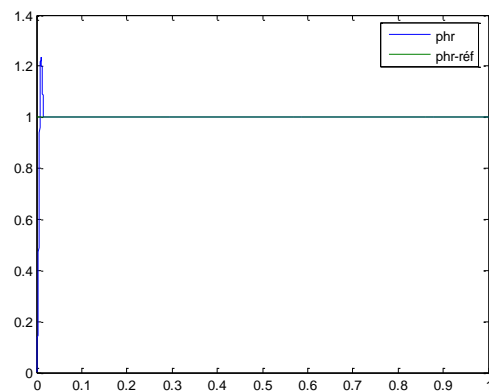


Figure 3.39 : flux rotorique

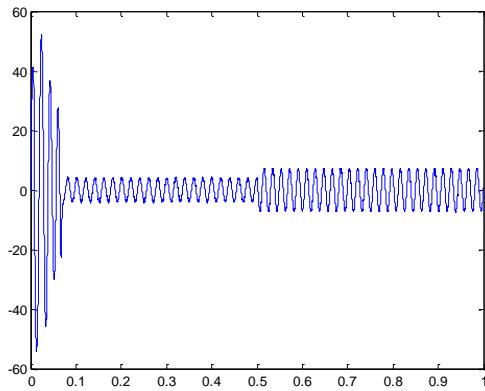


Figure 3.40 courant statorique $i_{s\alpha}$

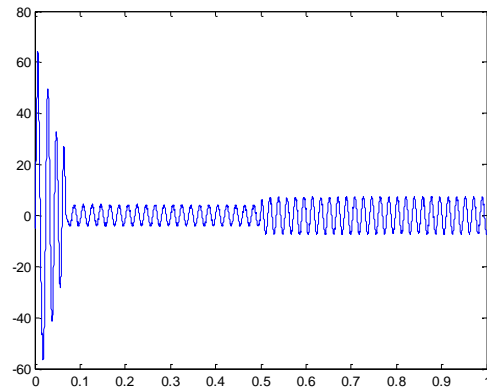


Figure 3.41 courant statorique $i_{s\beta}$

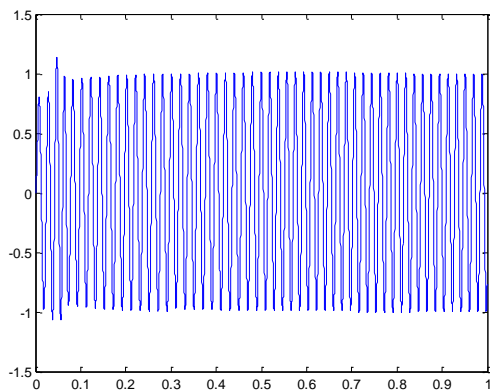


Figure 3.42 : flux rotorique suivant l'axe α

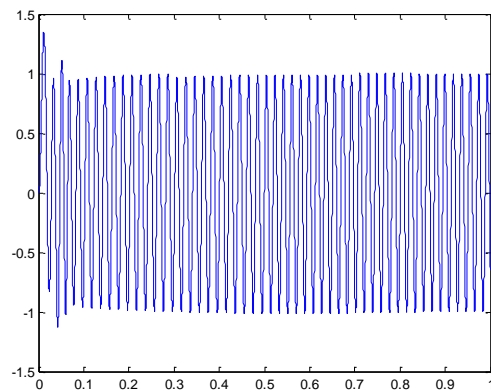


Figure 3.43 : flux rotorique suivant l'axe β

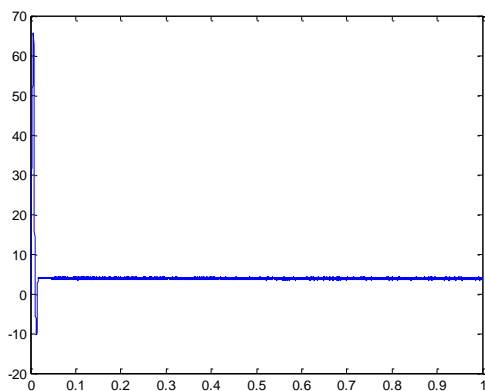


Figure 3.44 : courant statorique i_{sd}

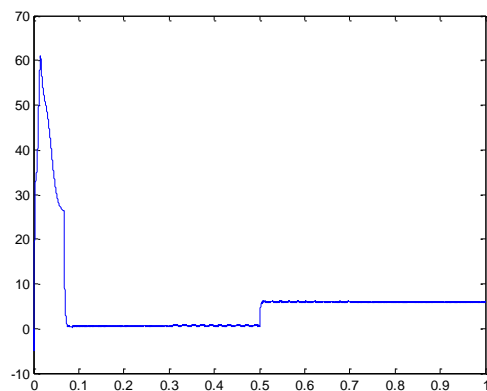


Figure 3.45 : courant statorique i_{sq}

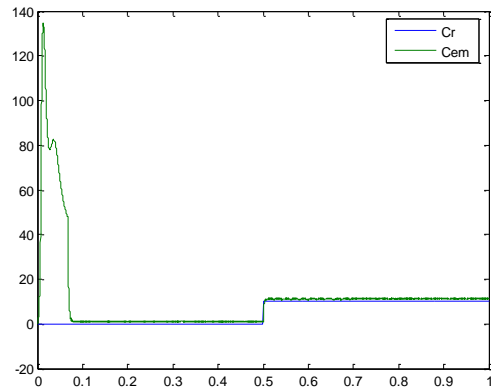


Figure 3.46: couple électromagnétique

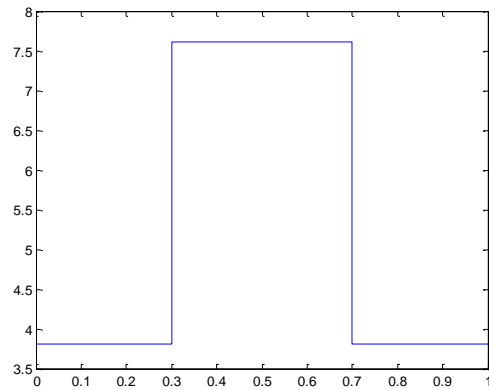


Figure 3.47 : résistance rotorique

Différents tests sont faits dans ce chapitre concernant la commande BACK de la machine asynchrone, et d'un point de vue général on peut dire qu'on a obtenus des améliorations remarquables.

3.5. Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone Par le Backstepping Adaptatif

La commande du moteur asynchrone est complexe car il y a beaucoup d'incertitudes et de perturbations dans le système. La résistance de rotor, par exemple, peut varier jusqu'à 50% en raison de l'échauffement du rotor lors du fonctionnement, et aussi l'échauffement des enroulements rotorique par effet Joule. Le couple de charge est inconnu dans la plupart des applications. La méthode la plus populaire pour la commande avec un rendement élevé des moteurs à induction dans l'industrie est la commande vectorielle par orientation du champ rotorique (**le champ orienté**).

Il y a eu de grands efforts pour développer les commandes avec des performances élevées pour les systèmes sujets aux incertitudes. Il a été prouvé que La commande adaptative est l'une des techniques les plus prometteuses ce qui peut être appliqué à la commande d'une grande variété de systèmes et de processus.

La commande adaptative a été un domaine important de recherche active pendant plus de cinq décennies. Le contrôleur adaptatif est conçu en combinant un estimateur de paramètre, qui fournit des évaluations des paramètres inconnus, avec une loi de commande. Les paramètres du contrôleur sont ajustés pendant l'opération de la commande, Afin d'obtenir les performances désirées, il fournit également des méthodes d'adaptation pour quelques incertitudes, telles que les variations de vitesse, perturbation externe et incertitudes structurales [10].

L'estimation de paramètre emploie une collection de signaux disponibles dans le système, basée sur certains critères d'information et d'optimalité, pour produire des estimations des paramètres du système, c'est un procédé dynamique d'évaluation qui se sert des signaux mis à jour de système pour produire des évaluations mises à jour de paramètre.

Les clés pour l'estimation adaptative de paramètre incluent la para métrisation linéaire des modèles du système, la représentation linéaire des modèles paramétriques d'erreur, la conception stable des algorithmes adaptatifs

D'évaluation, la preuve analytique de la stabilité, la convergence de paramètre, et la robustesse de l'estimation adaptative [14].

3.5.1. Principe de la commande backstepping adaptative

Le backstepping adaptatif est une méthode qui résulte de la fusion de la synthèse adaptative par Lyapunov et la technique récursive du backstepping non adaptatif. Toutefois, la combinaison directe de ces deux méthodes conduit, en général, à des contrôleurs trop élevé.

3.5.2. Application du Backstepping adaptatif pour un système du 2^{ième} ordre

Pour illustrer l'idée de backstepping adaptatif, considérant d'abord le système suivant du second degré dont on suppose que les paramètres inconnus apparus linéairement dans l'équation du système

$$\dot{x}_1 = x_2 + \xi_1^t(x_1)\Theta \tag{3.56}$$

$$\dot{x}_2 = U + \xi_2^t(x_1, x_2)\Theta \tag{3.57}$$

Avec

Θ est un vecteur de paramètre inconnu.

ξ_1 Et ξ_2 deux fonctions non linéaires connus.

Notre problème est de stabiliser le système d'équations (3.56) et (3.57), on forçant x_1 à suivre une référence x_r dont on suppose l'existence de ses deux premières dérivées. Pour ce faire on effectue le changement de variables suivant

$$e_1 = x_1 - x_r \tag{3.58}$$

Pour Θ connu, et on considère que x_2 comme entrée de la première équation du système (3.56). On définit la fonction de Lyapunov comme suit

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \tag{3.59}$$

Dont la dérivée est

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1(x_2 + \xi_1^t(x_1)\Theta - \dot{x}_r) \\ &= -k_1 e_1^2 + e_1(k_1 e_1 + x_2 + \xi_1^t(x_1)\Theta - \dot{x}_r) \end{aligned} \tag{3.60}$$

Pour assurer la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov, on choisit x_2 comme suit

$$x_2^r = -k_1 e_1 \xi_1^t \Theta + \dot{x}_r \tag{3.61}$$

Pour stabiliser le système (3.1), on définit e_2 qui représente l'erreur entre x_2^r et x_2 comme suit

$$e_2 = x_2 - x_2^r - \alpha_1 e_1 \tag{3.62}$$

Avec

$$\alpha_1 = -k_1 e_1 - \xi_1^t(x_1)\Theta \quad (3.63)$$

On défini la fonction de Lyapunov suivante

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (3.64)$$

Dont la dérivée est

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (3.65)$$

$$= -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 + e_2 (U + \xi_2^t \Theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \xi_1^t \Theta) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_r - \ddot{x}_r) \quad (3.66)$$

$$= -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_2 (k_2 e_2 + e_1 + U + \xi_2^t \Theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \xi_1^t \Theta) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_r - \ddot{x}_r)$$

Pour

$$U = -k_2 e_2 - e_1 - \xi_2^t \Theta + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \xi_1^t \Theta) + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \dot{x}_r + \ddot{x}_r \quad (3.67)$$

Pour u ainsi choisi La dérivée de la fonction de Lyapunov V_2 est négative, par conséquent, u est la commande qui stabilise le système (3.56) et (3.57), mais θ est inconnu, on ne peut pas donc utiliser cette commande, on va combiner la technique du backstepping avec une estimation de paramètres.

Du (3.58), (3.59), (3.62) et (3.67) on trouve

$$U = -k_2 e_2 - e_1 - \xi_2^t \Theta + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} x_2 - (\Phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \Phi_1)^t \widehat{\Theta}_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial \theta_1} \Gamma \Phi_1 e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_r} \dot{x}_r + \ddot{x}_r \quad (3.68)$$

$$\widehat{\Theta}_1 = \Gamma \Phi_1 e_1 \quad (3.69)$$

$$\widehat{\Theta}_2 = \Gamma - (\Phi_2 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} \Phi_1) e_2 \quad (3.70)$$

3.5.3 Application à La commande de la M.A.S

Le modèle mathématique de la machine asynchrone représenté par le système d'équation (1.17) dans le repère d , lié au champ tournant, est réécrit comme suit

$$\frac{dW}{dt} = \frac{\mu}{J} \Phi_d i_{sq} - \frac{f_r}{J} W - \frac{C_r}{J} \quad (3.71)$$

$$\frac{d\Phi_d}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_d + \frac{1}{T_r} M i_{sd} \quad (3.72)$$

$$\frac{d i_{sd}}{dt} = -\eta i_{sd} - \alpha \beta \Phi_d + P W i_{sq} + \frac{\alpha M i_{sq}^2}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (3.73)$$

$$\frac{d i_{sq}}{dt} = -\eta i_{sq} - \beta P W \Phi_d - P W i_{sd} - \frac{\alpha M i_{sd} i_{sq}}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (3.74)$$

Notre but est de commander le moteur pour atteindre la vitesse désirée, sous un champ magnétique ϕ_r désiré ce qui va se traduire par le calcul des erreurs de vitesse, et du champ rotorique

$$e_1 = W_{réf} - W \quad (3.75)$$

$$e_2 = \Phi_{réf} - \Phi_d \quad (3.76)$$

$W_{réf}$ Et $\Phi_{réf}$ sont respectivement la vitesse et le champ rotorique de référence

La dérivée de l'erreur est comme suit

$$\dot{e}_1 = \dot{W}_{réf} - \dot{W} = \dot{W}_{réf} - \frac{\mu}{J} \Phi_d i_{sq} + \frac{f_r}{J} W + \frac{C_r}{J} \quad (3.77)$$

$$\dot{e}_2 = \dot{\Phi}_{réf} - \dot{\Phi}_d = \dot{\Phi}_{réf} + \frac{1}{T_r} \Phi_d - \frac{1}{T_r} M i_{sd} \quad (3.78)$$

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + \frac{\mu}{J} \Phi_d e_3 \quad (3.79)$$

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2 + \frac{1}{T_r} M e_4 \quad (3.80)$$

Si tous les paramètres de la machine sont connus, on peut définir les fonctions stabilisantes suivant

$$(\Phi_d i_{sq})_{réf} = \frac{J}{\mu} [k_1 e_1 + W_{réf} + \frac{f_r}{J} W + \frac{C_r}{J}] \quad (3.81)$$

$$(R_r i_{sd})_{réf} = \frac{L_r}{M} \left(k_2 e_2 + \dot{\Phi}_{réf} + \frac{R_r}{L_r} \Phi_d \right) \quad (3.82)$$

On défini la fonction de Lyapunov suivante

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (3.83)$$

On tenant compte des deux fonctions stabilisantes on trouve

$$V_1 = - \sum_{m=1}^{m=2} k_i e_i^2 \quad (3.84)$$

$$\dot{V}_1 < 0 \quad \forall k_i > 0$$

Ce qui traduit la convergence de l'erreur de vitesse ainsi que celle du flux vers leurs références. Le couple de charge et la résistance rotorique sont inconnus, ils doivent être estimés adaptative ment, alors on peut définir

$$(\widehat{\Phi_d i_{sq}})_{réf} = \frac{J}{\mu} [k_1 e_1 + W_{réf} + \frac{f_r}{J} W + \frac{\widehat{C}_r}{J}] \quad (3.85)$$

$$(\widehat{R_r i_{sd}})_{réf} = \frac{L_r}{M} \left(k_2 e_2 + \dot{\Phi}_{réf} + \frac{\widehat{R}_r}{L_r} \Phi_d \right) \quad (3.86)$$

Où \widehat{C}_r et \widehat{R}_r sont respectivement les valeurs estimées du couple de charge et de la résistance rotorique.

On défini l'erreur entre les valeurs désirés et les valeurs estimés suivants

$$e_3 = (\widehat{\Phi_d i_{sq}})_{réf} - \Phi_d i_{sq} \quad (3.87)$$

$$e_4 = (\widehat{R_r i_{sd}})_{réf} - R_r i_{sd} \quad (3.88)$$

On remplace ϕ_d isq et R_r isd dans le système d'équations (3.77) et (3.78) on trouve

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 + \frac{\mu}{J} e_3 - \frac{\widehat{C}_r}{J} - \frac{j}{J} (k_1 e_1 + W_{réf}) \quad (3.89)$$

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2 + \frac{M}{L_r} e_4 - \frac{\widehat{R}_r}{L_r} \Phi_d \quad (3.90)$$

Avec

$$\widetilde{C}_r = \widehat{C}_r - C_r \quad (3.91)$$

$$\widetilde{R}_r = \widehat{R}_r - R_r \quad (3.92)$$

On remplaçant e_1, e_2, ϕ_d isq, R_r isd dans le système d'équations (3.33) on trouve

$$\dot{e}_3 = \mathfrak{J}_4 - \frac{j k_1}{\mu J} (k_1 e_1 + W_{réf}) \widetilde{J} - \frac{j k_1}{\mu J} \widetilde{C}_r - \frac{\Phi_d i_{sq}}{L_r} \widetilde{R}_r - \frac{\Phi_d}{\sigma L_s} V_{sq} \quad (3.93)$$

$$\dot{e}_4 = \Psi_2 - \frac{1}{M} \left(k_2 e_2 - \frac{\widehat{R}_r}{L_r} \right) \Phi_d \widetilde{R}_r - \frac{R_r}{\sigma L_s} V_{sd} \quad (3.94)$$

Avec

$$\mathfrak{J}_1 = \frac{j}{\mu} (k_1 e_1 + W_{réf}) + \frac{\widehat{C}_r}{J} \quad (3.95)$$

$$\mathfrak{J}_2 = \frac{j}{\mu} k_1 \left(-k_1 e_1 + \frac{\mu}{J} e_3 + \frac{1}{k_1} W_{réf} \right) \quad (3.96)$$

$$\mathfrak{S}_3 = \left(-k_2 e_2 + (\Phi_d \dot{})_{\text{réf}} - \frac{M}{L_r} e_4\right) i_{sq} - \Phi_d F_q \quad (3.97)$$

$$\mathfrak{S}_4 = \mathfrak{S}_1 + \mathfrak{S}_2 + \mathfrak{S}_3 \quad (3.98)$$

Et

$$\psi_1 = \frac{L_r}{M} k_2 \left(-k_2 e_2 + \frac{M}{L_r} e_4 + \frac{1}{k_2} (\ddot{\Phi}_d)_{\text{réf}}\right) + \frac{\hat{R}_r}{M} \Phi_d - R_r F_d \quad (3.99)$$

$$\psi_2 = \psi_1 + \frac{\hat{R}_r}{M} \left(k_2 e_2 - \frac{M}{L_r} e_4 + \Phi_{\text{réf}}\right) \quad (3.100)$$

Pour stabiliser notre système, on définit la fonction de Lyapunov comme suit

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) + \frac{1}{L_r \lambda_1} \widetilde{R}_r^2 + \frac{1}{j \lambda_2} \widetilde{C}_r^2 + \frac{1}{j \lambda_3} \dot{j}^2 \quad (3.101)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est

$$\dot{V}_2 = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + \frac{1}{T_r \lambda_1} \widetilde{R}_r \dot{\widetilde{R}}_r + \frac{1}{j \lambda_2} \widetilde{C}_r \dot{\widetilde{C}}_r + \frac{1}{j \lambda_3} \dot{j} \dot{j} \quad (3.102)$$

D'où les lois de mise à jours des paramètres

$$\frac{d\widetilde{R}_r}{dt} = \lambda_1 \Phi_d [e_2 + i_{sq} e_3 + \frac{L_r}{M} (k_2 e_2 - \frac{\widetilde{R}_r}{L_r}) e_4] \quad (3.103)$$

$$\frac{d\widetilde{C}_r}{dt} = \lambda_2 [e_1 + \frac{j k_1}{\mu} e_3] \quad (3.104)$$

$$\frac{dj}{dt} = \lambda_3 [k_1 e_1 + W_{\text{réf}}] [e_1 + \frac{j k_1}{\mu} e_3] \quad (3.105)$$

Et les lois de commande

$$V_{sd} = \frac{\sigma_{Ls}}{R_r} (k_4 e_4 + \psi_2 + \frac{M}{L_r} e_2) \quad (3.106)$$

$$V_{sq} = \frac{\sigma_{Ls}}{\Phi_d} (k_3 e_3 + \mathfrak{S}_4 + \frac{\mu}{\Phi_d} e_1) \quad (3.107)$$

3.5.4 Résultats de simulation

3.5.4.1 Cas où la résistance rotorique est inconnue

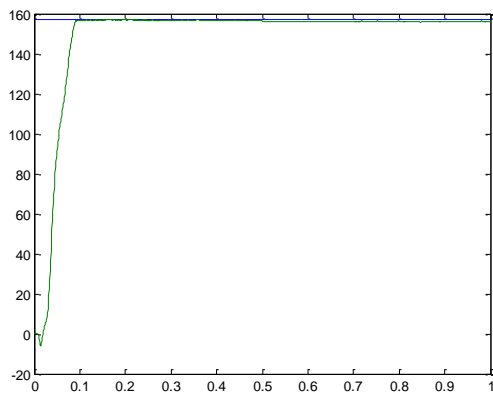


Figure 3.48 : vitesse de rotation

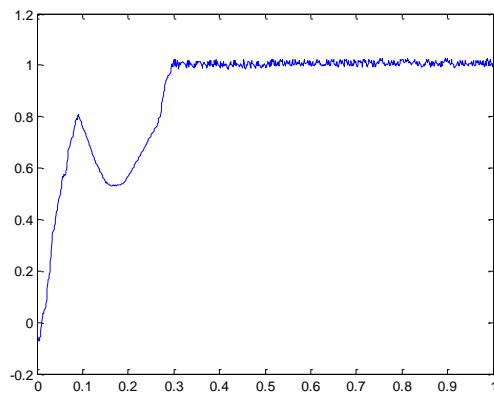


Figure 3.49 : flux rotorique

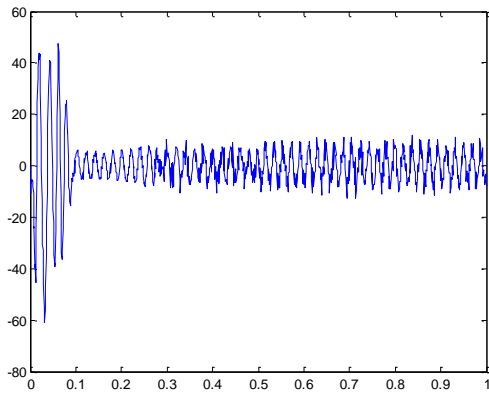


Figure 3.50 courant statorique $i_{s\alpha}$

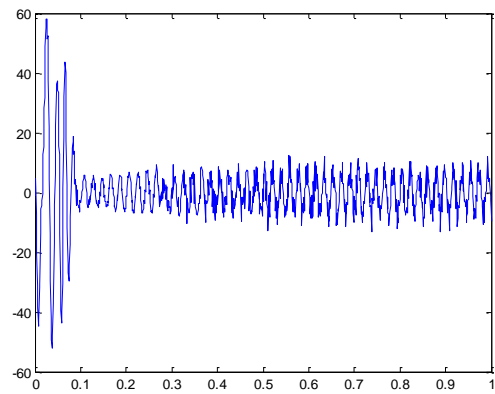


Figure 3.51 courant statorique $i_{s\beta}$

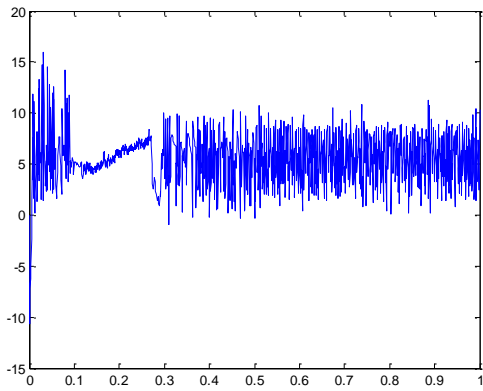


Figure 3.52 : courant statorique i_{sd}

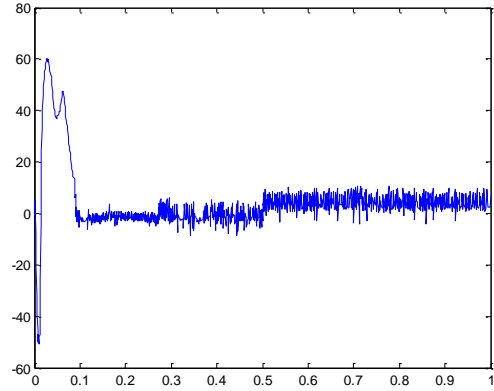


Figure 3.53 : courant statorique i_{sq}

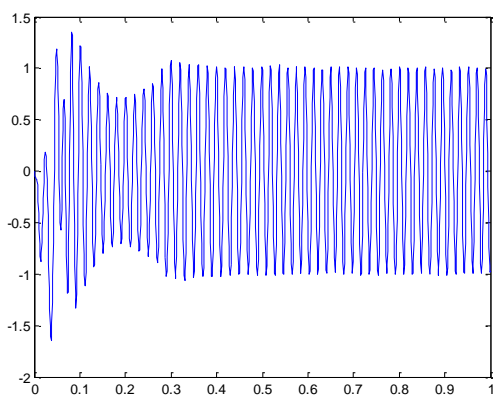


Figure 3.54 : flux rotorique suivant l'axe α

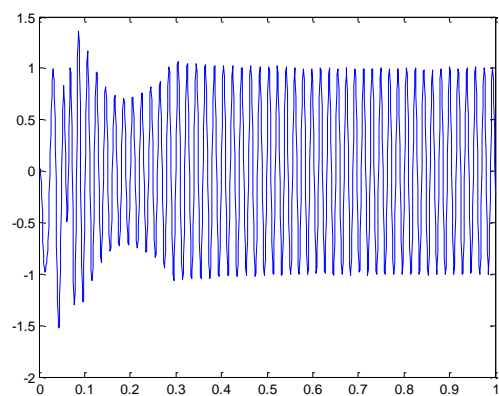


Figure 3.55 : flux rotorique suivant l'axe β

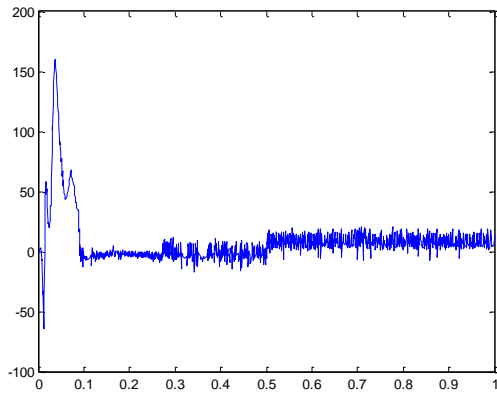


Figure 3.56 : couple électromagnétique

3.5.4.2 Cas ou le couple de charge est inconnu

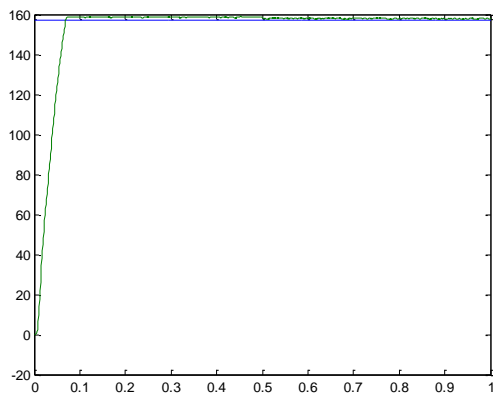


Figure 3.57 : vitesse de rotation

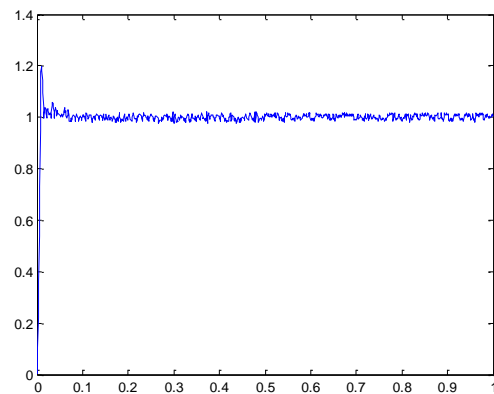


Figure 3.58 : flux rotorique

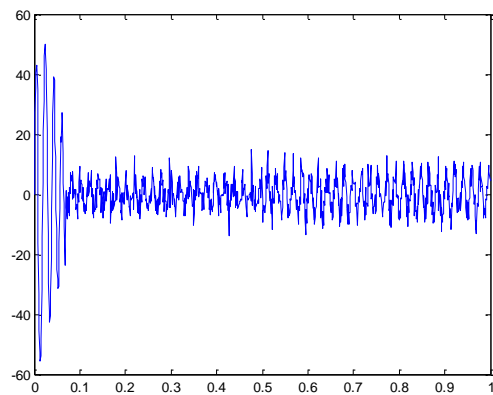


Figure 3.59 : courant statorique $i_{s\alpha}$

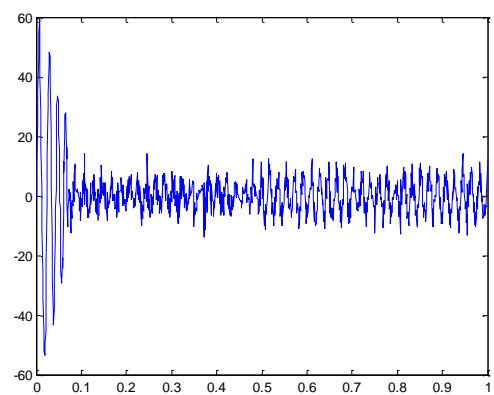


Figure 3.60 : courant statorique $i_{s\beta}$

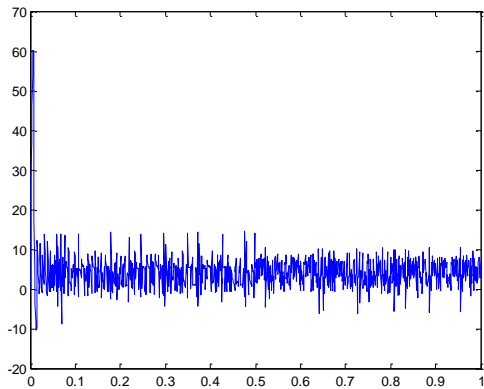


Figure 1.61: courant statorique i_{sd}

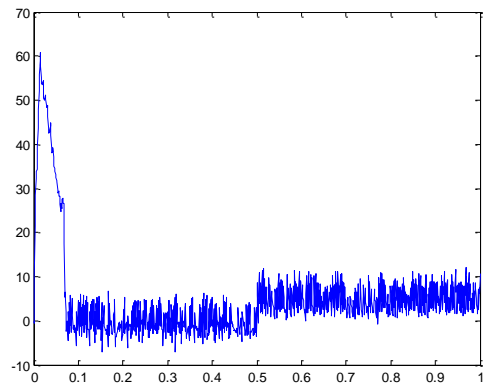


Figure 3.62: courant statorique i_{sq}

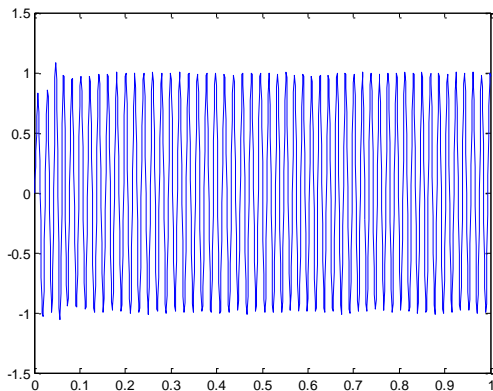


Figure 3.63 : flux rotorique suivant l'axe α

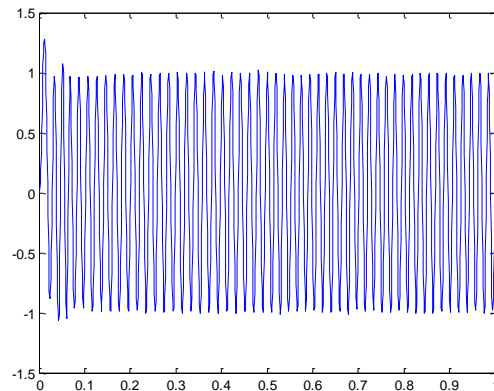


Figure 3.64: flux rotorique suivant l'axe β

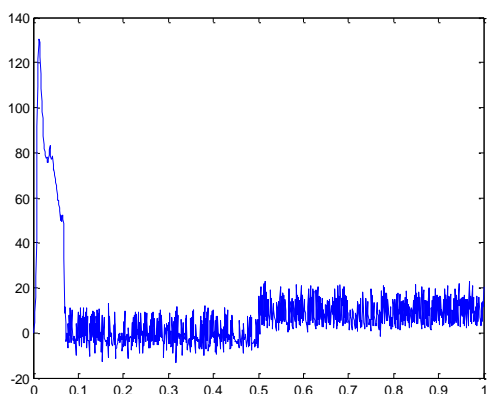


Figure 3.65 : couple électromagnétique

Dans le cas ou la résistance rotorique est inconnue, on constate que au démarrage ϕ_d diminué à $t = 0.1$ jusqu'au $t=0.2$ de 0.8 à 0.5. Et à 0.3 s il atteint sa valeur nominale ceci est causé par l'estimateur qui fourni une valeur élevé de la résistance

rotorique, puis ϕ_d suit sa référence et ϕ_{rq} s'annule (Fig.3.49). Tandis que la vitesse et le couple électromagnétique suivent leurs références (Fig.3.48) et (Fig.3.56).

Au début, L'estimateur du couple de charge donne une valeur égale a la valeur du couple de charge réelle, mais lorsque on augmente ce dernier, l'estimateur ne donne une valeur inferieur au couple de charge réel (Fig.3.65), le changement des gains de notre estimateur pour diminuer cette erreur statique engendre des surtensions, tandis que le flux rotorique et la vitesse de rotation suivent leurs références (Fig.3.58) et (Fig.3.57).

3.6. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la définition de la stabilité au sens de Lyapunov, on se basant sur ses deux méthodes (indirecte, directe), ainsi que la commande par le backstepping, qui est une méthode basée sur la méthode directe de Lyapunov. On a constaté que la synthèse des lois de commande par cette technique récursives est systématique, et simple, tous en stabilisant notre système.

Les résultats de simulation montrent la robustesse de cette dernière technique.

Pour faire face aux variations paramétriques, on a utilisé le backstepping adaptatif, pour réaliser une commande vectorielle de la machine asynchrone avec des paramètres inconnus. Les incertitudes considérées dans ce travail sont la résistance rotorique et le couple de charge, les lois d'adaptation des paramètres et la loi de control final sont obtenus systématiquement. La preuve de la stabilité du système de control est obtenue en utilisant la théorie de Lyapunov.

Finalement, les résultats de simulation prouvent clairement que la commande backstepping adaptative proposée est robuste pour la commande de la vitesse de la machine à induction, quand le système est doté des incertitudes de paramètre et de perturbation du couple de charge.

Chapitre 4

Commande Hybride Mode Glissant-Backstepping de la machine asynchrone

4.1. Introduction

Nous allons présenter ici une commande hybride mode glissant-backstepping. C'est une commande basée sur le principe de la notion de Lyapunov. La technique de Backstepping et du mode glissant sont deux méthodes qui exploitent la notion de fonction de Lyapunov.

Nous allons utiliser ce point commun pour élaborer une nouvelle commande associant les deux techniques. Son objectif est d'avoir le couple électromagnétique de la machine dans le but de contrôler le couple électromagnétique et par conséquent la vitesse mécanique de la machine.

L'idée de base de la commande hybride mode glissant-backstepping est d'associer les méthodes backstepping et mode glissant, avec une procédure très simple, est de forcer l'état du système, via une commande discontinue à évoluer en temps sur une surface dite de glissement.

Le principal inconvénient de ce type de commande est le phénomène dit de chattering qui est caractérisé par des oscillations à haute fréquence autour de la surface de glissement. Pour limiter le chattering de la commande discontinue, nous proposons une commande en tension par modes glissants et backstepping dite commande hybride et avec l'objectif d'améliorer les performances. En effet les deux critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement sont: Celui proposé par **Utkin** [20] et Celui défini par la fonction de Lyapunov. Par conséquent la condition de stabilité de Lyapunov est réalisée par la condition de convergence des modes glissants.

Les commandes étudiées précédemment donnent des résultats acceptables mais provoquent aussi des problèmes au sein du système. Alors pour améliorer la stabilité du système on utilise une méthode intéressante en terme de « COMMANDE HYBRIDE MODE GLISSANT-BACKSTEPPING » [25]. Elle est présentée dans ce chapitre. Son succès pour la commande des moteurs électriques est dû à sa robustesse, son implantation facile et sa capacité de rejeter les perturbations [24]. Enfin des résultats de simulation obtenus seront exposés avec une comparaison entre les différentes commandes.

4.2. Commande par Mode Glissant

La théorie des systèmes à structure variable fait l'objet de multiples études depuis

Une cinquantaine d'années. Les premiers travaux sur ce type de systèmes sont ceux des chercheurs dans l'ancienne URSS, ou ceux en France, sur la commande à relais [19]. Ces recherches ont connu un nouvel essor à la fin des années soixante-dix lorsque **Utkin** [20], introduit la théorie des modes glissants. Actuellement, cette technique de commande connaît une large gamme d'applications dans des domaines très variés tels que la robotique, la mécanique et l'électrotechnique. L'algorithme de commande par mode de glissement est classifié dans les systèmes de contrôle à structure variable VSS (Variable Structure System dans la littérature anglo-saxonne) [21].

Le principe de ce type de commande consiste à amener, quelles que soient les Conditions initiales, le point représentatif de l'évolution du système sur une hyper surface de l'espace de phase représentant un ensemble de relations, statiques, entre les variables d'état. La surface considérée est alors désignée comme étant la *surface de glissement ou de commutation*. Le comportement dynamique résultant, appelé régime glissant idéal, est complètement déterminé par les paramètres et les équations définissant la surface [17].

4.2.1. Différentes structures du contrôle par mode

Glissant

Dans la littérature on trouve trois configurations de base pour la synthèse des Différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la Commutation est au niveau de l'organe de commande lui-même, on l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état, la dernière est une structure de régulation avec ajout de la commande équivalente. Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

4.2.2. Régimes du mode glissant

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits. Et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x) = 0$. Alors on trouve deux types de régime du mode glissant, dédiée ci-dessous.

4.2.2.1. Régime glissant idéal

Ce régime est représenté par la figure (4-1) signifie qu'un régime glissant idéal a Une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle. Le point représentatif de

L'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation S .

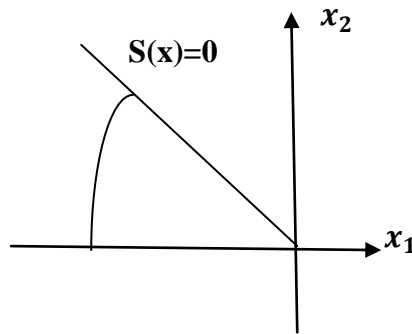


Figure (4-1) : Glissement idéal

4.2.2.2. Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présente des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas, la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité, et la figure (4-2) ci-dessous illustre bien cette explication [22].

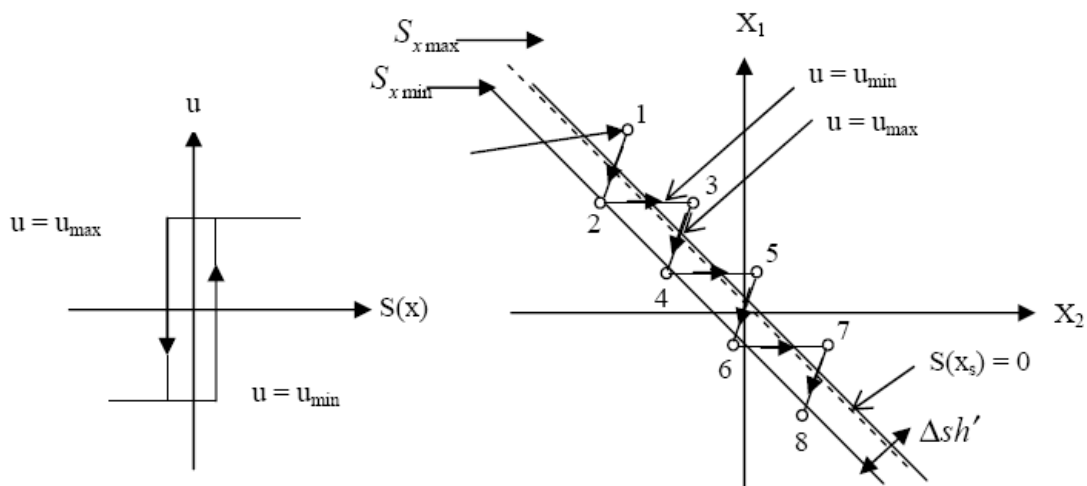


Figure (4-2) : Mode glissant réel

4.2.3. Synthèse d'un contrôleur par mode glissant

La conception du contrôleur par mode glissant nécessite les étapes suivantes

a) Définition des surfaces de glissement :

- Poursuite de référence
- Régulation
- Stabilité de la structure de commande

b) Définition de la stratégie de contrôle

Calcule de la commande $U(x)$ qui permet de conduire la trajectoire d'un système à partir d'un état initial vers la surface de glissement et son maintien sur cette surface jusqu'au point de fonctionnement désiré.

$$U = \begin{cases} u_{max} & \text{si } s(x) > 0 \\ u_{min} & \text{si } s(x) < 0 \end{cases}$$

c) Réduction du phénomène du chattering « broutement ».

4.2.4. Choix des surfaces de glissement

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $[U]$. Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état X vers sa valeur de référence. En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder la surface $s(x)$ à zéro.

4.2.5. Conditions d'existence et de convergence d'un régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et de rester indépendamment de la perturbation. On présente deux types de conditions qui sont

4.2.5.1. Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par **Utkin** [20]. Elle est donnée sous la forme: $\dot{S}(x) S(x) < 0$.

4.2.5.2. Approche de Lyapunov

Il s'agit de choisir une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire

Positive) pour les variables d'état du système et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction $V(\dot{x}) < 0$. Cette approche est utilisée pour améliorer les Performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [23].

La structure de la commande comporte deux parties, une première concernant la Linéarisation exacte U_{eq} correspond à la commande équivalente. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. Elle est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul $\dot{S}(x)=0$ et peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande Appliqué sur le système à commander lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} . Et une deuxième stabilisante Δu , déterminée pour vérifier la condition de convergence, cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures, alors la commande totale est donnée par

$$U(t) = \Delta u + U_{eq} \quad (4.1)$$

4.2.6. La commande discontinue de base

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_n) peuvent être faits, parmi les quelles la commande **sign** qui est la plus fréquente, et la plus simple pour exprimer la commande discontinue $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$ par cette fonction par rapport à $S = [S_1, S_2 \dots S_m]$, tel que

$$\begin{cases} \text{sign}(s) = +1 & \text{si } s > 0 \\ \text{sign}(s) = -1 & \text{si } s < 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

Alors

$$\Delta u = k_x \text{sign} S(x)$$

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (chattering), tel que présenté par la figure (4.3) qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes hautes fréquences.

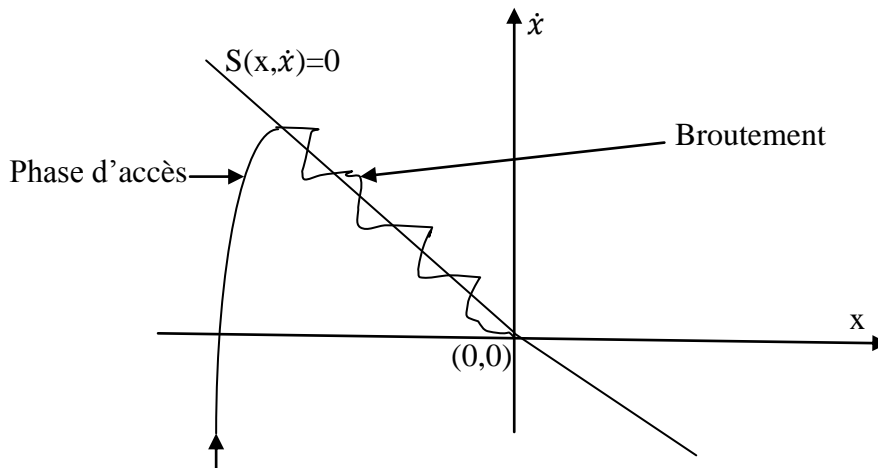


Figure (4.3) Phénomène de broutement

4.3. Commande par Backstepping

La commande par **Backstepping** développés autour des années 1990 est une technique de commande conçue pour les systèmes non-linéaires. C'est une technique récursive dans laquelle on conçoit des commandes de rétroaction et trouver des fonctions de Lyapunov pour un ensemble de systèmes de plus en plus complexes [24].

4.3.1. Conception d'une loi de commande par Backstepping

L'idée de base du Backstepping consiste à calculer une loi de commande afin de Garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit toujours définie Négative. La méthode consiste à fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle. A chaque étape, l'ordre du système est augmenté et la partie non stabilisée lors de l'étape précédente est traitée. À la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation.

Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type de non linéarité. Cependant, le système doit se présenter sous la forme dite paramétrique pure [25].

Pour appliquer la commande Backstepping, le système doit être sous forme *strict feedback*.

4.4. Commande hybride Mode Glissant-Backstepping

On introduit en premier lieu la commande hybride mode glissant- Backstepping en essayant d'assurer la stabilité et la robustesse en même temps de notre système.

Parmi les avantages de la technique de Backstepping, c'est qu'on peut l'associer à D'autres méthodes de l'automatique moderne dans l'objectif est d'améliorer les performances.

La commande par mode de glissement est l'une des méthodes qui s'associe à la technique de Backstepping avec une procédure très simple [24].

La technique de Backstepping et du mode glissant sont deux méthodes qui exploitent la notion de fonction de Lyapunov. Nous allons utiliser ce point commun pour élaborer une nouvelle commande associant les deux techniques. En effet les deux critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface du glissement sont

- 1) Celui proposé par **Utkin [20]**: $s(x)\dot{s}(x) < 0$
- 2) Celui définit par la fonction de Lyapunov: $\dot{V}(x) < 0$

En mode glissant cette condition est réalisée par: $\dot{s}(x) = -q_0 \text{sign}(s) - q_1(s)$

Avec q_0 et q_1 réels positifs. Par conséquent la condition de stabilité de Lyapunov est réalisée par la condition de convergence des modes glissants.

4.5. Synthèse de la commande

La machine asynchrone est décrite par un système d'équations non linéaires multi variables dans le référentiel lié au stator (α, β) on choisissant comme variables d'états les courants statoriques et le flux rotorique donnée par l'équation (4.3).

Notre objectif est de synthétiser l'expression de la commande multi variables $[V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$ permettant de stabiliser les variables d'états du moteur sur les références désirées. En faisant un changement de variables, les nouvelles variables sont les erreurs entre la consigne et la variable d'état. Cette commande est présentée en quatre étapes on va les montrer dans cette partie.

Le modèle utilisé dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un Repère fixe lié au stator et qui sera qualifié de modèle (α, β). Le modèle de la machine en utilisant le courant statorique et le flux rotorique comme variables d'états donné par

$$\begin{aligned}
i_{s\alpha} &= -\lambda_1 i_{s\alpha} + \lambda_2 \Phi_{r\alpha} + \lambda_3 W \Phi_{r\beta} + \Upsilon V_{s\alpha} \\
i_{s\beta} &= -\lambda_1 i_{s\beta} + \lambda_2 \Phi_{r\alpha} - \lambda_3 W \Phi_{r\alpha} + \Upsilon V_{s\beta} \\
\dot{\Phi}_{r\alpha} &= -\lambda_4 i_{s\alpha} - \lambda_5 \Phi_{r\alpha} - \lambda_6 W \Phi_{r\beta} \\
\dot{\Phi}_{r\beta} &= -\lambda_4 i_{s\beta} - \lambda_5 \Phi_{r\beta} + \lambda_6 W \Phi_{r\alpha} \\
\dot{W} &= \lambda_7 (i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}) - \lambda_8
\end{aligned} \tag{4.3}$$

Avec

$$\begin{cases} \lambda_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ \lambda_2 = \frac{1}{T_r} \left(\frac{M}{\sigma L_r L_s} \right) \\ \lambda_3 = P \left(\frac{M}{\sigma L_r L_s} \right) \end{cases} \quad \begin{cases} \lambda_4 = \frac{M}{T_r} \\ \lambda_5 = \frac{1}{T_r} \\ \lambda_6 = P \end{cases} \quad \begin{cases} \lambda_7 = \frac{PM}{JL_r} \\ \lambda_8 = \frac{C_r}{J} \\ \Upsilon = \frac{1}{\sigma L_s} \end{cases}$$

Etape1 Régulation de vitesse

Soit l'erreur de vitesse donnée comme suit

$$e_1 = W - W_{réf} \tag{4.4}$$

Avec : $W_{réf}$ la vitesse de référence

On choisissant aussi une première fonction de Lyapunov par

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \tag{4.5}$$

Pour que l'erreur e_1 tend vers zéro et donc W vers $W_{réf}$, il faut que la dérivée de la fonction énergie soit négative d'où on fait la dérivée de l'équation (4.1) et l'erreur sera donné par

$$\begin{aligned}
\dot{e}_1 &= \dot{W} - \dot{W}_{réf} \\
\dot{e}_1 &= \lambda_7 (i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}) - \lambda_8 - \dot{W}_{réf}
\end{aligned} \tag{4.6}$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov donnée par l'équation ci dessous

$$\begin{aligned}
\dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\
\dot{V}_1 &= e_1 [\lambda_7 (i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}) - \lambda_8 - \dot{W}_{réf}]
\end{aligned} \tag{4.7}$$

D'après l'équation (4.) On trouve la commande virtuelle donnée par

$$e_{eff1} = \lambda_7 (i_{s\beta} \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \Phi_{r\beta}) \tag{4.8}$$

Pour stabiliser la grandeur e_1 vers zéro, on choisissant la commande virtuelle pour que la dérivée de la fonction énergie soit négative, alors la commande virtuelle soit définie par

$$e_{eff1} = -k_1 e_1 + \lambda_8 + \dot{W}_{réf} \tag{4.9}$$

Tel que $k_1 > 0$

Donc l'équation (4.4) devenue

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 < 0 \quad (4.10)$$

Etape2 On va faire un changement de variable, soit s_1 une nouvelle erreur tel que

$$s_1 = \lambda_7(i_{s\beta}\Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\Phi_{r\beta}) - (-k_1 e_1 + \lambda_8 + \dot{W}_{réf}) \quad (4.11)$$

La dérivé \dot{s}_1 après simplification est donné sous la forme suivante

$$\dot{s}_1 = \zeta_0 + \zeta_1 V_{s\alpha} + \zeta_2 V_{s\beta} \quad (4.12)$$

Tels que

$$\begin{aligned} \zeta_0 = & (\lambda_7(\lambda_1 + \lambda_5) - \lambda_7 k_1)(i_{s\alpha}\Phi_{r\beta} - i_{s\beta}\Phi_{r\alpha}) - \lambda_7 \lambda_3 W(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) \\ & - \lambda_7 \lambda_6 W(i_{s\beta}\Phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\Phi_{r\alpha}) - k_1(\lambda_8 + \dot{W}_{réf}) - \ddot{W}_{réf} \end{aligned}$$

$$\zeta_1 = -\lambda_7 Y \Phi_{r\beta}$$

$$\zeta_2 = \lambda_7 Y \Phi_{r\alpha}$$

Utilisant e_1 et s_1 comme nouvelles variables, la fonction de Lyapunov augmentée deviennent

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + s_1^2) \quad (4.13)$$

Sa dérivée est définie par

$$\dot{V}_2 = \dot{e}_1 e_1 + \dot{s}_1 s_1 \quad (4.14)$$

Pour stabiliser e_1 à l'origine, il faut que la dérivée de V_2 soit négative, ce qui peut se traduire avec le critère de convergence des modes glissants par la relation suivante

$$\dot{s}_1 = -q_0 \text{sign}(s_1) - q_1(s_1) \quad (4.15)$$

Avec $q_0, q_1 > 0$

Nous aboutissons à une équation à deux inconnues $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ suivante

$$\zeta_1 V_{s\alpha} + \zeta_2 V_{s\beta} = -\zeta_0 - q_0 \text{sign}(s_1) - q_1(s_1) \quad (4.16)$$

Il faut trouver une autre relation, pour avoir un système de deux équations à deux inconnues.

Alors nous allons procéder à la régulation du flux.

Etape 3 : Régulation du flux

Soit e_2 l'erreur sur le carré de la valeur efficace du flux, tel que

$$e_2 = \Phi_r - \Phi_{réf} \quad (4.17)$$

$$\Phi_r = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2$$

Sa dérivé est donnée par

$$\dot{e}_2 = \dot{\Phi}_r - \dot{\Phi}_{réf} \quad (4.18)$$

$$\dot{e}_2 = 2\Phi_{r\alpha}\dot{\Phi}_{r\alpha} + 2\Phi_{r\beta}\dot{\Phi}_{r\beta} - \dot{\Phi}_{réf} \quad (4.19)$$

En remplace $\dot{\Phi}_{r\alpha}$ et $\dot{\Phi}_{r\beta}$ dans l'équation (4.15). Après simplification, on trouve \dot{e}_2 comme suit

$$\dot{e}_2 = -2\lambda_5(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) + 2\lambda_4(i_{s\beta}\Phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\Phi_{r\alpha}) - \dot{\Phi}_{réf} \quad (4.20)$$

D'après l'équation (4.16), la commande virtuelle est donnée par

$$e_{eff2} = 2\lambda_4(i_{s\beta}\Phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\Phi_{r\alpha}) \quad (4.21)$$

Ce qui conduit à la nouvelle expression augmentée de la fonction énergie définie par

$$V_3 = \frac{1}{2}(e_1^2 + s_1^2 + e_2^2) \quad (4.22)$$

Sa dérivé est donné par l'équation

$$\dot{V}_3 = \dot{e}_1 e_1 + \dot{s}_1 s_1 + \dot{e}_2 e_2 \quad (4.23)$$

Pour stabiliser l'erreur e_2 à l'origine on va choisir la commande virtuelle pour que la dérivée de la fonction énergie soit négative, alors il faut la définir par

$$e_{eff2} = -k_2 e_2 + 2\lambda_5(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) + \dot{\Phi}_{réf} \quad (4.24)$$

Tel que $k_2 > 0$

Etape 4

En faisant un changement de variable, s_2 soit une nouvelle erreur tel que

$$s_2 = 2\lambda_4(i_{s\beta}\Phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\Phi_{r\alpha}) - (-k_2 e_2 + 2\lambda_5(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) + \dot{\Phi}_{réf}) \quad (4.25)$$

Sa dérivé est donné on remplaçant $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \dot{\Phi}_{r\alpha}, \dot{\Phi}_{r\beta}$ par leurs expressions.

Après Simplification, on trouve \dot{s}_2 sous la forme suivante

$$\dot{s}_2 = \zeta_3 + \zeta_4 V_{s\alpha} + \zeta_5 V_{s\beta} \quad (4.26)$$

Tels que

$$\begin{aligned} \zeta_3 = & (-2\lambda_1 - 6\lambda_5 + 2k_2)(i_{s\beta}\Phi_{r\beta} + i_{s\alpha}\Phi_{r\alpha}) + \\ & (-2\lambda_5 k_2 + 2\lambda_2 \lambda_4 + 4\lambda_5^2)(\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) + 2\lambda_4^2(i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) + \\ & 2\lambda_4 \lambda_6 W(i_{s\beta}\Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\Phi_{r\beta}) - k_2 \dot{\Phi}_{réf} - \ddot{\Phi}_{réf} \end{aligned}$$

$$\zeta_4 = 2\lambda_4 Y \Phi_{r\alpha}$$

$$\zeta_5 = 2\lambda_4 Y \Phi_{r\beta}$$

La surface s_2 doit être choisie en respectant le critère de convergence des modes glissants.

$$\dot{s}_2 = -q_2 \text{sign}(s_2) - q_3(s_2) \quad (4.27)$$

Avec $q_2, q_3 > 0$

Ce qui nous donne une équation à deux inconnues $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, suivante

$$\zeta_4 V_{s\alpha} + \zeta_5 V_{s\beta} = -\zeta_3 - q_2 \text{sign}(s_2) - q_3(s_2) \quad (4.28)$$

En combinant les équations (4.26) et (4.28), nous obtenons alors l'expression des

Commande $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \zeta_1 & \zeta_2 \\ \zeta_4 & \zeta_5 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\zeta_0 - q_0 \text{sign}(s_1) - q_1(s_1) \\ -\zeta_3 - q_2 \text{sign}(s_2) - q_3(s_2) \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

N.B : Le choix de k_1, k_2 et q_0, q_1, q_2, q_3 améliore les performances de la commande à savoir (temps de la réponse, dépassement...etc.)

4.6. Résultats de simulation

On va présenter dans cette partie les résultats de simulation obtenus avec les différents tests concernant la variation de vitesse, la charge et variations paramétriques de la commande hybride Mode glissant-Backstepping.

4.6.1. Fonctionnement nominal de la machine asynchrone

Pour ce fonctionnement on va simuler nos commandes sous les conditions suivantes: Une charge de 10N.m appliqué à 0.5s pour la commande Backstepping-Mode glissant.

Alors les figures ci-dessous présentent les résultats obtenus.

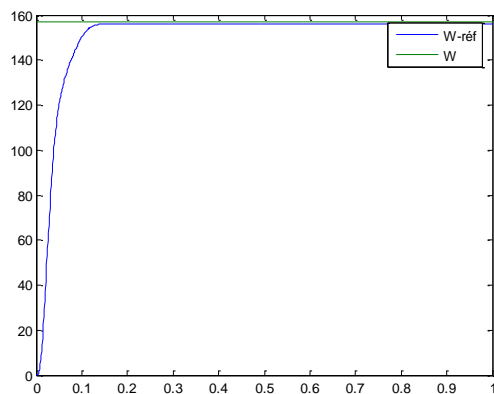


Figure 4.4 : la vitesse de rotation

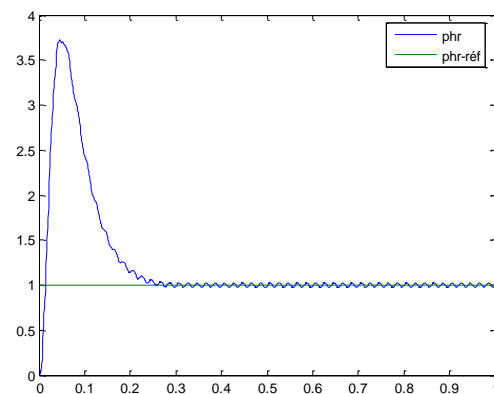


Figure 4.5 : le flux rotorique

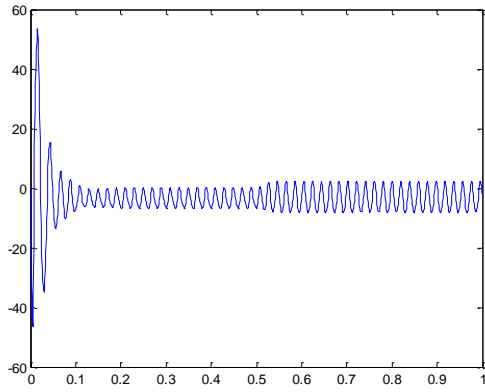


Figure 4.6 : courant statorique $i_s\alpha$

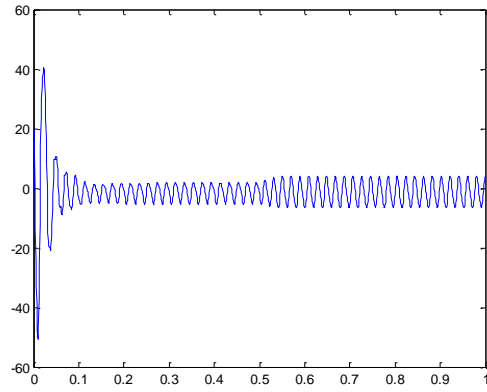


Figure 4.7 : courant statorique $i_s\beta$

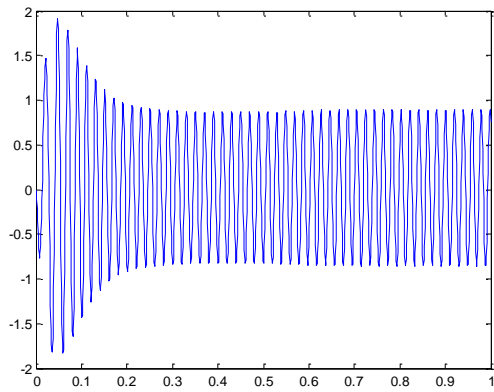


Figure 4.8 : flux rotorique suivant l'axe α

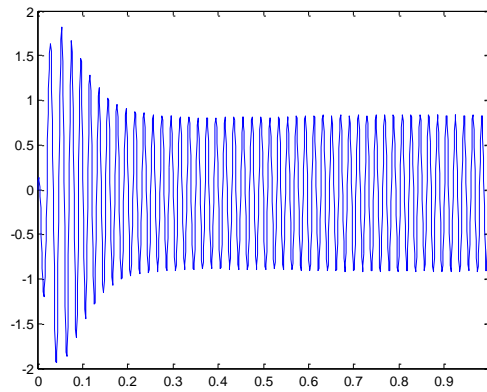


Figure 4.9 : flux rotorique suivant l'axe β

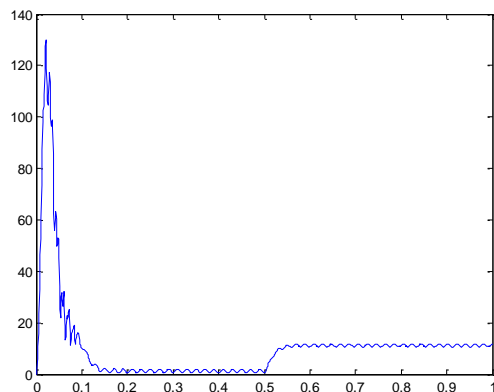


Figure 4.10 : couple électromagnétique

Concernant ce fonctionnement on peut remarquer une convergence de la vitesse et du flux vers leurs valeurs de référence et avec une erreur de vitesse nulle. Le couple électromagnétique présente un pic d'environ 130N. Ce pic dure environ 0.05s. Un découplage entre le flux et le couple est présent dans ces résultats avec un courant d'une forme sinusoïdale.

4.6.2. Fonctionnement lors de la variation de vitesse

On applique une variation de 157 rad/s et inversement -157 rad/s. de $t=0s$ à $t=0.5s$ on applique une vitesse 157 rad/s et à $t=0.5$ on applique une vitesse -157 rad/s.

Les figures ci-dessous présentent les différents résultats obtenus.

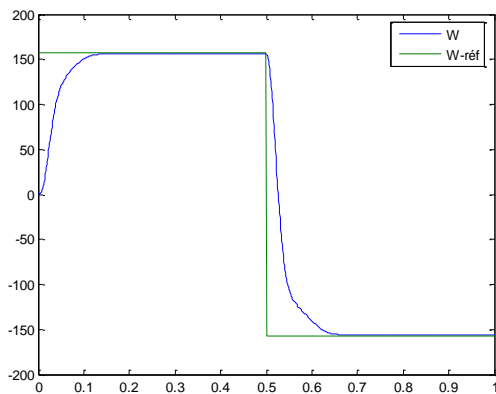


Figure 4.11 : vitesse de rotation

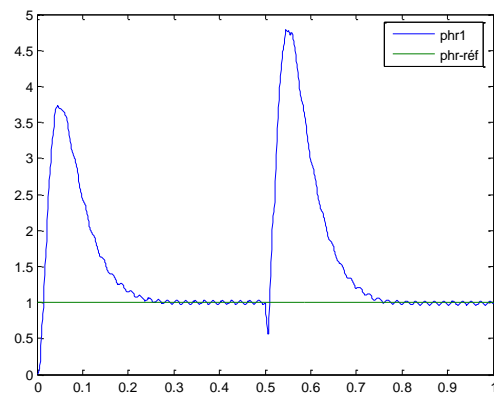


Figure 4.12 : flux rotorique

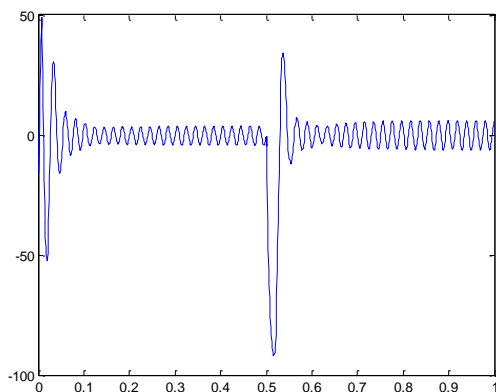


Figure 4.13 : courant statorique is_α

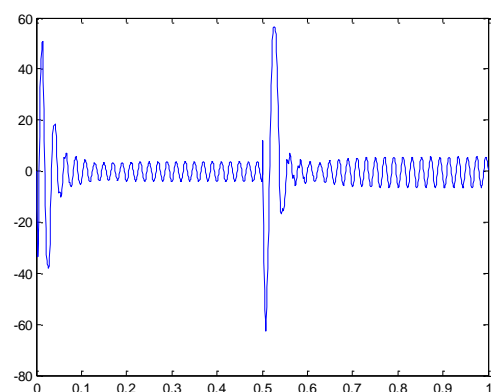


Figure 4.14 : courant statorique is_β

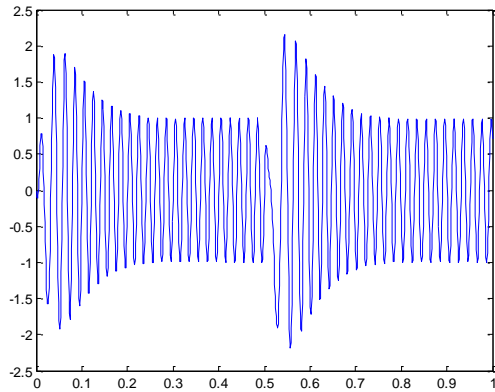
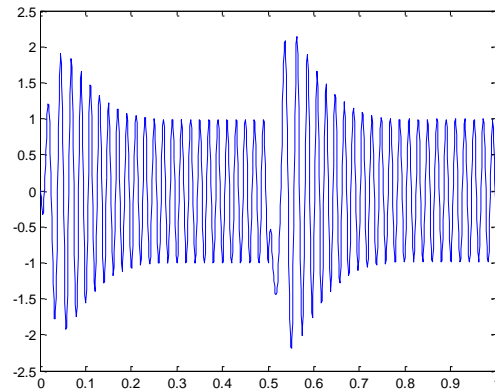
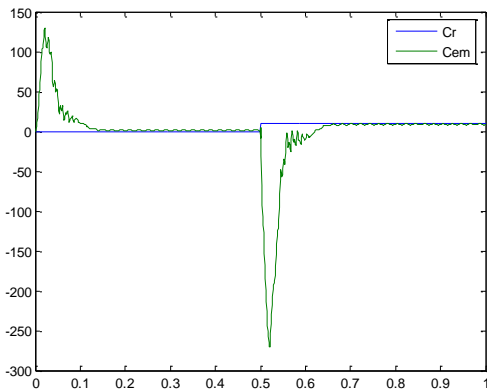
Figure 4.15 : flux rotorique suivant l'axe α Figure 4.16 : flux rotorique suivant l'axe β 

Figure 4.17 : couple électromagnétique

D'après le test de variation de vitesse de la commande Back-MG on remarque qu'il ya une bonne convergence de vitesse vers la valeur de référence. Le flux tend vers ca valeur de référence, mais présente un grand pic lors de variation de vitesse. Le couple électromagnétique présente des fluctuations indésirables aux temps de variation de vitesse, et présent un pic important ce qui influe aussi sur le courant. Le découplage est toujours assuré pour la commande hybride Back-MG.

4.6.3. Fonctionnement lors de la variation de la charge

Pour ce test de la commande MG-Back on fait une variation de la charge de 0.2 s à 0.5 s on applique une charge de 5 N.m, de 0.5s on applique 10 N.m.

L'influence de ce test sera donnée par la figure ci-dessous.

Une convergence souhaitées présentée par ce test pour la commande Back-MG présente une convergence avec des oscillations vers leurs valeurs de références causé par l'augmentation de la charge.

Pour les autres grandeurs de vitesse, flux donnent des bons résultats par rapport à ce test avec un découplage parfait entre le flux et le couple.

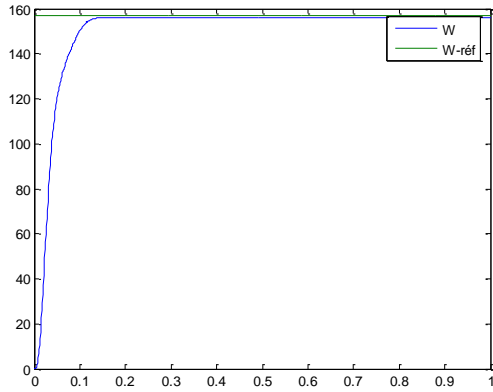


Figure 4.18 : vitesse de rotation

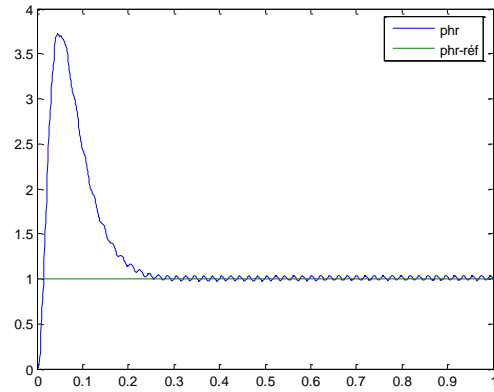


Figure 4.19 : flux rotorique

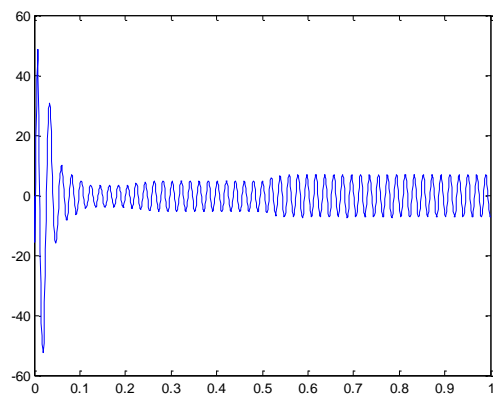


Figure 4.20 : courant statorique $i_{s\alpha}$

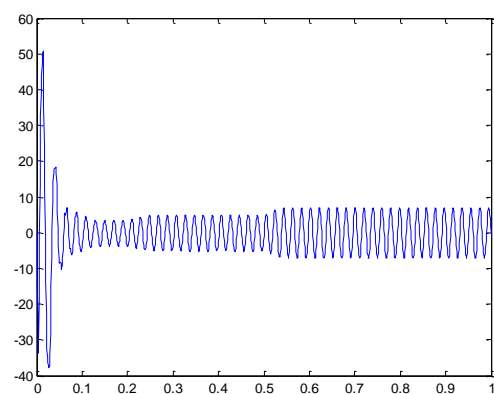


Figure 4.21 : courant statorique $i_{s\beta}$

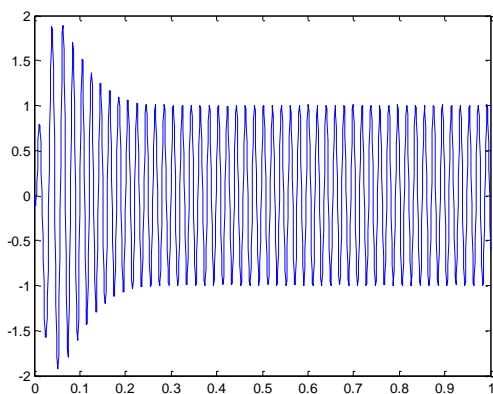


Figure 4.22 : flux rotorique suivant l'axe α

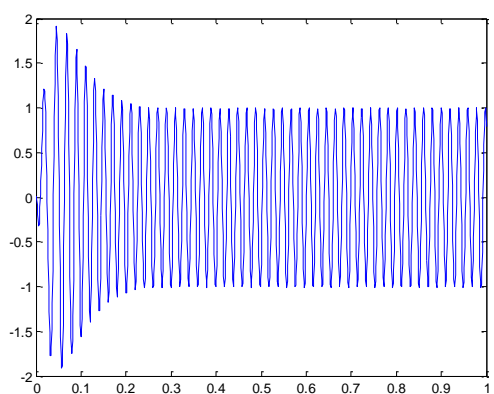


Figure 4.23 : flux rotorique suivant l'axe β

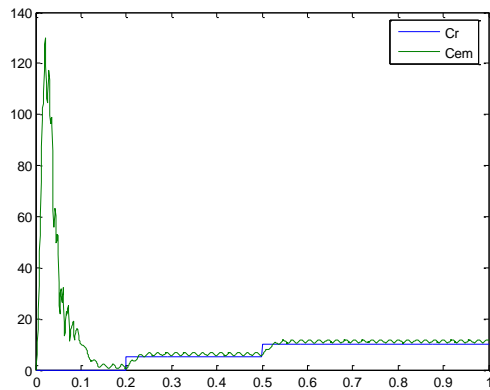


Figure 4.24 : couple électromagnétique

4.6.4. Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique (Test de robustesse)

On suppose une variation de 100% de R_s entre les instants $t=0.3s$ et $t=0.7s$ pour la Commande par Back-MG.

Les résultats sont présentés ci-dessous.

Une bonne robustesse est obtenue par rapport à ce test pour la commande Back-MG et pour les différentes grandeurs de vitesse, couple, flux et courant.

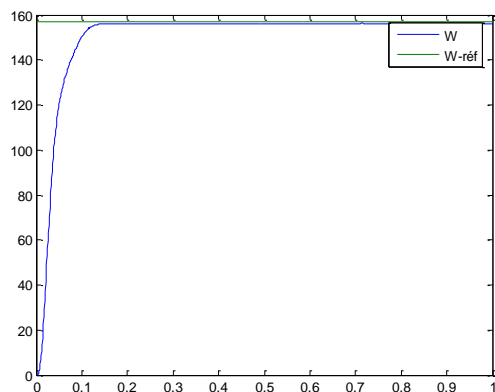


Figure 4.25 : vitesse de rotation

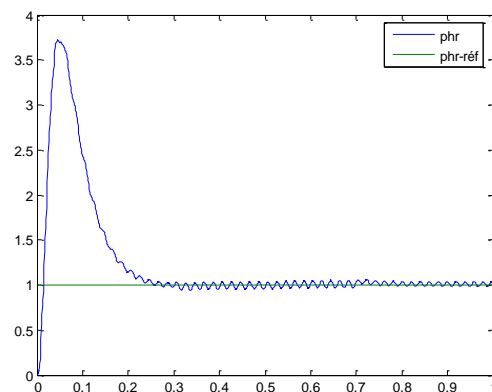


Figure 4.26 : flux rotorique

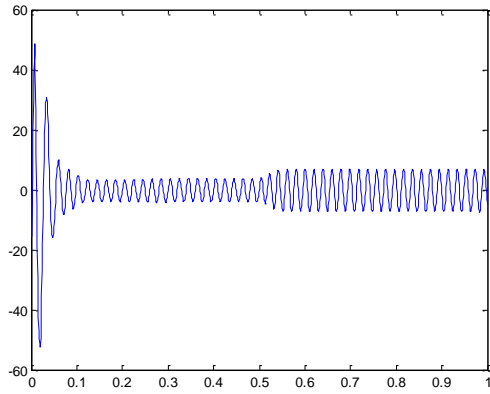


Figure 4.27 : courant statorique $i_{s\alpha}$

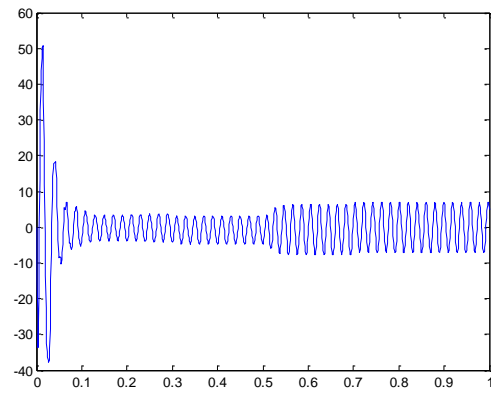


Figure 4.28 : courant statorique $i_{s\beta}$

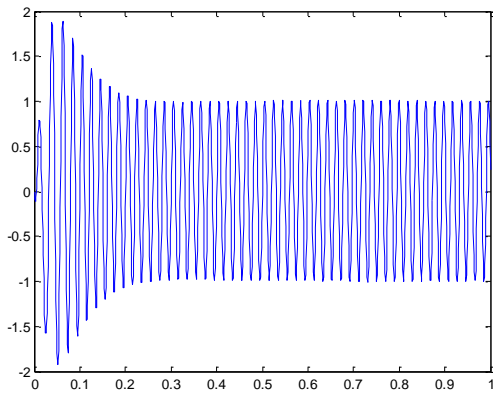


Figure 4.29 : flux rotorique suivant l'axe α

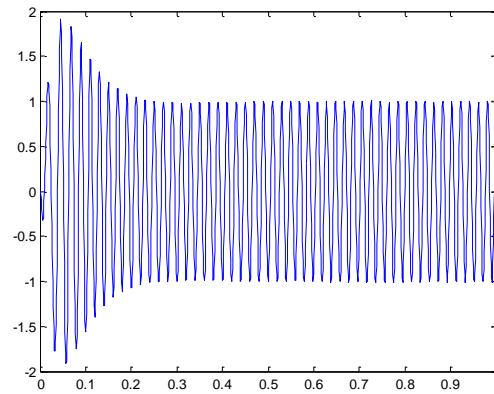


Figure 4.30 : flux rotorique suivant l'axe β

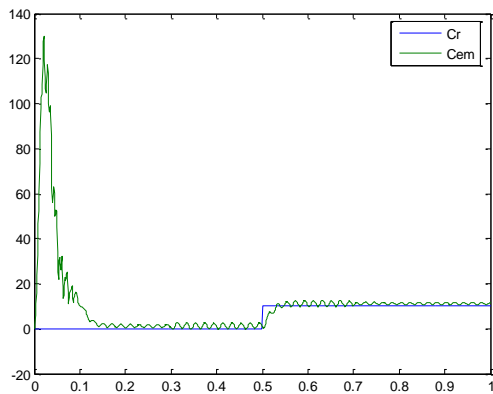


Figure 4.31 : couple électromagnétique

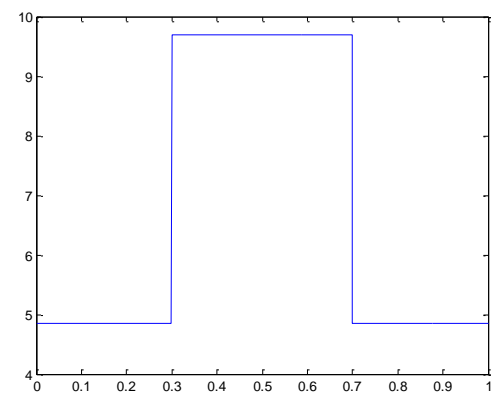


Figure 4.32: résistance statorique

4.6.5. Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique de la MAS

Le même test sera fait mais pour la résistance rotorique, des résultats améliorés obtenus avec une bonne robustesse.

Différents tests sont faits dans ce chapitre concernant la commande MG-BACK de la machine asynchrone, et d'un point de vue général on peut dire qu'on a obtenus des améliorations remarquables.

La partie qui suit présente une étude comparative des commandes étudiées en fonctions de plusieurs facteurs.

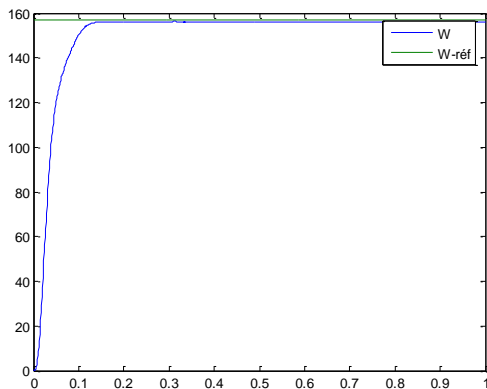


Figure 4.33: vitesse de rotation

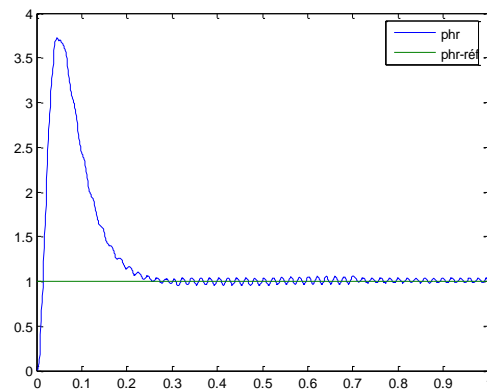


Figure 4.34 : flux rotorique

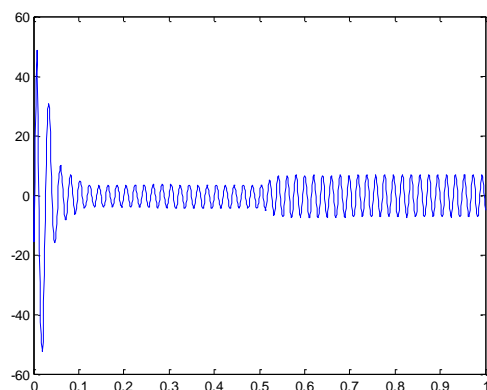


Figure 4.35 : courant statorique $is\alpha$

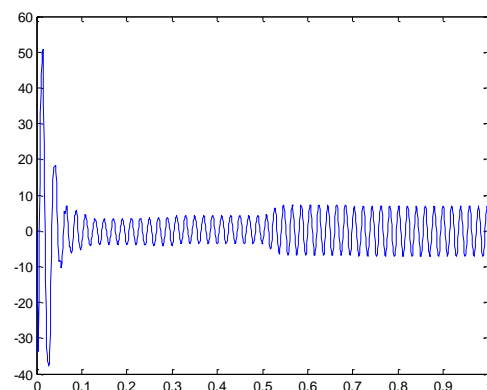


Figure 4.36 : courant statorique $is\beta$

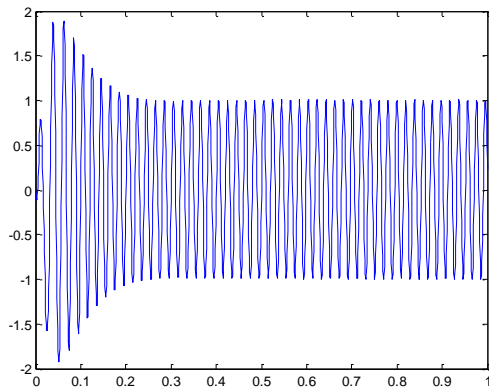
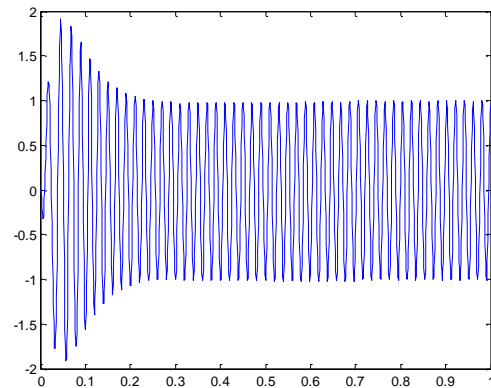
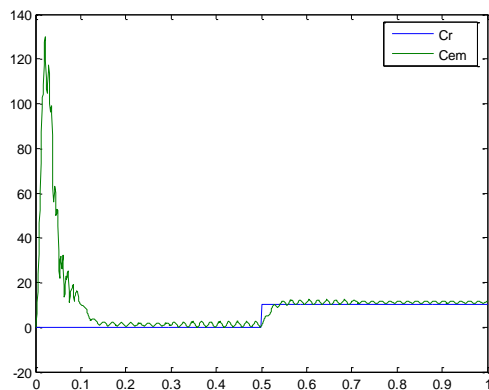
Figure 4.37 : flux rotorique suivant l'axe α Figure 4.38 : flux rotorique suivant l'axe β 

Figure 4.39 : couple électromagnétique

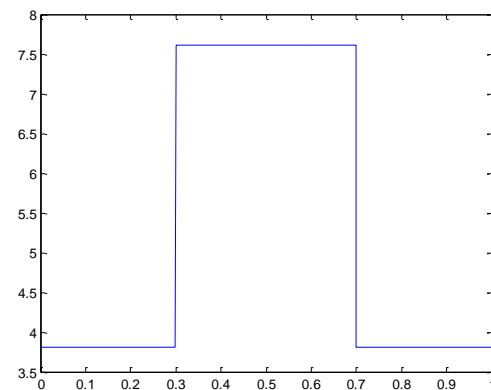


Figure 4.40: résistance rotorique

4.7. Représentation des résultats de simulation

On va présenter dans cette partie les résultats de simulation obtenus avec les différents tests dans les conditions de fonctionnement variable suivant la variation de la vitesse, de couple(charge) et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique et statorique, de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique, Backstepping par orientation de flux rotorique et du Backstepping adaptatif par orientation de flux rotorique et celle du Mode glissant- Backstepping.

4.7.1. Fonctionnement nominal de la machine asynchrone

La simulation vient comme une suite logique de toute implantation physique de la commande. Ainsi on peut vérifier le découplage, les variations des paramètres électriques.

Les principaux résultats de simulation sont réalisés pour une consigne de vitesse de 157 rad/s et une charge nominale de 10N.m. Pour cette première phase on va essayer de sommer les résultats de simulation de différentes commandes étudiées et les figures ci-dessous donnent les différents résultats obtenus.

Concernant ce fonctionnement on peut remarquer une convergence de la vitesse, du flux vers leurs valeurs de référence et avec une erreur nulle pour tous les types de commandes

Il est à noter que la vitesse converge vers sa valeur de référence d'une façon souhaitable des cinq commandes même après l'application de la charge qui ne provoque aucun changement. Le couple électromagnétique présente un pic de 65N.m (fig. 4.43) pour la commande vectorielle par orientation de flux rotorique et pour la commande par Backstepping par orientation de flux rotorique présente un pic de couple de 140 N.m (fig. 4.43).

Pour la commande Backstepping adaptatif par orientation de flux rotorique (**cas où la résistance rotorique est inconnue**) le pic de couple est de 160 N.m (fig.4.43).

Pour les commandes Backstepping adaptatif par orientation de flux rotorique (cas où le couple de charge est inconnu) et la commande Mode glissant- Backstepping le pic de couple est de 130 N.m.

On peut remarquer aussi un découplage souhaité entre le flux et le couple, et les courants présentent une forme sinusoïdale.

Pour ce fonctionnement **nominal de la machine asynchrone** on va simuler nos commandes sous les conditions suivantes :

Une charge de 10 N.m appliqué à 0.5s, pour une consigne de vitesse de 157 rad/s, et pour la commande vectorielle par orientation de flux rotorique, Backstepping par orientation de flux rotorique et du Backstepping adaptatif par orientation de flux rotorique et celle du Mode glissant- Backstepping

Alors les figures ci-dessous présentent les résultats obtenus.

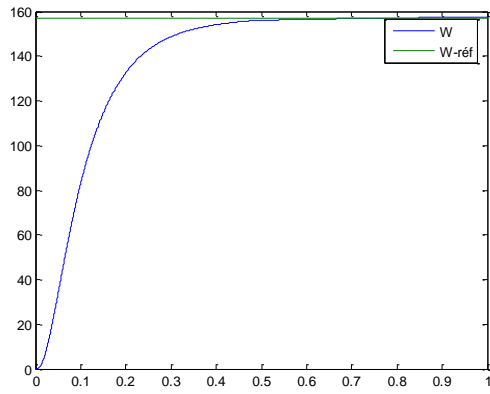


Fig. la vitesse de rotation CVOFR

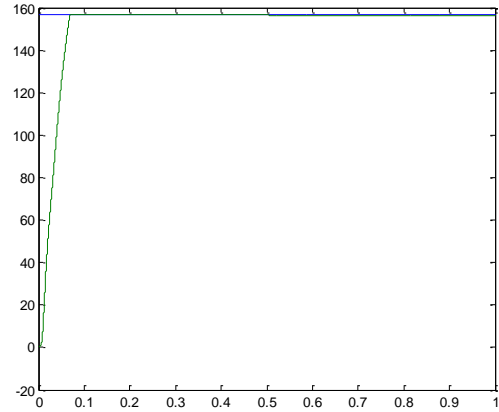


Fig. la vitesse de rotation BACK

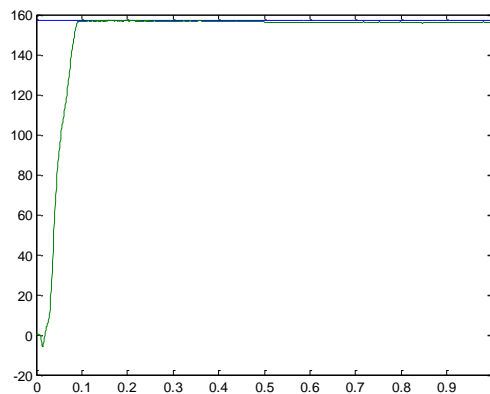


Fig. la vitesse de rotation BACK adaptatif (Rr)

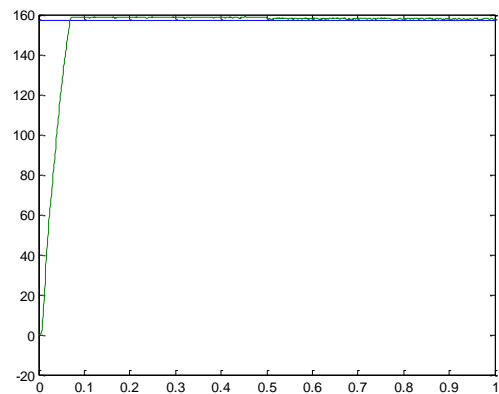


Fig. la vitesse de rotation BACK adaptatif (Cr)

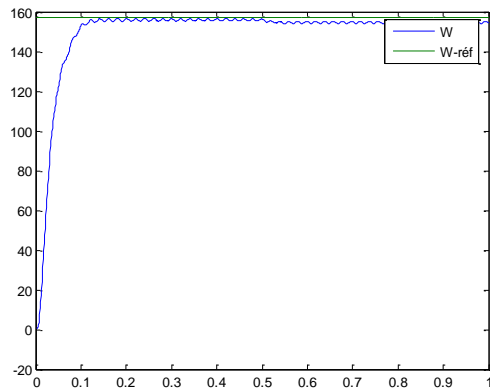


Fig. vitesse de rotation MG-BACK

Figure 4.41 : vitesses de rotation des commandes

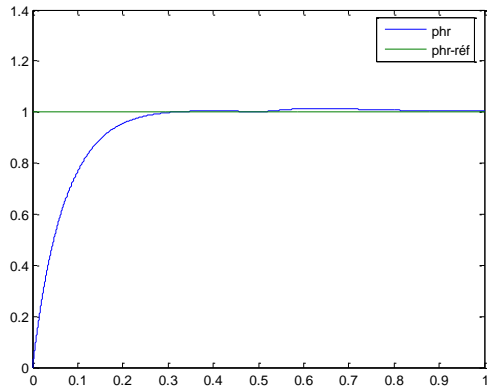


Fig. flux rotorique CVOFR

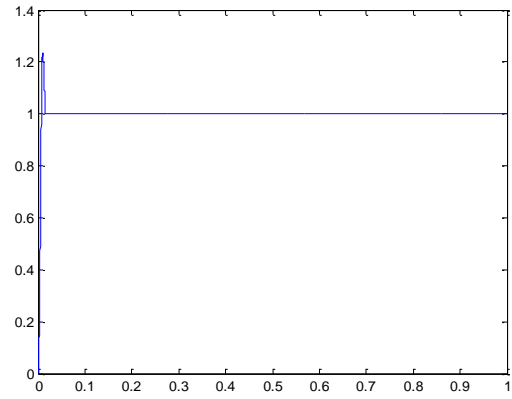


Fig. flux rotorique BACK

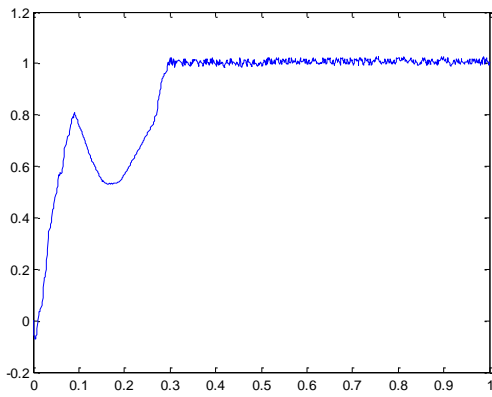


Fig. flux rotorique BACK adaptatif (Rr)

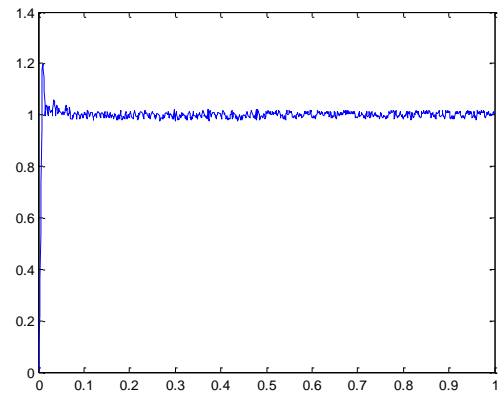


Fig. flux rotorique BACK adaptatif (Cr)

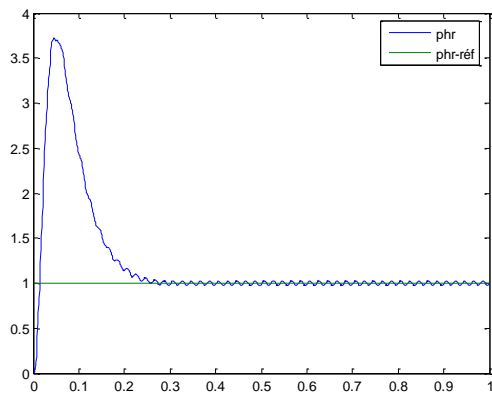


Fig. flux rotorique MG-BACK

Figure 4.42 : flux rotorique des commandes

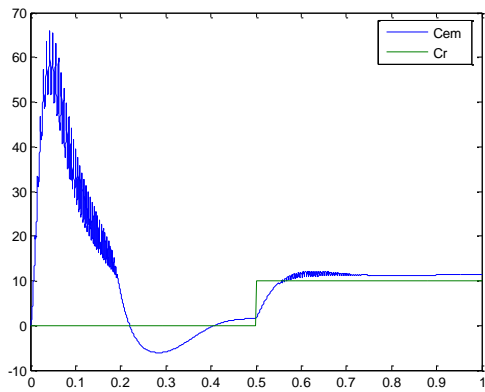


Fig. couple électromagnétique CVOFR

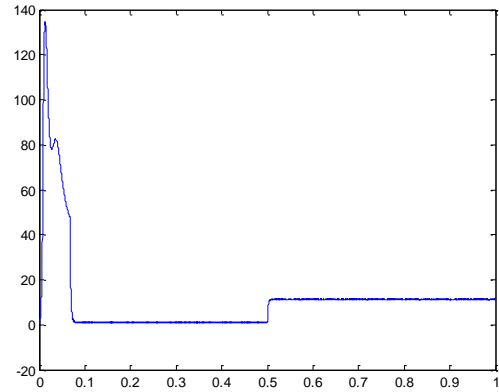


Fig. couple électromagnétique BACK

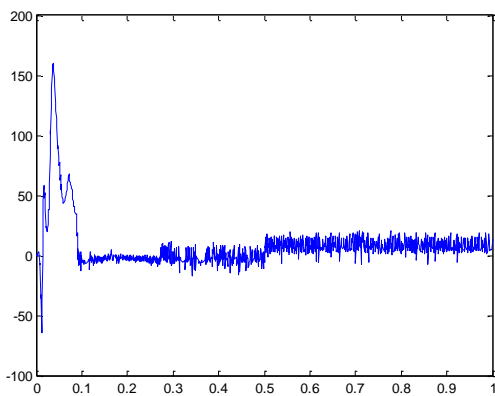


Fig. couple électromagnétique BACK adaptatif (Rr)

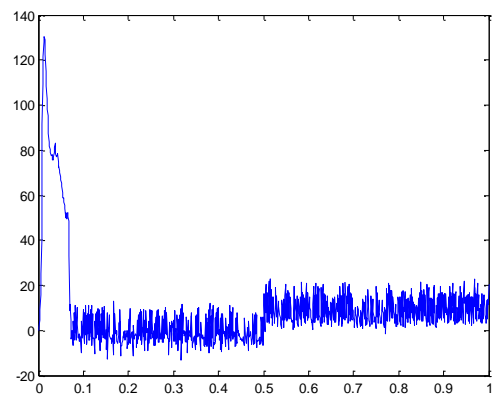


Fig. couple électromagnétique BACK adaptatif (Cr)

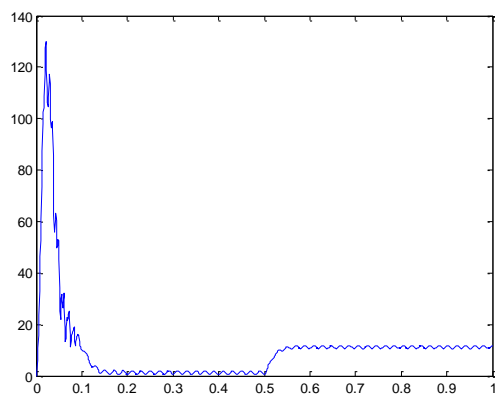


Fig. couple électromagnétique MG-BACK

Figure 4.43 : couples électromagnétiques des commandes

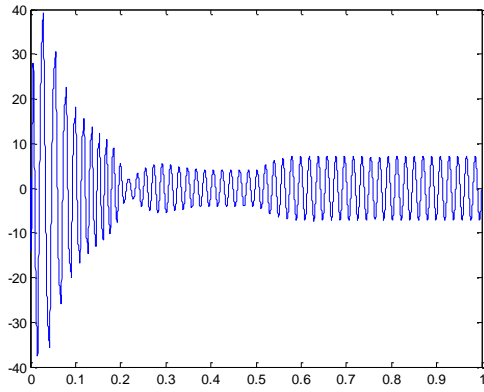


Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ CVOFR

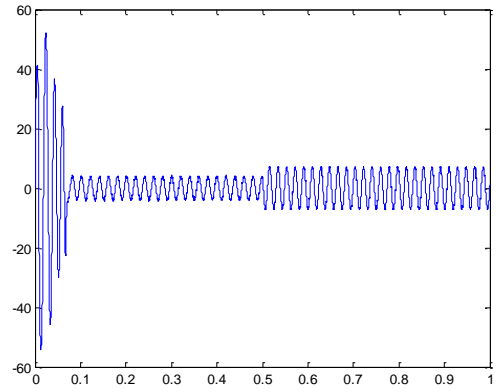


Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ BACK

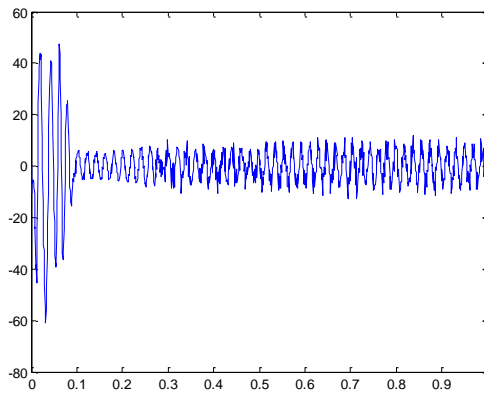


Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ BACK adaptatif (R_r)

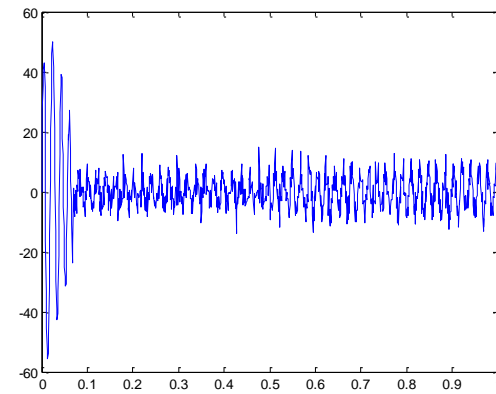


Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ BACK adaptatif (C_r)

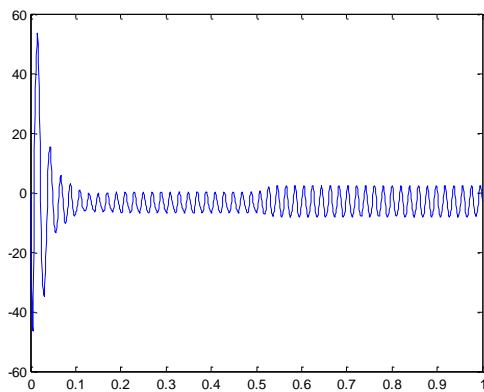


Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ MG-BACK

Figure 4.44 : courant statorique $i_{s\alpha}$ des commandes

4.7.2. Fonctionnement de la machine asynchrone lors de la variation de la vitesse

La variation de vitesse permettra d'indiquer qu'il y a une bonne poursuite de sa valeur de référence même lors de l'inversement du sens de rotation de la vitesse.

Pour les autres grandeurs de couple, de flux et de courant des fluctuations apparaissent au moment de l'application de la variation de vitesse mais ils reprennent leurs valeurs de références d'une façon très rapide.

On peut dire que la variation de vitesse provoque des effets indésirables mais Pour tester les performances de ces commandes, la variation de vitesse c'est le cas de cette phase, on applique une vitesse de 157 rad/s et inversement du sens de rotation de -157 rad/s à $t=0.5s$ pour la commande vectorielle par orientation de flux rotorique, Backstepping par orientation de flux rotorique et celle du Mode glissant-Backstepping.

Heureusement que notre système après un temps très court continue de suivre sa valeur de référence.

D'après ce test on remarque qu'il ya une bonne convergence de vitesse vers leurs valeurs de références. Le flux présente une bonne poursuite concernant la commande vectorielle par orientation de flux rotorique et du Back par orientation de flux rotorique mais ce n'est pas le cas pour le flux de la commande Back-MG qui présente des petites oscillations lors de variation de vitesse.

Le couple électromagnétique présente des fluctuations indésirables aux temps de variation de vitesse qui peut arriver à 280 N.m pour la commande hybride Back-MG ce qui influe aussi sur le courant.

Le découplage est toujours assuré pour ces commandes.

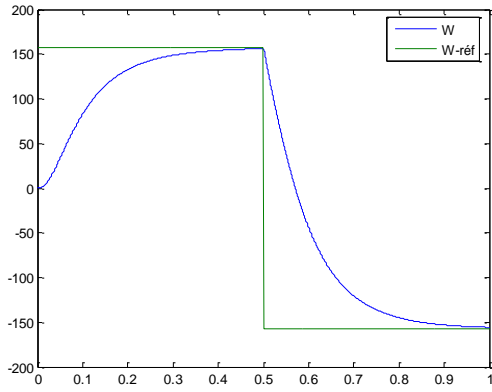


Fig. vitesse de rotation CVOFR

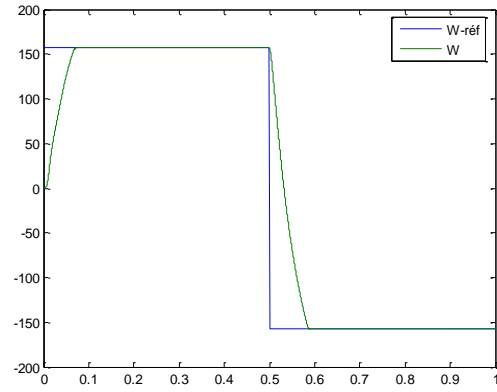


Fig. vitesse de rotation BACK

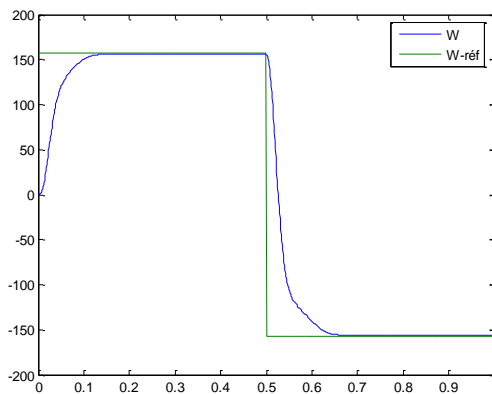


Fig. vitesse de rotation MG-BACK

Figure 4.45 : vitesses de rotation des commandes

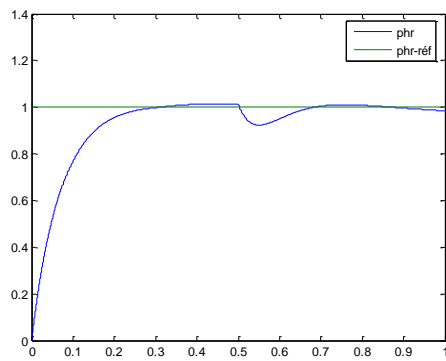


Fig. flux rotorique CVOFR

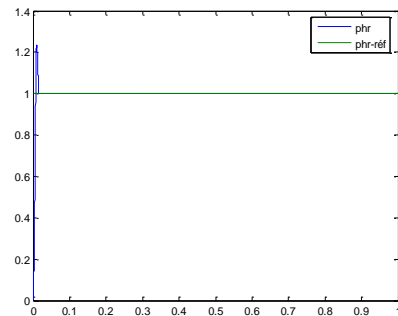


Fig. flux rotorique BACK

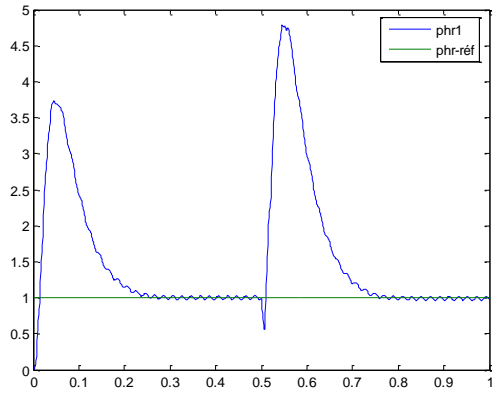


Fig. flux rotorique MG-BACK

Figure 4.46 : flux rotorique des commandes

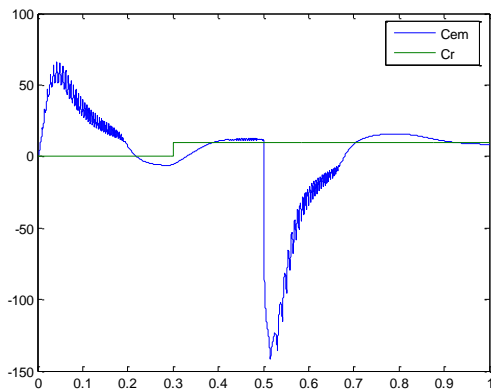


Fig. couple électromagnétique CVOFR

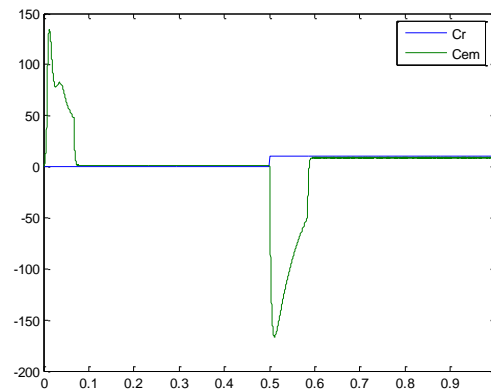


Fig. couple électromagnétique BACK

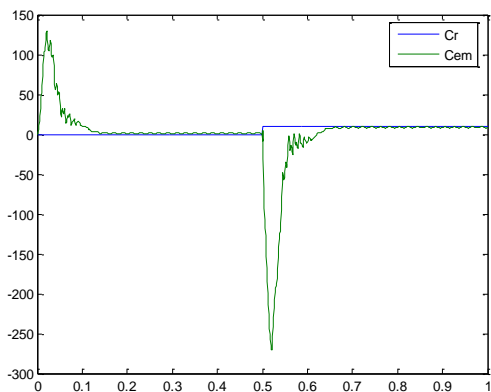
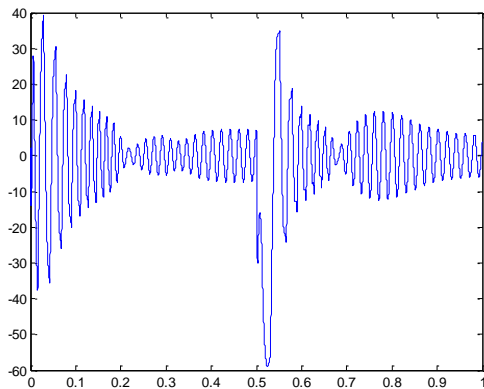
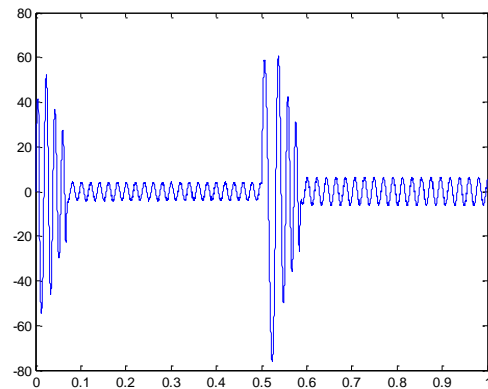
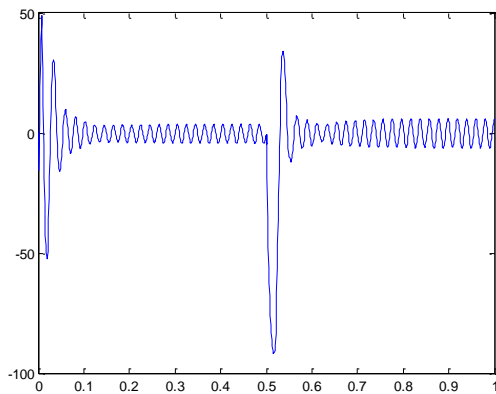


Fig. couple électromagnétique MG-BACK

Figure 4.47 : couples électromagnétiques des commandes

Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ CVOFRFig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ BACKFig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ MG-BACKFigure 4.48 : courant statorique $i_{s\alpha}$ des commandes

4.7.3. Fonctionnement lors de la variation de la charge

Pour ce test de la commande, on fait une variation de la charge de 0.2 s à 0.5 s on applique une charge de 5 N.m, de 0.5s on applique 10 N.m.

L'influence de ce test sera donnée par la figure ci-dessous.

Une convergence souhaitées présentée par ce test, pour la commande Back-MG présente une convergence avec des oscillations vers leurs valeurs de références causé par l'augmentation de la charge.

Pour les autres grandeurs de vitesse, flux donnent des bons résultats par rapport à ce test avec un découplage parfait entre le flux et le couple.

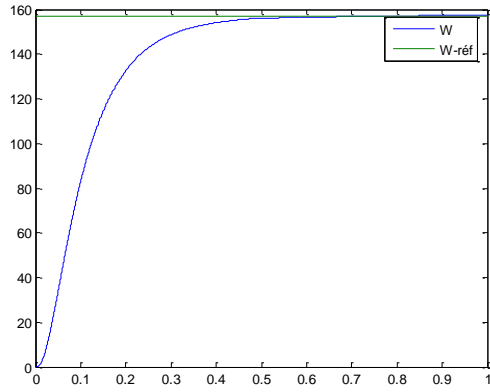


Fig. la vitesse de rotation CVOFR

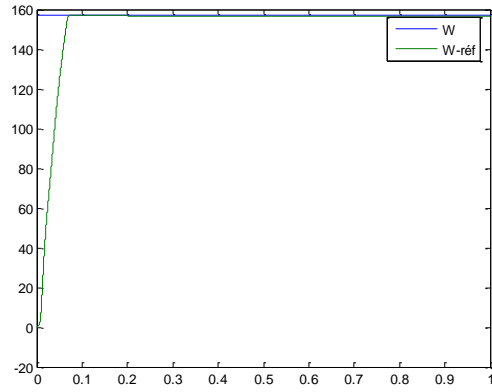


Fig. la vitesse de rotation BACK

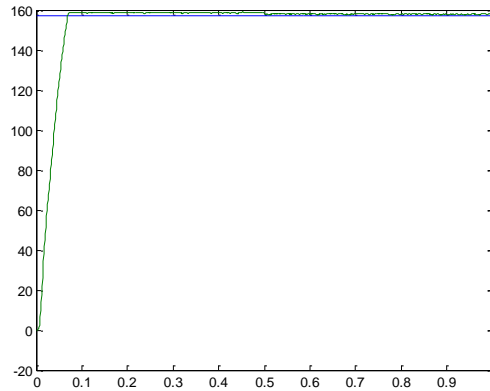


Fig. la vitesse de rotation BACK adaptatif (Cr)

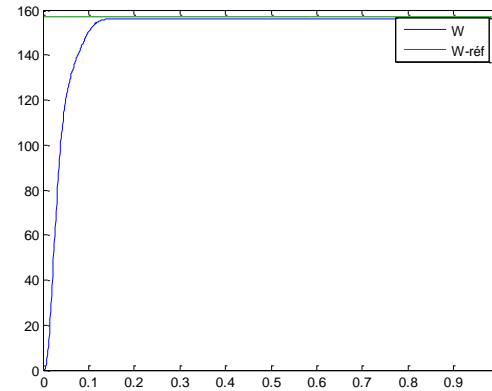


Fig. la vitesse de rotation MG-BACK

Figure 4.49 : les vitesses de rotation des commandes

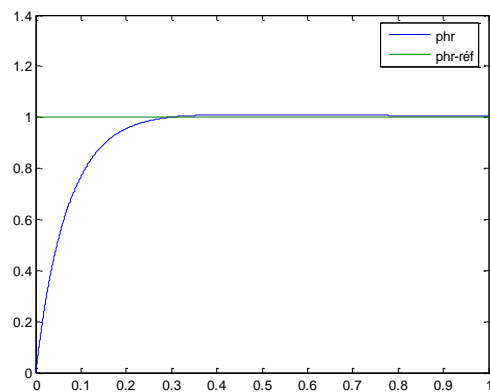


Fig. le flux rotorique CVOFR

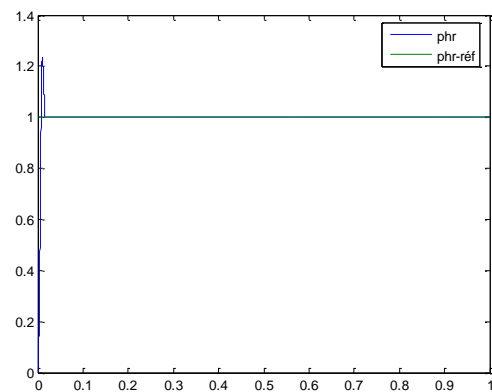


Fig. le flux rotorique BACK

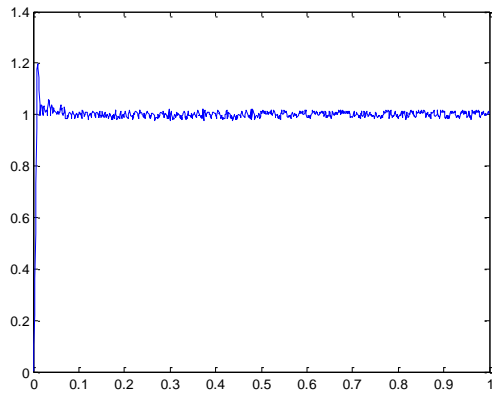


Fig. flux rotorique BACK adaptatif (Cr)

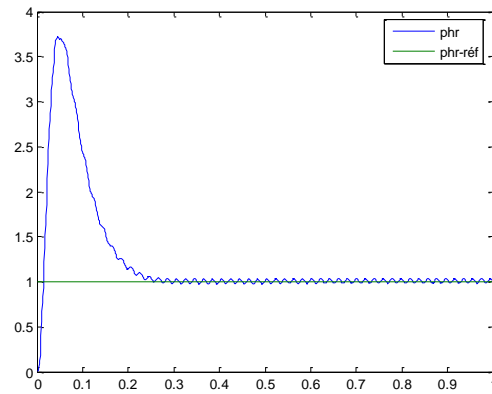


Fig. flux rotorique MG-BACK

Figure 4.50 flux rotorique des commandes

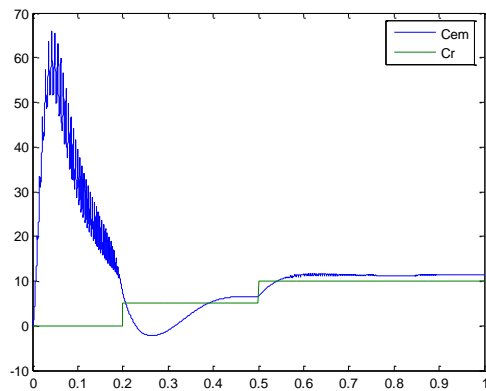


Fig. couple électromagnétique CVOFR

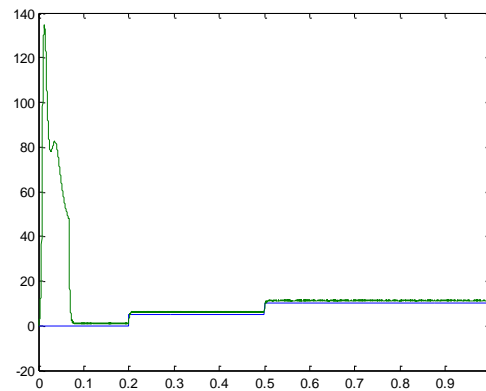


Fig. couple électromagnétique BACK

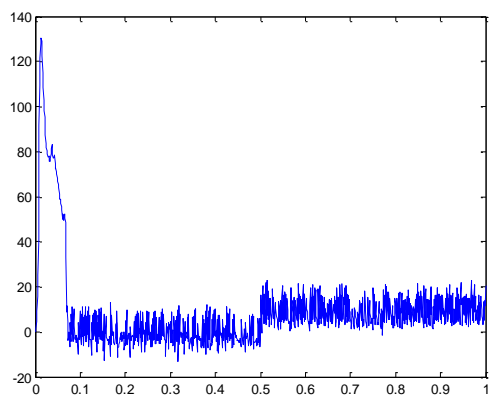


Fig. couple électromagnétique BACK adaptatif (Cr)

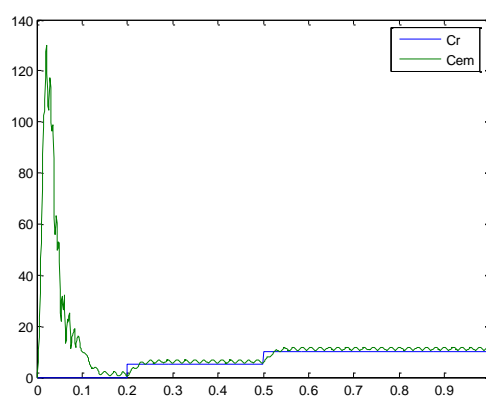
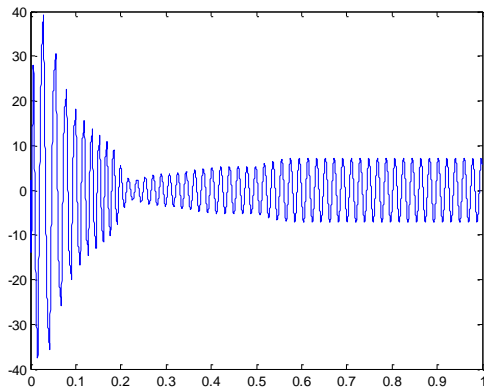
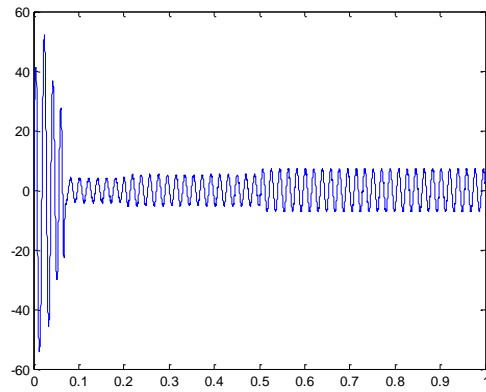
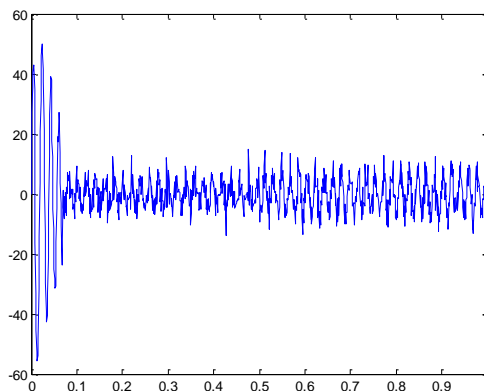
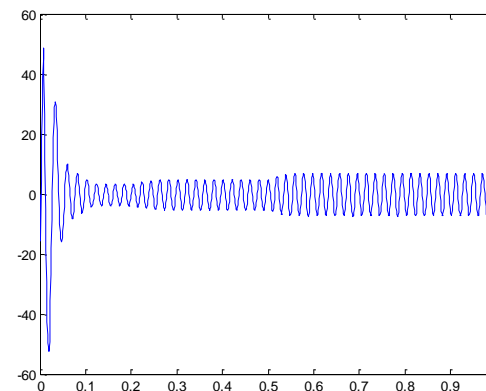


Fig. couple électromagnétique MG-BACK

Figure 4.51 : couples électromagnétiques des commandes

Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ CVOFRFig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ BACKFig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ BACK adaptatif (Cr)Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ MG-BACKFigure 4.52 : courant statorique $i_{s\alpha}$ des commandes

4.7.4. Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance statorique

On suppose une variation de 100% de R_s entre les instants $t=0.3s$ et $t=0.7s$ pour les Différentes commandes.

Les résultats sont présentés ci-dessous.

Une bonne robustesse est obtenue par rapport à ce test pour les différentes commandes et pour les différentes grandeurs de vitesse, couple, flux et courant.

Comme nous le souhaitons, nos commandes présentent une bonne robustesse, on peut remarquer suivant les résultats obtenus la poursuite de toutes les grandeurs de la machine.

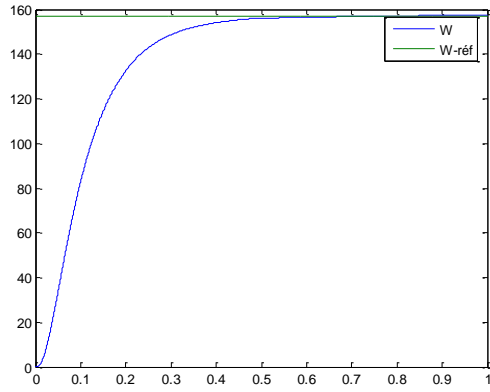


Fig. la vitesse de rotation CVOFR

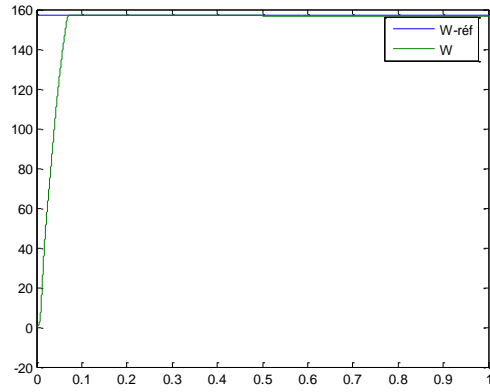


Fig. la vitesse de rotation BACK

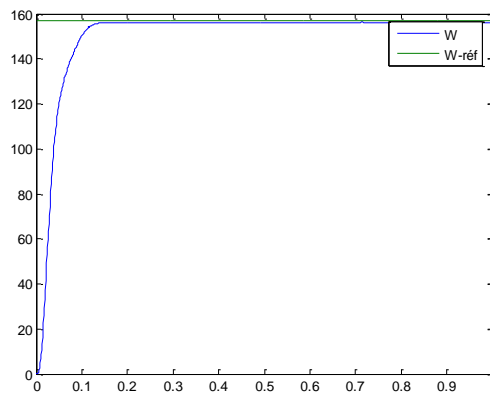


Fig. la vitesse de rotation MG-BACK

Figure 4.53 : les vitesses de rotation des commandes

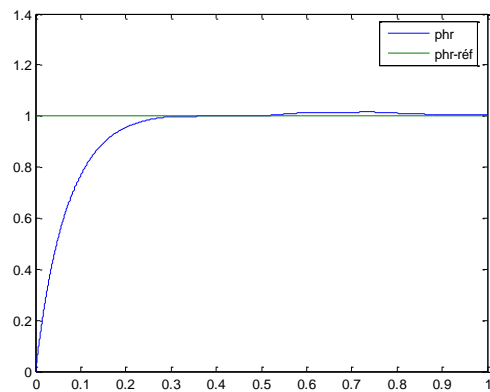


Fig. flux rotorique CVOFR

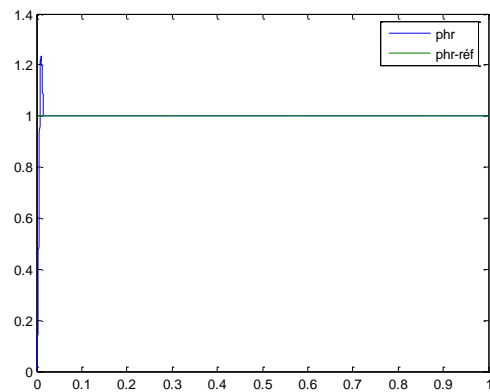


Fig. flux rotorique BACK

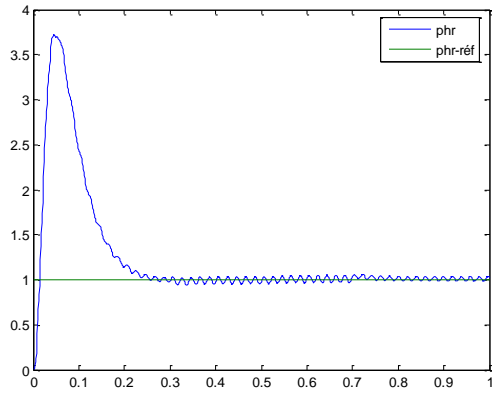


Fig. flux rotorique MG-BACK

Figure 4.54 flux rotorique des commandes

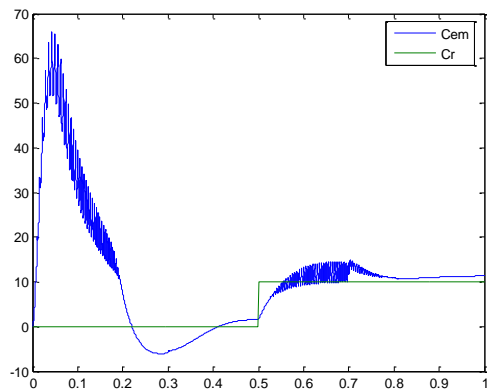


Fig. couple électromagnétique CVOFR

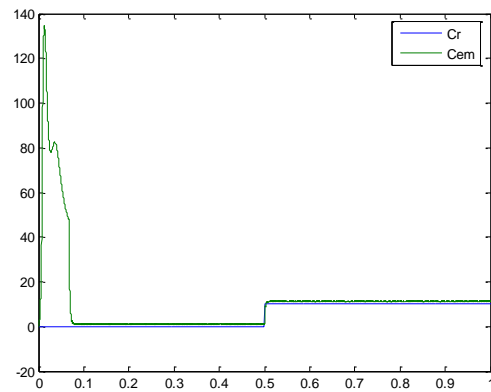


Fig. couple électromagnétique BACK

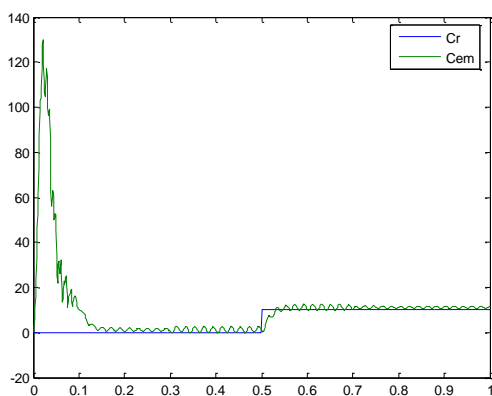
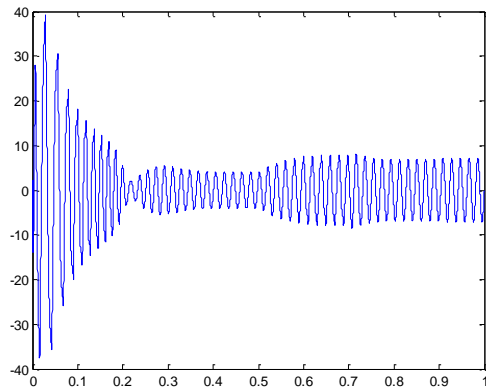
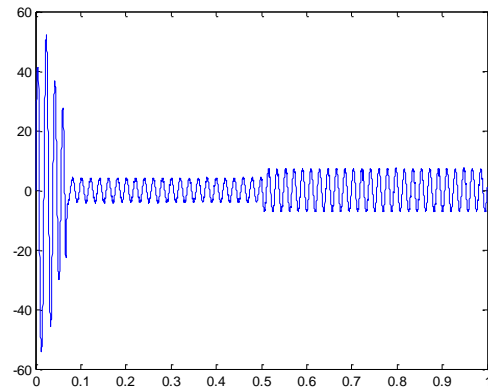
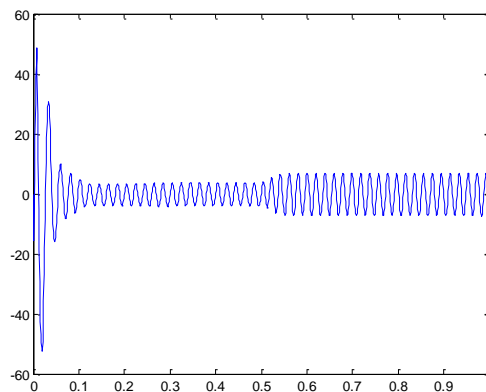


Fig. couple électromagnétique MG-BACK

Figure 4.55 : couples électromagnétiques des commandes

Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ CVOFRFig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ BACKFig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ MG-BACKFigure 4.56: courant statorique $i_{s\alpha}$ des commandes

4.7.5. Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique de la MAS (Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance rotorique)

Le même test sera fait mais pour la résistance rotorique, des résultats améliorés obtenus avec une bonne robustesse.

Différents tests sont faits dans ce chapitre concernant la commande de la machine asynchrone, et d'un point de vue général on peut dire qu'on a obtenus des améliorations remarquables.

La partie qui suit présente une étude comparative des commandes étudiées en fonctions de plusieurs facteurs.

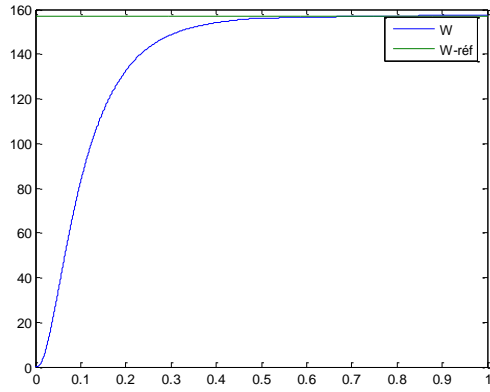


Fig. vitesse de rotation CVOFR

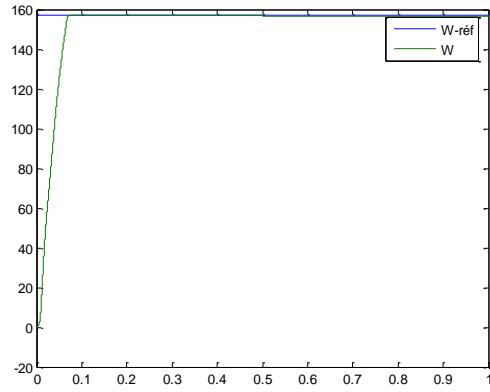


Fig. vitesse de rotation BACK

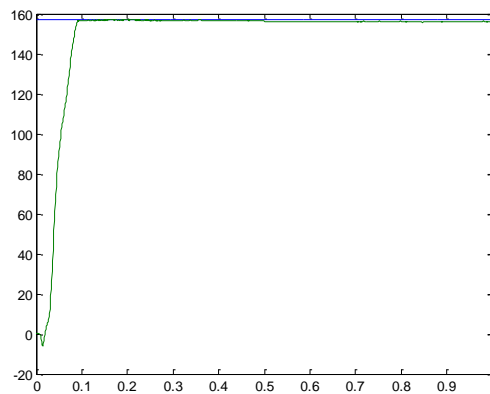


Fig. vitesse de rotation BACK adaptatif (Rr)

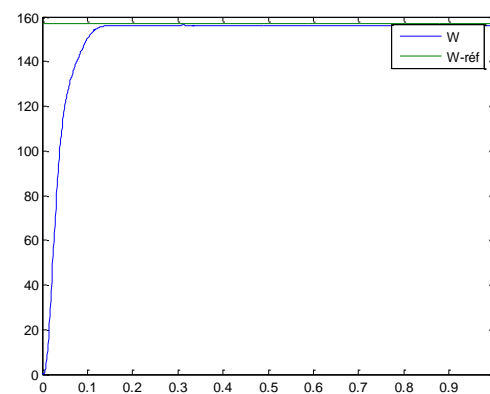


Fig. vitesse de rotation MG-BACK

Figure 4.57 : vitesses de rotation des commandes

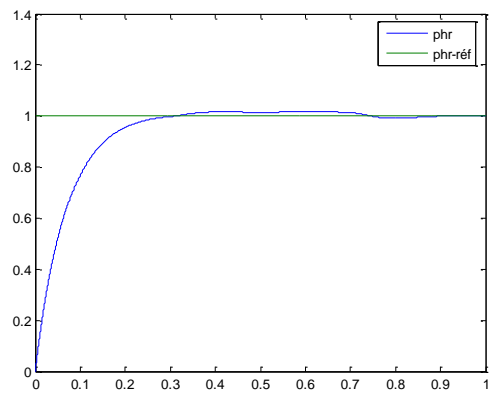


Fig. flux rotorique CVOFR

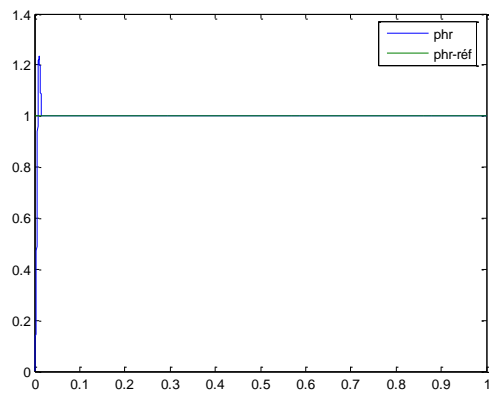


Fig. flux rotorique BACK

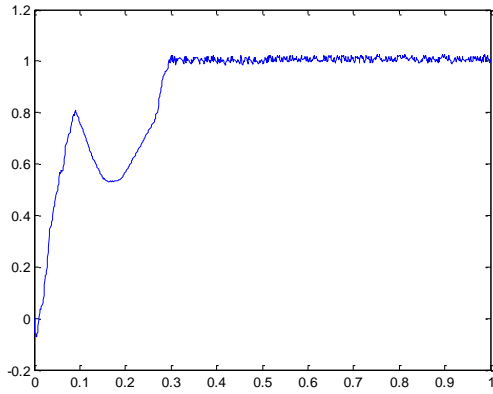


Fig. flux rotorique BACK adaptatif (Rr)

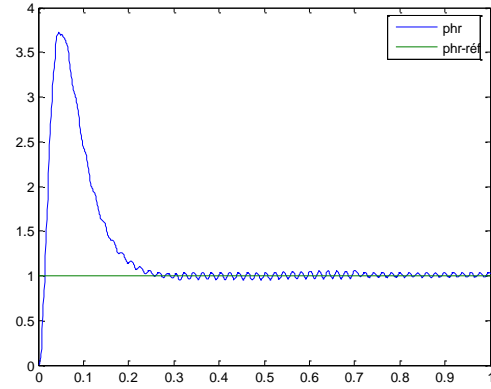


Fig. flux rotorique MG-BACK

Figure 4.58 flux rotorique des commandes

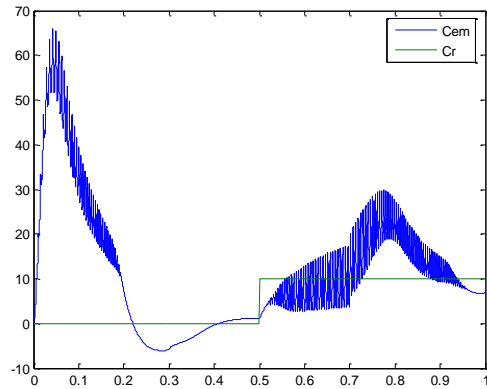


Fig. couple électromagnétique CVOFR

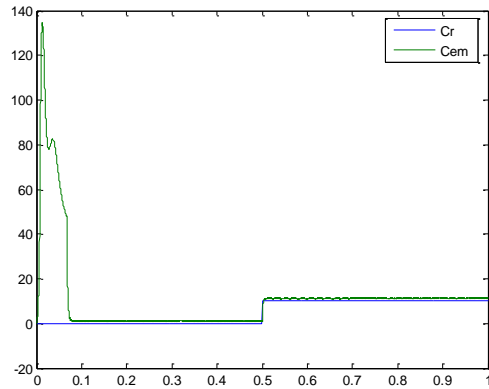


Fig. couple électromagnétique BACK

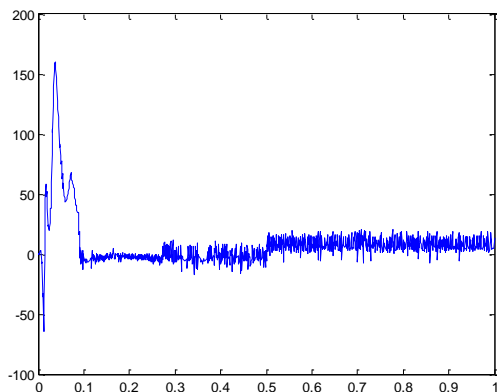


Fig. couple électromagnétique BACK adaptatif (Rr)

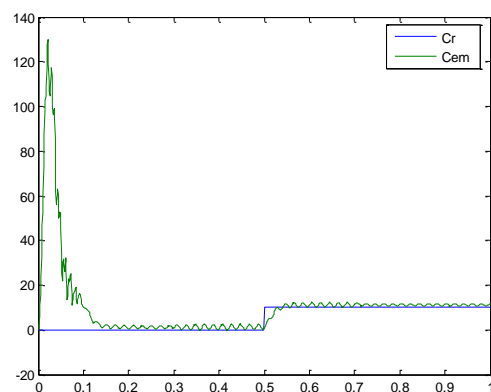


Fig. couple électromagnétique MG-BACK

Figure 4.59 : couples électromagnétiques des commandes

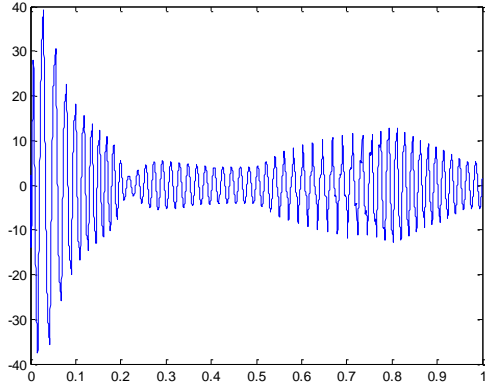


Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ CVOFR

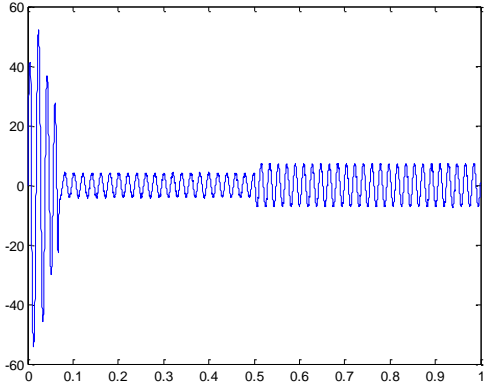


Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ BACK

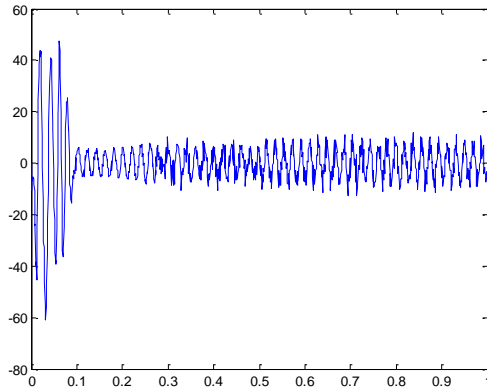


Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ BACK adaptatif (R_r)

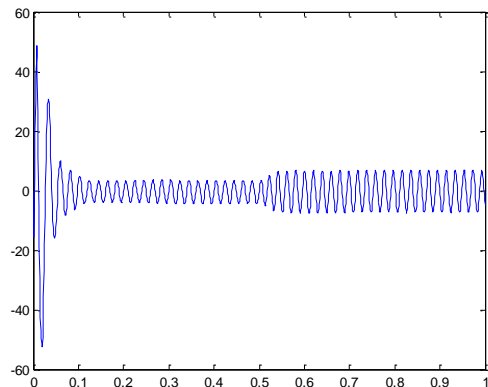


Fig. Courant statorique $i_{s\alpha}$ MG-BACK

Figure 4.60: courant statorique $i_{s\alpha}$ des commandes

4.8. Etude comparatives des commandes étudiées

Ce tableau sera le lieu d'une comparaison des commandes étudiées dans cette thèse par rapport à plusieurs tests et on a organisé suivant la notation suivante :

++ : Très bon, + : bon, - : mauvais, OFR : orientation de flux rotorique

Commandes Tests	Commandes Vectorielles OFR	Backstepping OFR	Backstepping Adaptatif		Mode glissant- Backstepping
			Cas ou R_r est Inconnu	Cas ou C_r est Inconnu	
Poursuite	++	++	++	++	++
Rapidité	+	++	+	++	+
Précision	++	++	++	++	++
Transitoire De couple	+	+	+	++	+
Transitoire De courant	+	+	++	++	++
Transitoire De flux	-	++	+	++	+
Robustesse vis à vis R_s	+	++	++	++	++
Robustesse vis à vis R_r	-	++	++	+	++
Souplesse De conception	+	++	+	+	++

On à présenter dans cette partie les résultats de simulation obtenus avec les différents tests dans les conditions de fonctionnement variable suivant la variation de la vitesse, de couple(charge) et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique et statorique, de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique, Backstepping par orientation de flux rotorique et du Backstepping adaptatif par orientation de flux rotorique et celle du Mode glissant- Backstepping.

Ce tableau à le lieu d'une comparaison des commandes étudiées dans cette thèse par rapport à plusieurs tests.

On note que les commandes donnent de bons résultats surtout avec le mode glissant –Backstepping au niveau du régime transitoire de couple.

Lorsqu'on remarque les autres types de commandes de Backstepping avec OFR on trouve aussi une souplesse de conception avec une bonne robustesse par rapport aux variations paramétriques, une convergence de flux sans pic.

Le découplage entre le flux et le couple est aussi présent pour ces commandes. Le choix du référentiel joue aussi un rôle important pour le bon fonctionnement des commandes.

La vitesse est liée de façon non linéaire au module du flux par le biais du couple électromagnétique. En effet le couple du moteur est un produit vectoriel entre le courant statorique et le flux. Ainsi, le flux influe sur le comportement dynamique de la vitesse.

La robustesse de la commande par Backstepping par orientation de flux rotorique est remarquable mais présente un régime transitoire de couple indésirable.

Cependant on a trouvé pour les commandes une stabilité acceptable mais avec une diminution de la robustesse surtout par rapport à la variation de R_s .

La commande vectorielle par orientation de flux rotorique présente une mauvaise Robustesse surtout par rapport à la variation de R_r .

Malgré la robustesse de ces commandes par rapport a la majorité des tests faits un mauvais choix des constantes, il peut être le principal obstacle à la mise en œuvre de ces commandes.

4.8. Conclusion

Dans but d'améliorer les performances des commandes on a introduit dans ce chapitre la commande hybride Backstepping-mode glissant.

Dans la première phase on a essayé d'établir la commande hybride **Backstepping-glissant** commencé par une synthèse à base des équations mathématique qui explique le raccordement entre les deux commandes « Backstepping et le mode glissant » avec une application à la machine asynchrone.

Ensuite on présente les résultats de simulation obtenus.

A partir des résultats obtenus on remarque une robustesse souhaitable avec une convergence des grandeurs de la machine vers leurs valeurs de références.

Pour la commande par MG-Backstepping, on peut conclure à partir des résultats de simulation que cette commande donne plusieurs avantages non seulement pour la stabilité du système non linéaire mais aussi avec des performances remarquables (bonne poursuite, erreurs nulles).

Une bonne robustesse est obtenue pour la commande Back-MG et pour les différentes grandeurs de vitesse, couple, flux et courant.

Ensuite on présente les résultats de simulation obtenus pour les commandes de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique, Backstepping par orientation de flux rotorique et du Backstepping adaptatif par orientation de flux rotorique et celle du Mode glissant- Backstepping.

On a finalisé notre chapitre par un tableau de comparaison résumant toutes les remarques et les performances obtenues.

Malgré les bons résultats obtenus on note aussi suivant notre besoin qu'on justifier le choix de l'une de ces commandes.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail effectué dans le cadre de cette thèse porte essentiellement sur la commande de la machine asynchrone. L'orientation de ce travail a été volontairement choisie afin de satisfaire des exigences liées pour le contrôle en vitesse de la machine asynchrone. Ces exigences s'étalent sur plusieurs axes, et nécessitent le soulèvement de plusieurs problématiques : robustesse et bonnes performances de la commande.

Notre travail a consisté à proposer et à étudier la commande du moteur asynchrone par les commandes suivantes : orientation de flux rotorique, Backstepping combinée au control vectoriel, Backstepping adaptatif, et enfin la commande hybride Backstepping-Mode glissant.

Les structures de commandes ainsi obtenues, emploient, pour le besoin de commande, les grandeurs issues du moteur à savoir le flux rotorique et la vitesse.

On a proposé dans le cadre de ce mémoire :

Dans La première partie de ce travail a été consacrée à la modélisation et la simulation de la MAS.

La deuxième partie de ce travail a été consacrée à l'étude de la commande par la stratégie d'orientation de flux rotorique d'un moteur asynchrone alimenté en tension est présentée.

Le choix convenable du modèle associé au choix du référentiel est l'étape primordiale dans cette étude.

La commande par orientation de flux est un outil de contrôle fort intéressant au fonctionnement réel et pratique de la machine asynchrone dans ses applications Industrielles. Cette technique de commande est devenue faisable sur ce type de machines grâce à la possibilité de découplage de flux et du couple, de façon, presque analogue, à celle appliquée sur la machine à courant continu. Cette faisabilité lui permettra d'être, grâce à ses qualités technico-économiques très attrayantes, un substitut, sans aucun doute, à la machine à courant continu à excitation indépendante.

Conclusion générale

Dans ce type de commande la qualité, des performances, en régime statique ou dynamique est assurée.

Les résultats de simulation obtenus montrent que le régime transitoire est moins oscillant et qu'avec un simple régulateur classique, du type PI, les variations brusques de la charge sont amorties, les pics sur les valeurs du couple sont évités, le régime transitoire concernant les composantes du flux est nettement amélioré. Néanmoins, seule la réponse de l'ensemble du système est relativement lente, mais acceptable, on a montrés par simulation que la commande vectorielle par les régulateurs classiques du moteur asynchrone est sensible aux variations paramétriques.

La troisième partie de ce travail, on a présenté l'aspect théorique du Backstepping et exposer les étapes permettent d'établir la commande globale assurent la stabilité du système non linéaire avec application aux systèmes du troisième ordre et nième ordre. Cette partie est suivie de l'étude de la commande de la machine par la technique du Backstepping combinée au control vectoriel permettent l'implantation de la technique.

Pour faire face à la sensibilité aux variations paramétriques, on a choisi la technique de commande basée sur les théories de Lyapunov, qui consiste a trouvé des lois de commande qui stabilisent notre système. On a défini une technique de commande appelé le backstepping.

Afin de rendre cette technique robuste face aux variations et aux incertitudes paramétriques, on a passé par les étapes suivants: D'abord, on a combiné la commande par la stratégie d'orientation de flux rotorique et le backstepping, afin de faire face aux variations de la résistance rotorique et du couple de charge. Les résultats de simulation nous ont montré la robustesse de cette commande face à ses variations. Ensuite, on a supposé que certains paramètres de notre machine sont incertains, pour pâler ce problème on a utilisé la commande adaptative par le backstepping pour l'estimation de ces paramètres.

La quatrième partie, traite la commande hybride **Backstepping-M-glissant** de la machine asynchrone.

Dans but d'améliorer les performances des commandes non linéaires on a introduit

Dans ce chapitre la commande hybride Backstepping-mode glissant, la commande Par mode glissant et celle du Backstepping avec orientation de flux rotorique.

On a essayé d'établir la commande hybride **Backstepping-Mode glissant** Commencé par une synthèse à base des équations mathématique qui explique le Raccordement entre les deux commandes « Backstepping et le mode glissant » avec une application à la machine asynchrone.

Ensuite on a présente les résultats de simulation obtenus de la commande.

Dans le but de justifier le choix de l'une de ces commandes (suivant notre besoin) on a finalisé notre chapitre par un tableau de comparaison résumant toutes les remarques et les performances obtenues.

A la lumière des résultats de simulation, on peut conclure que l'objectif de cette étude est atteint, la technique du Backstepping combinée aux contrôle vectoriel offre de très bonnes performances de commande est un bon suivi des références de la machine soumises au différents régimes de fonctionnement.

on peut améliorer encore mieux les résultats obtenus par l'introduction d'adaptation en temps réel des paramètres de la machine pouvant varier durant son fonctionnement comme la résistance rotorique et la charge, sujet de la commande du Backstepping adaptatif.

Enfin, la commande hybride **Backstepping-Mode glissant** donne les bonnes performances, cela nous encourage à dire qu'on a réussi à améliorer les performances de la machine asynchrone et atteint nos objectifs tracés au départ.

Comme perspectives on propose d'utiliser l'intelligence artificielle comme les algorithmes génétiques ou bien la logique floue pour calculer les différents gains dans les différentes commandes utilisées.

ANNEXE

$R_s = 4.85\Omega$ Résistance du stator

$R_r = 3.805\ \Omega$ Résistance du rotor

$L_s = 0.274\ \text{H}$ Inductance du stator

$L_r = 0.274\ \text{H}$ Inductance du rotor

$M=L_m=0.258\ \text{H}$ Inductance Mutuelle

$P_n = 1.5\ \text{KW}$ puissance électrique

$J = 0.031\ \text{Kg/m}^2$ Moment d'inertie

$f_r = 0.008\ \text{N.m. Sec/rad}$ Coefficient de frottement

$p = 2$ Nombre de paire de pôle.

$\eta_n = 0.78$ Rendement nominal

$N_n = 1428\ \text{tr/mn}$ Vitesse nominale

$f = 50\ \text{HZ}$ Fréquence nominale

$I_n = 6.31\ \text{A}$ Courant nominale

$\cos\varphi_0 = 0.8$ Facteur de puissance nominal

$V_n = 200\ \text{V}$ Tension nominal

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] I. Bakhti “ Etudes des différentes commandes non linéaires de la machine asynchrone avec observation de flux et de vitesse” Thèse de magister, Université de Batna, 2011.
- [2] N. Bezouh “Commande Robuste du moteur asynchrone Basée sur la théorie de Lyapunov” Thèse de magister, Université de Batna, 2010.
- [3] N.Ezziani “Commande Adaptative floue Backstepping d’une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique” Thèse de Doctorat , Université de Reims, 2010.
- [4] A. Chebbi “Commande Backstepping d’une machine asynchrone sans capteur de vitesse” Thèse de magister, Université de Batna, 2011.
- [5] N. Benyahia, K. Srairi, SM. Mimoun, “ Commande de la machine asynchrone par Orientation de flux rotorique,” *Rapport de recherche, Laboratoire de mode des systèmes énergétiques*, Biskra, Juin 2005.
- [6] S. Chaouch, *Commande vectorielle robuste d’une machine à induction sans capteur de vitesse*, Thèse de Doctorat, Université de Batna, Décembre 2005.
- [7] T. Dramane, *Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone*, Thèse de Doctorat, Ecole Central de Nantes, 2008.
- [8] J.P. Hautier, J.P. Caron, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*, Edition Technip, ISBN 2-7108-0683-5, Paris, 1995.
- [9] H. Siguerdidjane, “Extension de l’approche par Backstepping aux systèmes de forme non triangulaire et étude de la robustesse de la stabilité des lois de commandes.
- [10] P.Brunet, *Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrone*, Cours de module commande des machines, Université de Otwa, Canada 2000.
- [11] P.Borne, G.dauphin, J-P. Richard, F. Rotella *Commande et Optimisation des Processus*. 1990. Edition technip.
- [12] A.Kheldoun, "Amélioration des performances d’un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté ", Thèse de doctorat, Université de Boumerdés, Février 2007.
- [13] M.Sebba, A.Chaker, Y.Meslem et S.Hassaine, "Commande en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d’un observateur d’état de Luenberger", 4th international conference on computer integrated manufacturing, CIP, 2007.
- [14] D.Taibi, "Contrôle du moteur à induction sans capteurs de vitesse et de position, observateurs déterministes de Luenberger, observateurs stochastiques de Kalman", Mémoire de magister, Université de Batna, Juin 2005.
- [15] A. Benaskeur, *Aspects de l’application du Backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires*, Thèse Ph.D, Université de Laval de Quebec, Canada, Feb 2000.
- [16] E.V. Westerholt, “*Commande non linéaire d’une machine asynchrone*”, Thèse de doctorat, Université de Toulouse, INPT, 1994.
- [17] A. Kechich, B. Mazari, “ La commande par mode glissant : Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire), ” *Afrique SCIENCE 04(1)*, Institut d’électrotechnique, pp. 21 – 37 ISSN 1813-548X, 2008.
- [18] I. Zein, “*Application du filtre de Kalman et du filtre de Luenberger à la commande et à la surveillance de la machine asynchrone*”, Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, Septembre 2000.

BIBLIOGRAPHIE

- [19] T. Saheb, "Commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université de Nantes, IREENA, Octobre 2004.
- [20] M. Mokhtari, *Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone à aimant permanent*, Thèse de magister, Université de Batna, 2003.
- [21] A. Maakouf, *Cours de magister, commandes des machines asynchrone*, Université de Batna, 2007/2008.
- [22] C. Canudas De Wit, A. Youssef, J.P. Barbot, Ph. Martin, and F. Malrait, "Observability Conditions of Induction Motors at Low Frequencies", Proceeding of the 39th IEEE Conference on Decision and Control, December 2000, Sydney, Australlia.
- [23] J. Moreno, G.E. Perez, "Global Observability Analysis of Induction Motor Under Sensorless Conditions", IFAC 15th Triennial Word Congress, 2002, Barcelona, Spain.
- [24] A. Kechich, B. Mazari, " La commande par mode glissant : Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire), " *Afrique SCIENCE 04(1)*, Institut d'électrotechnique, pp. 21 – 37 ISSN 1813-548X, 2008.
- [25] C. K. Li, H. Chuo, Y. M. Hu, A. B. Rad, "Output tracking control of mobile robots based on adaptive Backstepping and sliding modes," *IEEE Control Conference, Hong Kong, South China University of Technology*, vol.4,no. 4, pp. 4, China, 2002.
- [26] M. Rodie, K. Jezernik, "Speed Sensorless sliding mode torque control of induction motor," *IEEE Trans. Indus. Electronics.*, vol. 49, no. 1, pp. 87-95, Feb 2002.
- [27] H.Tédjini, M.Moudjahed, Y. Meslem, M.Tadjine, "Commande Non Linéaire Adaptative par Backstepping et Observateur d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent Alimentée Par un Onduleur à Trois Niveaux," *4th International Conférence on Computer Integrated Manufacturing CIP*, 2007.
- [28] S.Zaidi, *Commande non linéaire du moteur à induction*, Thèse de Magister, Université de Batna, 2006.
- [29] V.I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE Trans. Indus. Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [30] Yaolong Tan, Jie Chang, and Hualin Tan, "Adaptive Backstepping Control and Friction Compensation for AC Servo With Inertia and Load Uncertainties", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, Issue. 5, October 2003.
- [31] M. Nasir Uddin and Sang Woo Nam, "Adaptive Backstepping Based Online Loss Minimization Control of an IM Drive", *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, June 24-28, 2007.
- [32] Arbin Ebrahim and Gregory Murphy, "Adaptive Backstepping Control of a Speed- Sensorless Induction Motor under Time-Varying Load Torque and Rotor Resistance Uncertainty", *39th Southeastern Symposium on System Theory*, Mercer University Macon, GA, 31207, March 4-6, 2007.
- tel-00597698, version 1 - 1 Jun 2011
- [33] Hou-Tsan Lee, Li-Chen Fu, Feng-Li Lian, "Sensorless Adaptive Backstepping Speed Control Of Induction Motor", *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision & Control*, Manchester Grand Hyatt Hotel San Diego, December 13-15, 2006, CA, USA.
- [34] Yaolong Tan, Jie Chang, Hualin Tan, and Jun Hu, "Integral Backstepping Control and Experimental Implementation for motion system", *Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Control Applications Anchorage*, September 25-27, 2000, Alaska, USA.

BIBLIOGRAPHIE

- [35] **Jen-te Yu, Jie Chang**, "A New Adaptive Backstepping Design for Motion Control Systems", The 29th Annual Conference of the IEE.
- M. Krstic, I. Kannellakopoulos, and P. Kokotovic**, "Nonlinear and Adaptive Control Design", Wiley and Sons Inc., New York, 1995.
- [36] **Yang Jun-hua, Wu Jie, Hu Yue-ming**, "Backstepping method and its applications to Nonlinear robust control", *Control and Decision*, Vol. 17 (suppl), pp. 641-653, 2002.
- [37] **M.R Jovanovic, B. Bamieh**, "Architecture Induced by Distributed Backstepping Design", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol 52, Issue 1, pp. 108 – 113, January 2007.
- [38] **Chiman Kwan, F. L. Lewis**, "Robust Backstepping Control of Nonlinear Systems Using Neural Networks", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics—Part A: Systems and Humans*, Vol. 30, Issue. 6, pp. 753-766, November 2000.
- [39] **S. Chaouch. M.S. NAit-said, A. Makouf and L. Cherifi**. Backstepping Control based on Lyapunov Theory for Sensorless Induction Motor with Sliding Mode Observer. *ARISER* Vol. 4 No. 1 (2008).
- [40] **B. Atkin**, "State estimation techniques for speed sensorless field oriented control of induction motors", Thesis of master, Middle east technical university, Turkey, 2003.
- [41] **I. Takahashi, Y. Ohmori**, "High-performance direct torque control of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 25, no. 2, pp. 257-264, Mar/Apr 1989.
- [42] **P. BARRET**, "Régimes transitoires des machines électriques tournantes," *Ecole supérieure d'Electricité*, Eyrolle-Paris 1982.
- [43] **M. Depenbrock**, "Direct self control DSC of inverter-fed induction machine," *IEEE Trans, Power Electronics*. vol. 3, no. 4, pp. 420-429, Oct 1988.
- [44] **C. Visa**, *Commande non linéaire et observateurs, application à la MRV en grande vitesse*, Thèse de Doctorat, Université de Paul Verlaine-Metz, France, Dec 2004.
- [45] **L. Kisrane**, *Commande non linéaire d'une machine à induction, Aspect expérimentale*, Thèse de Magister, Université de Batna, 2008.
- [46] **T. Marcic, G. Stumberger, M. Hadziselimovic, and I. Zagradisnik**, "Analysis of Induction Motor Drive Losses in the Field- Weakening Region", *IEEE Conference on EPE-PEMC* , 2006 , Portoroz, Slovenia.
- [47] **R.D. Lorenz, S.-M. Yang**, "Efficiency-optimized flux trajectories for closed-cycle operation of field-orientation induction machine drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, Issue 3, pp. 574 – 580, May/June 1992.
- [48] **Gyu-Sik Kim, In-Joong Ha, and Myoung-Sam Ko**, "Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 39, Issue 4, pp. 323 – 333, August 1992.
- [49] **D. de Almeida Souza, W.C.P. de Aragao Filho, and G.C.D. Sousa**, "Adaptive Fuzzy Controller for Efficiency Optimization of Induction Motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, Issue 4, pp. 2157 – 2164, August 2007.
- [50] **G.O. Garcia, J.C.M. Luis, R.M. Stephan, and E.H. Watanabe**, "An efficient controller for an adjustable speed induction motor drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 41, Issue 5, pp. 533 – 539, October 1994.
- [51] **Julio C. Moreira, , Thomas A. Lipo, and Vladimir Blasko**, "Simple Efficiency Maximizer for an Adjustable Frequency Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 21, no. 5, Septembre/October 1991.