

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département : Génie Electrique
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Mémoire présenté en vue de l'obtention
Du diplôme de
Magister

Option
Commande et motorisation des véhicules électriques
Mémoire réalisé au laboratoire LGEB de Biskra

**Contrôle par mode glissant d'ordre deux de la machine
asynchrone**

Présenté par :
SAOUDI Mohammed

Soutenu publiquement le ...07/10/2014

Dr. Med Toufik BENCHOUIA	MCA	Président	Université de Biskra
Dr. Arezki MENACER	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Dr. Amar GOLEA	Professeur	Examineur	Université de Biskra
Dr. Said DRID	Professeur	Examineur	Université de Batna

Remerciements

Avant tout Je remercie Allah, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je necessitais pour l'accomplissement de ce travail.

A notre encadreur Dr. Arezki Menacer, Professeur à l'Université de Biskra pour nous encadrer et nous aider par ses conseils et ses orientations.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à monsieur Benchouia Mohamed Toufik, Maître de Conférences à l'Université de Biskra Pour l'honneur qu'il ma fait en acceptant la présidence du jury de ce mémoire.

Mes vifs remerciements vont aussi à monsieur Goléa Amar Professeur à l'Université de Biskra pour qu'il a porté à ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.

J'adresse mes respectueux remerciements a monsieur Said DRID , Professeur à l'Université de Batna pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je tiens à remercier vivement toutes les personnes qui mon aidé à élaborer et à réaliser ce mémoire, ainsi tous ceux qui mon aidés de prés ou de loin à accomplir ce travail.

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants du département d'Electrotechnique de Biskra.

A tout personne ayant participé de prés ou de loin à réaliser ce travail et tout personnes dont nous avons oublié de citer.

Notation et symboles

MAS	Machine asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion
SMC	Sliding Mode Control
MG	Mode Glissant
CSV	Commande à Structure Variable
PI	Correcteur, Proportionnel Intégrateur
A, B, C	Indices de trois phases du stator
a, b, c	Indices de trois phases du rotor
α, β	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator
d, q	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant
x, y	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au rotor
V_a, V_b, V_c	Tension statorique [V]
I_a, I_b, I_c	Courants des phases statorique [A]
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c	Flux rotorique [wb]
θ_r	Position du rotor [rd]
G	Glissement
ω_s	Pulsation statorique [rad/s]
ω_r	Vitesse électrique de rotation [rad/s]
f_s	Fréquence d'alimentation [Hz]
J	Moment d'inertie des masses tournantes
F	Coefficient de frottement
P	Nombre Paire de Pôle
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant

R_s	Resistance de l'enroulement statorique [Ω]
R_r	Resistance de l'enroulement rotorique [Ω]
L_s	Inductance statorique [H]
L_r	Inductance rotorique [H]
M	Inductance Mutuelle [H]
σ	Coefficient de dispersion de Blondel.
T_s	Constante de temps statorique
T_r	Constante de temps rotorique
$S(x)$	Surface de glissement

Liste des figures

Chapitre I

Figure 1.1	représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	7
Figure 1.2	passage du système triphasé au système biphasé et inversement	9
Figure 1.3	définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels	12
Figure 1.4	Structure en schéma bloc de la MAS	15
Figure 1.5	Fonctionnement à vide et en charge de la MAS	16
Figure 1.6	Schéma global d'une MAS à vitesse variable et de son alimentation	17
Figure 1.7	Redresseur à diodes (Pont de Graëtz)	18
Figure 1.8	Tension redressée U_{ch}	18
Figure 1.9	Représentation d'un filtre	19
Figure 1.10	Tension filtrée	19
Figure 1.11	Onduleur à deux niveaux	20
Figure 1.12	Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux	20
Figure 1.13	Principe de fonctionnement de la technique MLI Trianguol sinusoïdale	22
Figure 1.14	Simulation de l'association convertisseur machine	23

Chapitre II

Figure 2.1	Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande	26
Figure 2.2	Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état	26
Figure 2.3	structure de régulation par ajout de la commande équivalente	26
Figure 2.4	Convergence de la trajectoire vers la surface de commutation grâce à la discontinuité de la commande	27
Figure 2.5	Fonction Sat	31
Figure 2.6	commande par MG pour MAS	31

Figure 2.7	Schéma de la régulation de la vitesse	33
Figure 2.8	schéma de simulation	34
Figure 2.9	CMG avec un régulateur PI de vitesse de la MAS	35
Figure 2.10	CMG avec un régulateur MG de vitesse de la MAS	36
Figure 2.11	test de robustesse pour l'inversion de vitesse	37
Figure 2.12.a	test de robustesse pour variation résistance statorique	38
Figure 2.12.b	test de robustesse pour variation résistance rotorique	38
Figure 2.13	test de robustesse pour Fonctionnement à faible de vitesse	39
Figure 2.14	Schéma fonctionnel d'un observateur Luenberger	40
Figure 2.15	test de robustesse pour Fonctionnement à vitesse nominale	43
Figure 2.16	test de robustesse pour l'inversion de vitesse	44
Figure 2.17.a	test de robustesse pour variation résistance statorique	46
Figure 2.17.b	test de robustesse pour variation résistance rotorique	47
Figure 2.18	test de robustesse pour Fonctionnement à faible de vitesse	49

Chapitre III

Figure 3.1	Twisting avec $\alpha_M = 3, \alpha_m = 0.5$	53
Figure 3.2	Résultat de simulation de la CMG d'ordre deux de la MAS	58
Figure 3.3	test de robustesse pour l'inversion de vitesse	59
Figure 3.4.a	test de robustesse pour variation résistance statorique	60
Figure 3.4.b	test de robustesse pour variation résistance rotorique	61
Figure 3.5	test de robustesse pour Fonctionnement à faible de vitesse	62
Figure 3.6	Résultat de simulation de la CMG d'ordre deux sans capteur de vitesse	63
Figure 3.7	test de robustesse pour l'inversion de vitesse	64
Figure 3.8.a	test de robustesse pour variation résistance statorique	65
Figure 3.8.b	test de robustesse pour variation résistance rotorique	66
Figure 3.9	test de robustesse pour Fonctionnement à faible de vitesse	68

Sommaire

Introduction Générale	01
-----------------------	----

CHAPITRE I

Modélisation du moteur asynchrone triphasé

I.1 Introduction	04
I.2 Généralités Sur Les Machines Electriques	04
I.2.1 Principe de fonctionnement	04
I.2.2 Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone	05
I.3 Hypothèses simplificatrices	06
I.4 Modélisation de la machine asynchrone triphasée	06
I-4-1 Equations électriques	07
I.4.2 Equations magnétiques	08
I.5 Transformation de Park	08
I.6 Modèle de la machine dans le système biphasé	11
I.6.1 Equations électriques	11
I.6.2 Equations magnétiques	11
I.7 Définition des différents référentiels	11
I.7.1 Référentiel fixe par rapport au stator	12
I.7.2 Référentiel fixe par rapport au rotor	12
I.7.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant	12
I.8 Equation de mouvement	13
I.9 Simulation du modèle de la machine asynchrone	13
I.9.1 Simulation du machine asynchrone dans le repère fixe au stator.	14
• Equations électriques	14
• Equations mécaniques	15
I.9.2 Simulation du modèle de la machine asynchrone	15
I.10 Modélisation du convertisseur de tension	17
I.10.1 Modélisation du redresseur	17
I.10.2. Modélisation du filtre	19
I.10.3 Modélisation de l'onduleur de tension	20
I.10.3.1 Modèle de l'onduleur à deux niveaux	20
I.10.3.2. Stratégie de commande	21
I.10.3.3 Algorithme de commande	22

I.11. Simulation de l'association convertisseur machine	22
I.12 Conclusion	24

CHAPPITRE II

Commande sans capteur par mode glissant d'ordre un de la machine asynchrone

II.1 Introduction	25
II.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement	25
II.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande	26
II.2.2 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente	26
II.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec ajout de la commande équivalente	26
II.3 Principe de la commande à structure variable	27
II.3.1 Définition	27
II.3.1.1 Condition d'existence du régime glissant	28
II.3.1.2 Surface de glissement	28
II.3.1.3 Conditions de convergence	28
II.3.1.3.1 La fonction de Lyapunov	28
II.3.1.4 Synthèse de la commande	29
II.3.1.5 Phénomène de réticence	30
II.3.1.5.1 Remplacement de la fonction sign par une fonction continue	30
• fonction saturation	30
II.4 Application de la commande par mode de glissement à la MAS	31
II.4.1 Modèle de la machine asynchrone	31
II.4.2 Choix des surfaces de glissement	32
II.4.3 Calcul de régulateur PI de la vitesse	33
II.5 Bloc de simulation	34
II.5.1 Essai en charge de la machine	34
II.6 Commande par mode glissant avec régulateur mode glissant de la vitesse	35
II.7 Test de robustesse	36
Inversion de la vitesse	36
Variation paramétrique	37
Fonctionnement à faible de vitesse	38
II.8 Commande par MG de MAS sans capteur de vitesse: Observateur Luenberger	39

II.8.1 Principe	39
II.8.2 Utilisation de l'observateur Luenberger dans le modèle de la MAS	40
II.8.3 Simulation de la CMG avec observateur de vitesse de Luenberger	42
II.8.3.1 Simulation en charge de la machine	42
II.9 Test de robustesse	43
• Inversion de la vitesse	43
• Variation paramétrique	45
• Fonctionnement à faible de vitesse	47
II.10 Conclusion	49

CHAPITRE III

Commande sans capteur par mode glissant d'ordre deux de la machine asynchrone

III.1 Introduction	50
III.2 Position du problème	50
III.2.1 Définition 1	51
III.2.2 Définition 2	51
III.3 Modes glissants idéaux et réels	51
III.3.1 Définition 1	51
III.3.2 Définition 2	52
III.4 Mode glissant d'ordre deux	52
III.5 Algorithmes glissants d'ordre deux	53
III.5.1 L'algorithme du twisting	53
III.5.2 Commande sous-optimale par modes glissants d'ordre deux	54
III.5.3 L'algorithme du super-twisting	55
III.6 Application Mode glissant d'ordre deux sur la MAS	56
III.7 Commande par mode glissant d'ordre deux avec capteur de vitesse	58
III.7.1 Test de robustesse	59
• Inversion de la vitesse	59
• Variation paramétrique	60
• Fonctionnement à faible de vitesse :	61
III.8 Commande mode glissant d'ordre deux de machine sans capteur de vitesse	62
III.8.1 Test de robustesse	63
• Inversion de la vitesse	63
• Variation paramétrique	64

• Fonctionnement à faible de vitesse :	67
III.9 Etude comparative	68
Conclusion	69
Conclusion Générale	

Introduction Générale

Introduction Générale

La machine asynchrone associée à un convertisseur statique constitue un variateur de vitesse dont l'utilisation industrielle à grand public ne cesse de croître, en raison de nombreux avantages par rapport aux autres types de machines électriques tournantes, à savoir la robustesse, le faible coût, la facilité d'entretien, absence du collecteur... etc.

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable, les premiers travaux dans ce domaine ont été proposés et élaborés au début des années 50. La caractéristique principale de ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue, aux passages par des surfaces de commutation appelées surfaces de glissement. La théorie donc des systèmes à structure variable et les modes glissants associés est une technique de commande non linéaire [1].

Les principaux avantages du contrôle par modes glissants sont:

- robustesse face à une large classe de perturbations ou d'incertitudes du modèle,
- besoin d'une quantité réduite d'information en comparaison avec les techniques de commandes classiques,
- possibilité de stabilisation de certains systèmes non linéaires qui ne sont pas stabilisable par loi de commande par retour d'état continu.

Les inconvénients de cette méthode de contrôle réside:

- phénomène de chattering ou de réticence,
- brutalité de la commande,
- sensibilité aux bruits de mesures. [2]

Ces inconvénients ont été minimisés par l'introduction de la commande par modes glissants d'ordre supérieur dans les années 80, qui sont des commandes discontinues agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement. De plus la discontinuité de la commande réalisée par la fonction "signe" de la surface de glissement, peut être remplacée par des fonctions "sigmoïdes".

Dans cette section, nous traiterons les modes glissants d'ordre deux. Pour plus de compréhension [2].

Le phénomène de réticence est un inconvénient majeur des modes glissants d'ordre un. Il est difficile dans de telles conditions d'envisager des développements pour des applications pratiques, la réticence impliquant une usure accélérée des organes de commandes. Afin de remédier à ce problème, les modes glissants d'ordre supérieur ont été introduits dans la structure de contrôle de la machine.

On a utilisé dans l'étude en vue de minimiser ces chatterings quelques approches, l'idée était de changer la dynamique dans une petite surface d'approximation de la discontinuité afin d'éviter la vraie discontinuité et en même temps préserver les propriétés principales du système entier, cependant l'exactitude finale et la robustesse du mode glissant ont été partiellement perdues. Récemment inventé le mode glissant d'ordre supérieur généralise l'idée glissante qui est la base de ce mode où l'action est basée sur les dérivés de temps d'ordre supérieur de la dérivation de système (surface de glissement) du contrainte au lieu d'influencer sur la première dérivé de la déviation comme il se produit en mode glissant d'ordre un. Tout en gardant les principaux avantages de l'approches en même temps ils enlèvent le chattering [3].

Pour mener notre étude, le mémoire est organisé de la manière suivante:

Le premier chapitre est consacré à un rappel du modèle d'état de la machine asynchrone MAS dans le repère de Concordia. ainsi que la modélisation de l'association convertisseur MAS à la fin de ce chapitre en fait une simulation de la MAS seul et l'association convertisseur – MAS.

Le second chapitre comporte trois parties, La première est consacrée à l'introduction des idées fondamentales des commandes par modes glissants. Il présente les deux composants de base d'une telle commande: la surface de glissement et la loi de commande forçant le système à l'atteindre en temps fini et à y rester. Dans la deuxième partie, nous présentons la conception de la commande par mode glissant classique pour le flux et le couple Et la troisième partie, concerne à l'élaboration d'une commande non linéaire sans capteur mécanique de vitesse, utilisant un observateur de type Luemberger d'ordre complet. Des tests de robustesse sont effectués en simulation pour examiner la robustesse de la commande avec observateur dans les différents modes de fonctionnement (à vide, en charge, inversion de sens de rotation, variation paramétriques et fonctionnement à faible vitesse).

Le troisième chapitre comporte deux parties, la première est consacrée aux quelques définitions nécessaires pour la compréhension du contrôle par mode glissant d'ordre supérieur. Trois algorithmes sont étudiés pour l'application du mode glissant d'ordre deux

(Twisting, Sous-optimale et Super twisting). Dans la deuxième partie, une application de l'algorithme super twisting au contrôle de la machine asynchrone sans capteur avec la présentation des différents équations nécessaire pour la conception du contrôleur.

Enfin une conclusion générale où on présente une synthèse des résultats ainsi obtenus et les perspectives future pour l'amélioration de ce travail.

CHAPITRE I:
*Modélisation de la machine asynchrone
triphasee*

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

I.1 INTRODUCTION

Vu les intérêts majeurs, de part des qualités de robustesse, le faible coût de fabrication et d'entretien, la machine asynchrone a la faveur des industriels depuis son invention par N. Tesla à la fin du 19^{ème} siècle quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système des courants polyphasés [1].

Le fonctionnement de la machine asynchrone (MAS) ou la machine à induction est basé sur le principe d'utilisation du champ tournant sinusoïdal.

La modélisation de la machine est souvent considérée comme la phase initiale de l'automatique moderne. Elle permet en effet de déterminer le modèle du procédé qui sera utilisé pour prédire son comportement futur [4].

Dans ce chapitre, on considère en premier lieu la modélisation classique de la machine asynchrone en fonctionnement moteur, en utilisant la transformation de Concordia dans les différents repères tenant compte des hypothèses simplificatrices et en second lieu, on associe au modèle de la machine son alimentation assurée à travers le convertisseur statique de type onduleur de tension contrôlé par la stratégie MLI (Modulation de la largeur d'impulsion).

I.2 Généralités sur les machines asynchrones

I.2.1 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court circuit,
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liées à la fréquence f_s de la tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{P} \text{ (tr/min)} \quad (1.1)$$

On désigne par "P" le nombre de paire de pôles de chacun des enroulements des phases statoriques.

Selon la loi de Lenz, les courants rotoriques s'opposent à leur cause c'est à dire au déplacement au champ par apport au rotor. Le système des forces va entraîner le rotor à la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s ($\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}$), cette vitesse ne peut être atteinte; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$) inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone. De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hyposynchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau dépend donc du signe de l'écart $\Omega_s (\Omega_s - \Omega_r)$ [1].

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement "g" défini par :

$$g = \frac{(\Omega_s - \Omega_r)}{\Omega_s} \quad (1.2)$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques.

I.2.2 Avantages et problèmes posés par le moteur asynchrone

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie; il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique.

Il fonctionne directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor).

Les courants qui circulent dans le stator, constituent l'unique source externe du champ magnétique. Sa vitesse varie un peu quand on le charge, on dit qu'il glisse, mais ce glissement est en générale ne dépasse pas quelques centièmes de la vitesse à vide, il est négligeable le plus souvent.

Le démarrage des moteurs asynchrones ne pose pas de problèmes pour les unités de petite puissance. Par contre, pour les moteurs de forte puissance, il faut démarrer sous

tension réduite pour éviter un appel de courant trop élevé.

Par contre dans le moteur asynchrone les courants statoriques sont à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe pas. D'autre part on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator. La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier) [1].

I.3 Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation de la machine asynchrone triphasée idéalisée sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices, en considérant: [5], [6]

- l'entrefer est constant,
- l'effet des encoches est négligé,
- la distribution spatiale est sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- les pertes ferromagnétiques sont négligées,
- le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constant,
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas

prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer:

- l'additivité des flux,
- la constance des inductions propres,
- la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements

statoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.4 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour palier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse...etc [6].

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

Les axes rotorique tournant avec ω_r par rapport aux axes statoriques qui sont fixes comme le montre la figure (1.1)

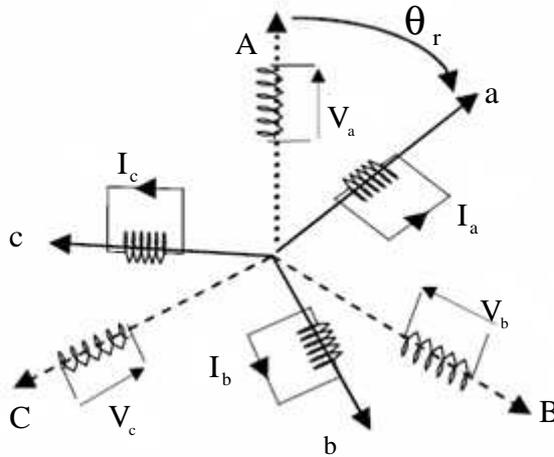


Figure 1.1: représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

avec:

A, B, C : trois phases du stator

a, b, c : trois phases du rotor

I-4-1 Equations électriques

De la figure (1.1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice "s" et le rotor avec l'indice "r" comme soit:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

et

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

avec

V , i et Φ représentent respectivement la tension, le courant et le flux.

R_s : résistance de l'enroulement statorique

R_r : résistance de l'enroulement rotorique

I.4.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment conduisent à des relations linéaires entre les courants, qui s'écrivent matriciellement comme suit :

$$[\Phi_s] = [L_{cs}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \quad (1.5)$$

et

$$[\Phi_r] = [M_{rs}][i_s] + [L_{cr}][i_r] \quad (1.6)$$

tel que $[M_{rs}] = [M_{sr}]$

On désigne par:

$[L_{cs}]$: matrice d'inductance statorique

$[L_{cr}]$: matrice d'inductance rotorique

$[M_{rs}]$: matrice d'inductance mutuelle

avec

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; \quad [L_{cr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix};$$

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$L_{cr(s)}$: inductance cyclique propre du rotor (stator),

$M_{r(s)}$: inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (statoriques),

M_{rs} : inductance mutuelle entre une phase du rotor et une phase du stator.

θ_r : angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases "A" et "a" pris comme axes de référence.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (A et a) se coïncident.

La résolution analytique du système d'équations (1.5) et (1.6) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice varient en fonction du temps. Cela conduira à l'utilisation de la transformation de Park dans le but de rendre constant ces paramètres [6].

I.5 Transformation de Park

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système triphasé

équivalent en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes:

- homo polaire (indice o),
- d'axe directs (indice u),
- d'axe en quadrature (indice v).

La conversion des variables de la machine réelle en variables de la machine primitive implique la transformation des enroulements du moteur original, enroulement disposé selon deux axes "u" et "v", cela a pour effet de rendre les inductances mutuelles et propres indépendantes de la rotation. La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétiques égales.

La figure (1.2) représente le système d'axe réel triphasé (X_a, X_b, X_c) et le système d'axes fictif "u, v" où le vecteur spatial V_{sp} représente la valeur maximale de tension, de courant ou de flux [7].

Le passage du système triphasé vers le système biphasé revient à exprimer les composantes (u, v) en fonction des anciens axes (X_a, X_b, X_c). Les deux modèles sont identiques du point de vue électrique et magnétique.

Ψ : représente l'angle entre le vecteur V_{sp} et l'axe de la phase X_a

θ_a : représente l'angle instantané entre la phase de l'axe X_a et l'axe u

$\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$: vitesse angulaire de rotation du système d'axe biphasé par rapport aux systèmes d'axe triphasé.

Selon la figure (1.2), la projection des tensions sur les axes triphasés donne les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sa} = V_{sp} \cdot \cos(\psi) \\ V_{sb} = V_{sp} \cdot \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = V_{sp} \cdot \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.7)$$

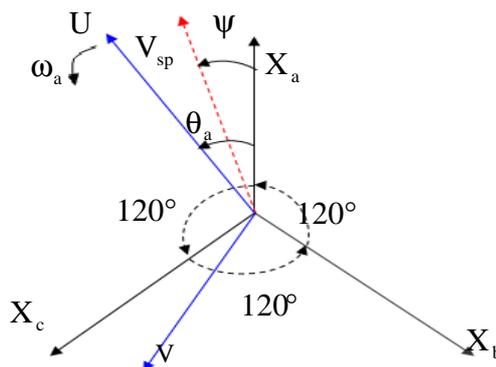


Figure 1.2: passage du système triphasé au système biphasé et inversement

La projection sur l'axe biphasé donne:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{su} = \frac{2}{3} \left[\mathbf{V}_{sa} \cdot \cos(\theta_a) + \mathbf{V}_{sb} \cdot \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + \mathbf{V}_{sc} \cdot \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \right] \\ \mathbf{V}_{sv} = \frac{2}{3} \left[\mathbf{V}_{sa} \cdot \sin(\theta_a) + \mathbf{V}_{sb} \cdot \sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) + \mathbf{V}_{sc} \cdot \sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \right] \end{cases} \quad (1.8)$$

Le terme $\frac{2}{3}$ exprime le passage du système triphasé au système biphasé.

On ajoute à l'équation (1.8), l'expression homopolaire \mathbf{V}_{so} pour équilibrer la transformation

$$\mathbf{V}_{so} = \frac{1}{3} (\mathbf{V}_{sa} + \mathbf{V}_{sb} + \mathbf{V}_{sc}) \quad (1.9)$$

\mathbf{V}_{so} : représente la composante homopolaire, elle est de valeur nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. On ajoute \mathbf{V}_{so} pour équilibrer la transformation aux équations (1.8).

En utilisant les équations (1.7), (1.8) et (1.9), on obtient:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{sa} \\ \mathbf{V}_{sb} \\ \mathbf{V}_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{su} \\ \mathbf{V}_{sv} \\ \mathbf{V}_{so} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $P(\theta_a)$

$$P(\theta_a) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

La matrice de passage du système biphasé au système triphasé est donnée par :

$$[P(\theta_a)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux. Le système (u, v) tourne à la vitesse $(\omega_a - \omega_r)$ par rapport au rotor.

I.6 Modèle de la machine dans le système biphasé

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes (u, v)

I.6.1 Equations électriques

En multipliant les deux équations (1.3) et (1.4) par la matrice de transfert de Park $P(\theta_a)$ des deux cotés, on obtient:

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega_r) \\ (\omega_a - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

I.6.2 Equations magnétiques

En multipliant les deux équations (1.5) et (1.6) par la matrice de transfert de Park $[P(\theta_a)]^{-1}$ des deux cotés et après tout calcul on obtient:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s \\ M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r \\ M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

I.7 Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe "u", "v" qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux (Figure 1.3).

- référentiel des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$) (—)
- référentiel des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$) (- - -)
- référentiel des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$) (- · -)

avec

θ_a : une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente.

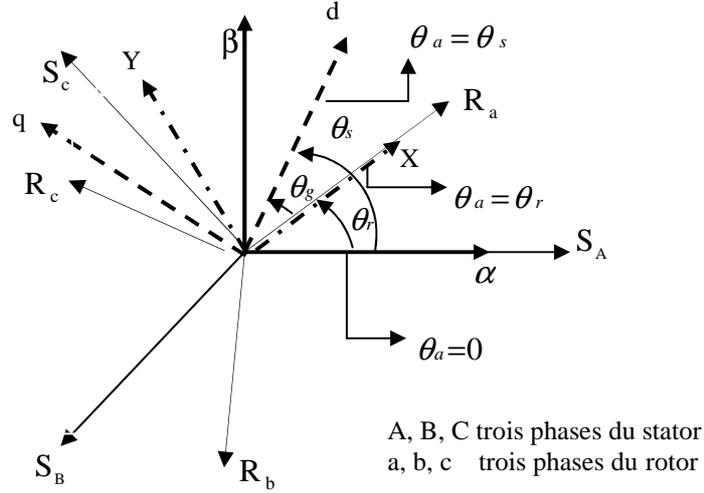


Figure 1.3: définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

I.7.1 Référentiel fixe par rapport au stator

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator, dans ce cas on a :

$$\theta_a = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{array} \right\}, \quad \omega_a = \frac{d\theta_a}{dt} = 0 \text{ et } \Delta\omega = -\omega_r$$

Les équations électriques données par les équations (1.13) et (1.14) deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_r \\ -\omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

I.7.2 Référentiel fixe par rapport au rotor

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r , dans ce cas :

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} u \rightarrow x \\ v \rightarrow y \end{array} \right\} \text{ et } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$$

Les équations électriques données par les équations (1.13) et (1.14) deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

I.7.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique ω_s , créée par les enroulements du stator, dans ce cas :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} u \rightarrow d \\ v \rightarrow q \end{array} \right\}, \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a = \omega_s \text{ et } \Delta\omega_a = \omega_s - \omega_r = \omega$$

Les équations électriques données par les équations (1.13) et (1.14) deviennent:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Ce référentiel est souvent utilisé pour l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment pour la commandes des machines électriques en boucle fermée où les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continus (non pulsés) [7], [8].

I.8 Equation de mouvement

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régime de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement est définie comme suit:

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (1.23)$$

avec

Ω : vitesse de la machine,

f : coefficient de frottement visqueux,

J : moment d'inertie des masses tournantes,

C_e : couple électromagnétique,

C_r : couple résistant.

I.9 Simulation du modèle de la machine asynchrone

La machine asynchrone est normalement alimentée directement à partir du réseau industriel par un système de tensions triphasées équilibrées.

Dans certaines applications pour les quelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés (injectés) dans les enroulements du stator, par l'intermédiaire d'un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau industriel électrique [9].

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel qui à partir des tensions simples d'alimentation devant nous permettre de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction de temps en régime

dynamique par un fonctionnel en moteur.

I.9.1 Simulation de la machine asynchrone dans le repère fixe au stator

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle généralisé dans un référentiel lié au stator (α, β) . En remplaçant les expressions (1.15) et (1.16) dans les équations (1.17) et (1.18), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \cdot \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r \cdot i_{r\alpha} + L_r \cdot \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \cdot \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega L_r \cdot i_{r\beta} - \omega M \cdot i_{s\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r \cdot i_{r\beta} + L_r \cdot \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega L_r \cdot i_{r\alpha} + \omega M \cdot i_{s\alpha} \end{cases} \quad (1.24)$$

Considérons les tensions $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ comme grandeurs de commande, les courants statoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$ et les flux rotoriques $(\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$, la vitesse mécanique Ω comme variables d'états et le couple résistant comme perturbation.

- **Equations électriques**

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme :

$$\frac{dX}{dt} = A \cdot X + B \cdot U \quad (1.25)$$

$[X] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T$: Vecteur d'état.

$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T$: Vecteur de commande.

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice de système de commande.

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

Après tout calcul fait on obtient :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \cdot \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}\right) \cdot \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

• **Equations mécaniques**

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_e = P \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) \\ j \frac{d\Omega}{dt} + \Omega \cdot f = C_e - C_r \end{cases} \quad (1.26)$$

I.9.2 Simulation du modèle de la machine asynchrone

Pour effectuer cette simulation, nous traduisons le modèle représenté par les équations précédentes sous forme de structure en schéma-bloc que nous présentons par la figure (1.4).

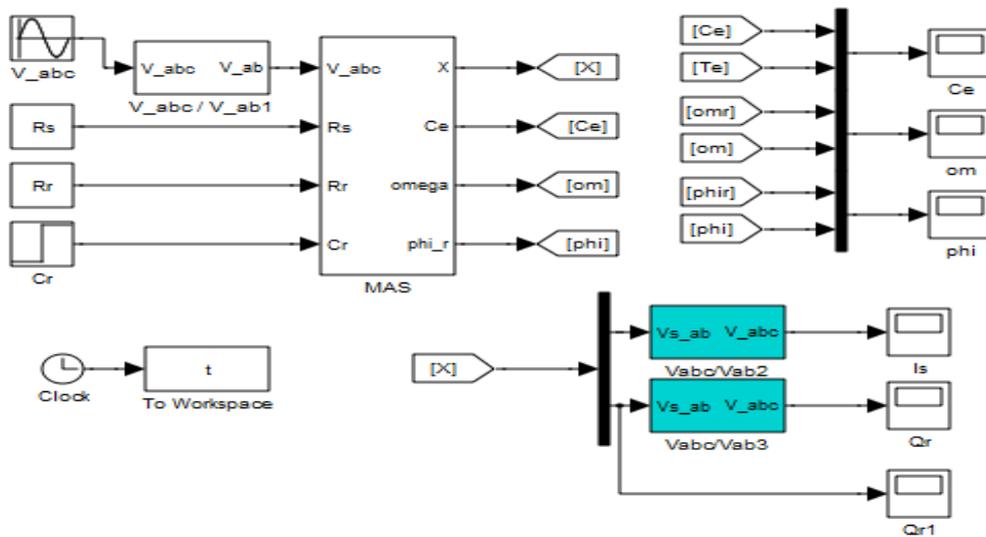
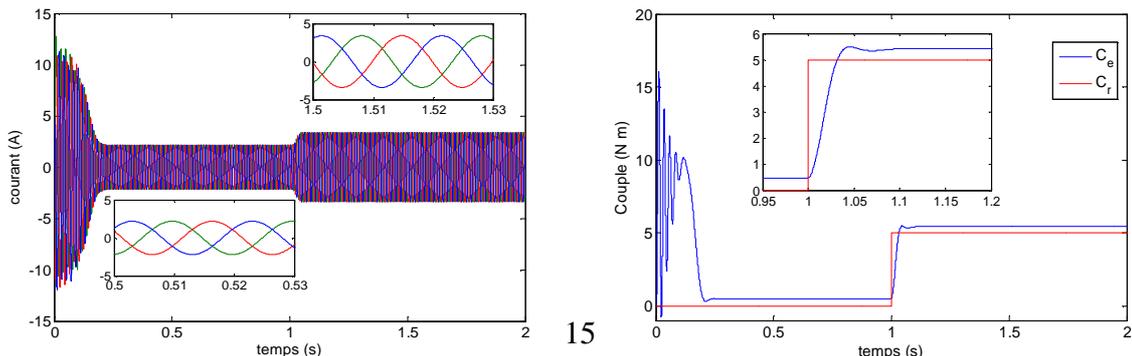


Figure 1.4: Structure en schéma bloc de la MAS

Les figures ci-dessous présentent les principales caractéristiques de la MAS pour un fonctionnement à vide et puis en charge.



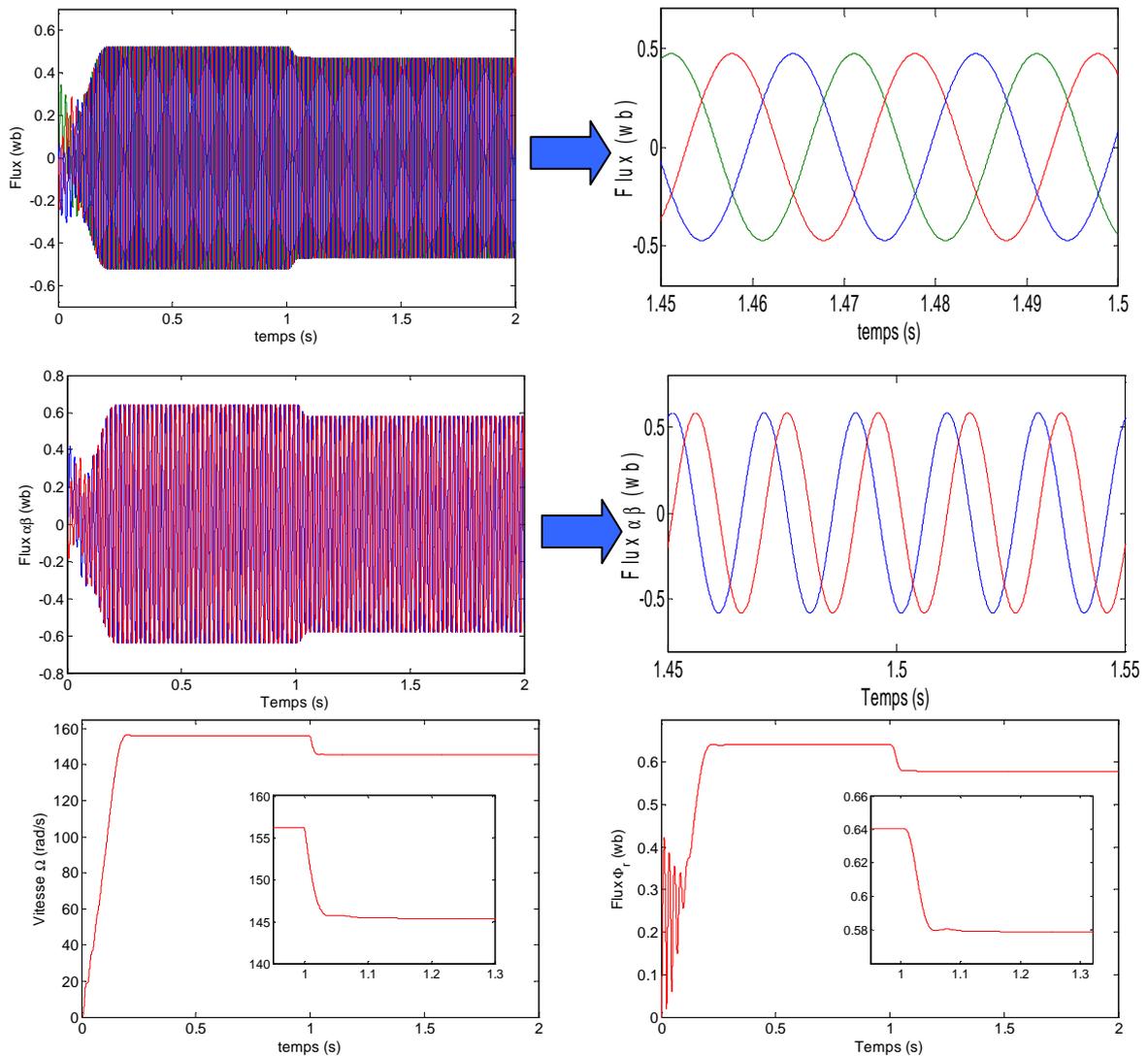


Figure 1.5: *Fonctionnement à vide et en charge de la MAS*

La figure (1.5) présente les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard " 220/380V ,50Hz ".

L'examen des courbes montre que le démarrage à vide avec une tension nominale nous donne:

L'allure de vitesse avec des oscillations au moment du démarrage avec un accroissement presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée. Après un temps d'environ 1 s, la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatif, présente au premier instant de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (13A) jusqu'à 0.1 s. Après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 2.2A.

Pour une fonctionnement en charge de couple ($C_r = 5N.m$) appliquée à l'arbre du

moteur, les résultats de simulation correspondants sont regroupées également sur la même figure (1.5)

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal.

On constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par un glissement. Ce qu'est un résultat évident (la vitesse augmente pour les sous charge et diminue pour les sur charge en fonctionnement en BO). On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement.

Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur. Pour un fonctionnement à vitesse variable en générale la machine est alimentée à travers un convertisseur de tension.

I.10 Modélisation du convertisseur de tension

L'alimentation de la machine est constituée de deux étages (redresseur et onduleur) qui sont connectés l'un à l'autre par intermédiaire d'un circuit constitué d'une inductance et/ou d'un condensateur. La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence imposées et constantes. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant la machine. La figure (1.6) illustre le schéma synoptique du bloc d'alimentation de la MAS.

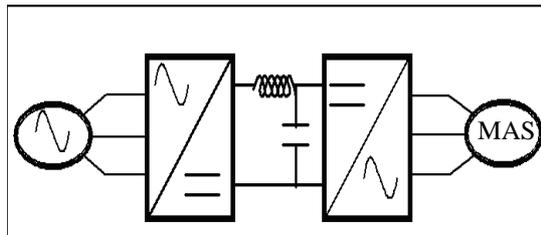


Figure 1.6: Schéma synoptique du bloc d'alimentation de la MAS à vitesse variable

I.10.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur de l'électronique de puissance assurant directement la conversion alternative continue. Il est Alimenté par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, il permette d'alimenter en courant continu les récepteurs branchés à leur sortie.

On utilise un redresseur chaque fois qu'on a besoin de source continue sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative. Les redresseurs ont un très vaste domaine d'application mais malheureusement leur inconvénient major est qu'ils envoient au réseau des

courants non sinusoïdaux riches en harmonique. Nous utilisons un pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdale triphasée, la structure de ce redresseur est représentée par la (figure 1.7).

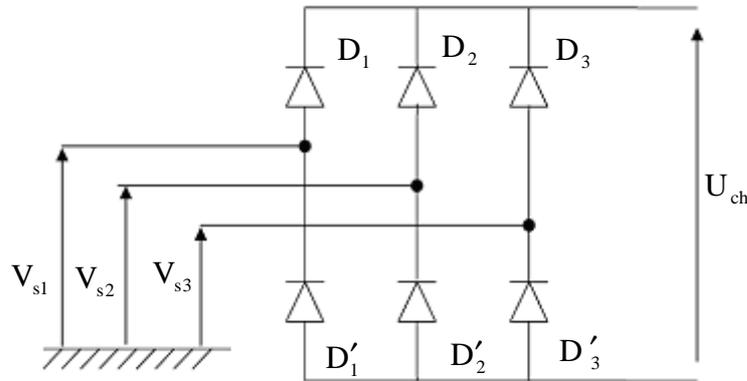


Figure 1.7: Redresseur à diodes (Pont de Graëtz)

Deux diodes du même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D'_2 et D'_3 conduit également. Il en vient que D_1 conduit lorsque V_{s1} est supérieure à V_{s2} et V_{s3} . Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension on a :

$$\begin{cases} V_{s1}(t) = V_m \sin(\omega t) \\ V_{s2}(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{s3}(t) = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.27)$$

Si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit [10]:

$$U_{ch}(t) = \text{Max}[V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}] - \text{Min}[V_{s1}, V_{s2}, V_{s3}] \quad (1.28)$$

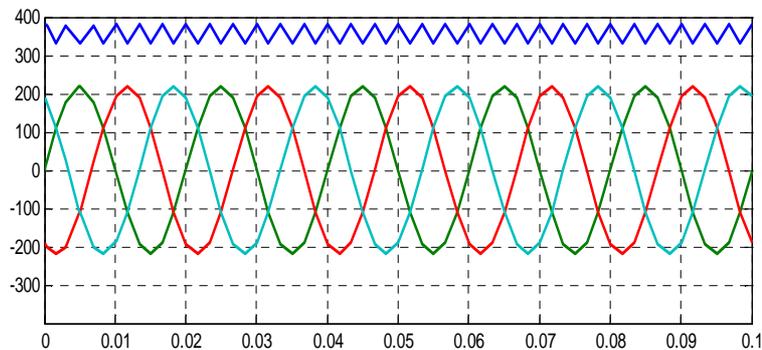


Figure 1.8: Tension redressée U_{ch}

I.10.2. Modélisation du filtre

Pour améliorer la qualité de la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C, celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_{ch} et le courant I_d , ainsi elle supprime les brusques variations de U_d lors de la commutation; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I_d et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance de courant, on place en série une inductance de lissage L (de résistance interne R) l'ensemble L-C constitue un filtre passe bas [10].

Le schéma représentatif est donné par la figure 1.9.

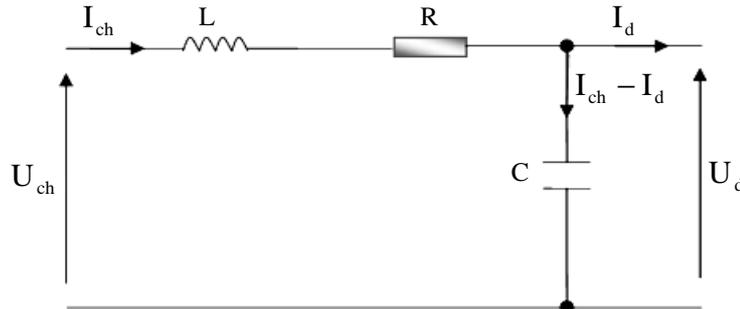


Figure 1.9: Représentation d'un filtre

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{1}{L} (U_{ch} - U_d) \\ \frac{dU_d}{dt} = \frac{1}{C} i_c = \frac{1}{C} (i_{ch} - i_d) \end{cases} \quad (1.29)$$

Sa fonction transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_d(s)}{U_{ch}(s)} = \frac{1}{1 + LCs^2} \quad (1.30)$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.31)$$

La simulation du filtre est représentée par la figure 1.10.

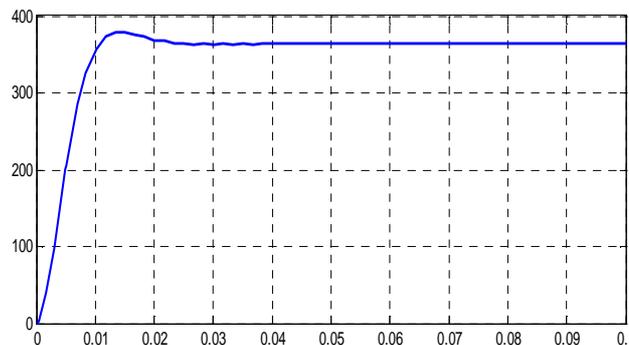


Figure 1.10: Tension filtrée

I.10.3 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur d'énergie permettant d'onduler la tension du bus continu et la fournir au bobinage du rotor de la machine. La tension continue est considérée constante. Cette hypothèse nous permet de faciliter la commande du convertisseur, ainsi la bidirectionnalité de la puissance entre le rotor de la machine et le réseau est possible à travers un niveau de tension du bus continu supérieur à la valeur crête de la tension ondulée. En raison des hypothèses simplificatrices, l'onduleur considéré est à deux niveaux (figure 1.11).

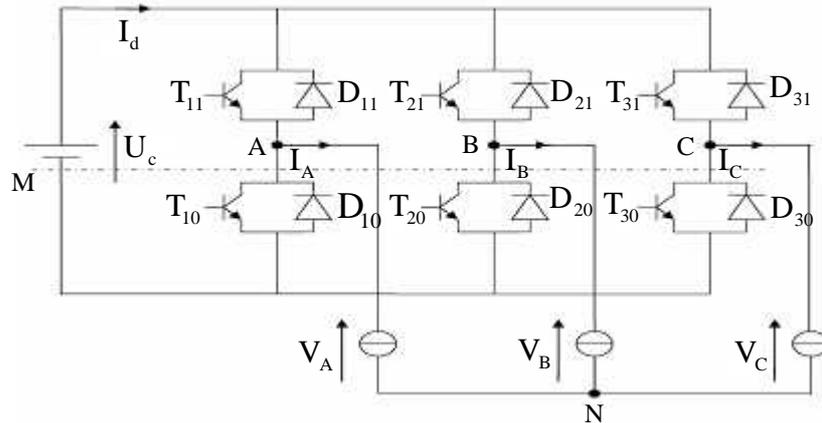


Figure 1.11: Onduleur à deux niveaux

I.10.3.1 Modèle de l'onduleur à deux niveaux

La symétrie supposée des onduleurs à deux niveaux permet leur modélisation par bras, après avoir modélisé chaque couple transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel S_i . Il devient possible de déduire un modèle complet de l'onduleur (figure 1.12) [11].

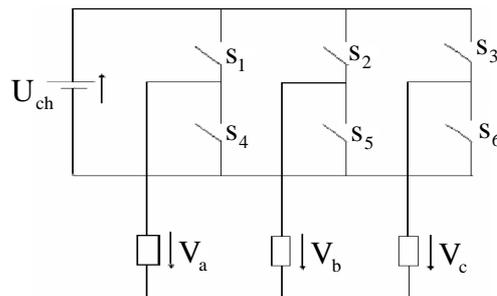


Figure 1.12 : Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux

Pour exprimer les tensions de lignes en fonction de la tension dans l'étage continu et de l'état des commutateurs, les variables S_a , S_b et S_c doivent d'être définies en fonction de l'état des commutations dans les trois branches :

Branche 1:

$$S_a = 0 \quad \text{Si} \quad S_1 \text{ est ouvert et } S_4 \text{ est fermé;}$$

$$S_a = 1 \quad \text{Si} \quad S_1 \text{ est fermé et } S_4 \text{ est ouvert.}$$

Branche 2 :

$$S_b = 0 \quad \text{Si} \quad S_2 \text{ est ouvert et } S_5 \text{ est fermé;}$$

$$S_b = 1 \quad \text{Si} \quad S_2 \text{ est fermé et } S_5 \text{ est ouvert.}$$

Branche 3 :

$$S_c = 0 \quad \text{Si} \quad S_3 \text{ est ouvert et } S_6 \text{ est fermé;}$$

$$S_c = 1 \quad \text{Si} \quad S_3 \text{ est fermé et } S_6 \text{ est ouvert.}$$

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc} (S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{dc} (S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{dc} (S_c - S_a) \end{cases} \quad (1.32)$$

Si on considère que les tensions sont équilibrées, on peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{bc}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ca}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{ab}) \end{cases} \quad (1.33)$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'intermédiaire de l'équation classique suivante [11] :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

I.10.3.2. Stratégie de commande

Le principe de la stratégie à modulation de largeur d'impulsions triangulo sinusoïdale consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante avec une porteuse triangulaire bipolaire. Ces deux signaux sont comparés. Le résultat de la comparaison sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance (Figure 1.12).

Deux paramètres caractérisent cette stratégie [5] :

- L'indice de modulation "m", défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (1.35)$$

- Taux de modulation "r" qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_{ref}) et celle de la porteuse (U_p)

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (1.36)$$

I.10.3.3 Algorithme de commande

L'algorithme de commande de la stratégie triangulo sinusoïdale pour un onduleur à deux niveaux pour un bras "k" peut être résumé en deux étapes [5]:

Etape 1:

$$\begin{cases} V_{ref} \geq U_p \Rightarrow V_k = V_{dc} \\ V_{ref} \leq -U_p \Rightarrow V_k = -V_{dc} \end{cases}$$

tel que V_{dc} est la tension du bus continu.

Etape 2:

$$\begin{cases} V_k = V_{dc} \Rightarrow S_k = 1 \\ V_k = -V_{dc} \Rightarrow S_k = 0 \end{cases}$$

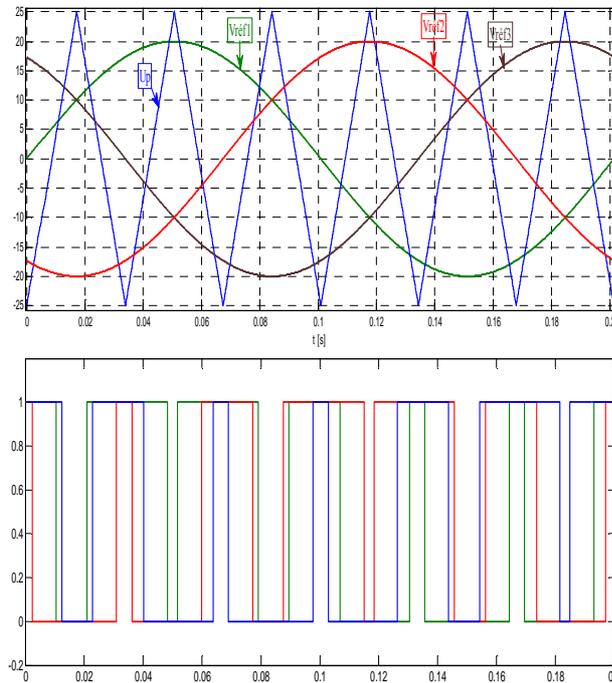


Figure 1.13: Principe de fonctionnement de la technique MLI Triangulo sinusoïdale

I.11. Simulation de l'association convertisseur machine

Les figures 1.14 représentent les caractéristiques des courants statoriques, couple électromagnétique des deux composantes du flux rotorique $\phi_{r\alpha\beta}$, de la vitesse Ω et du flux

résultant de la machine asynchrone pour une simulation de l'association convertisseur machine à vide lors du démarrage jusqu'à l'application de la charge à l'instant $t=1s$.

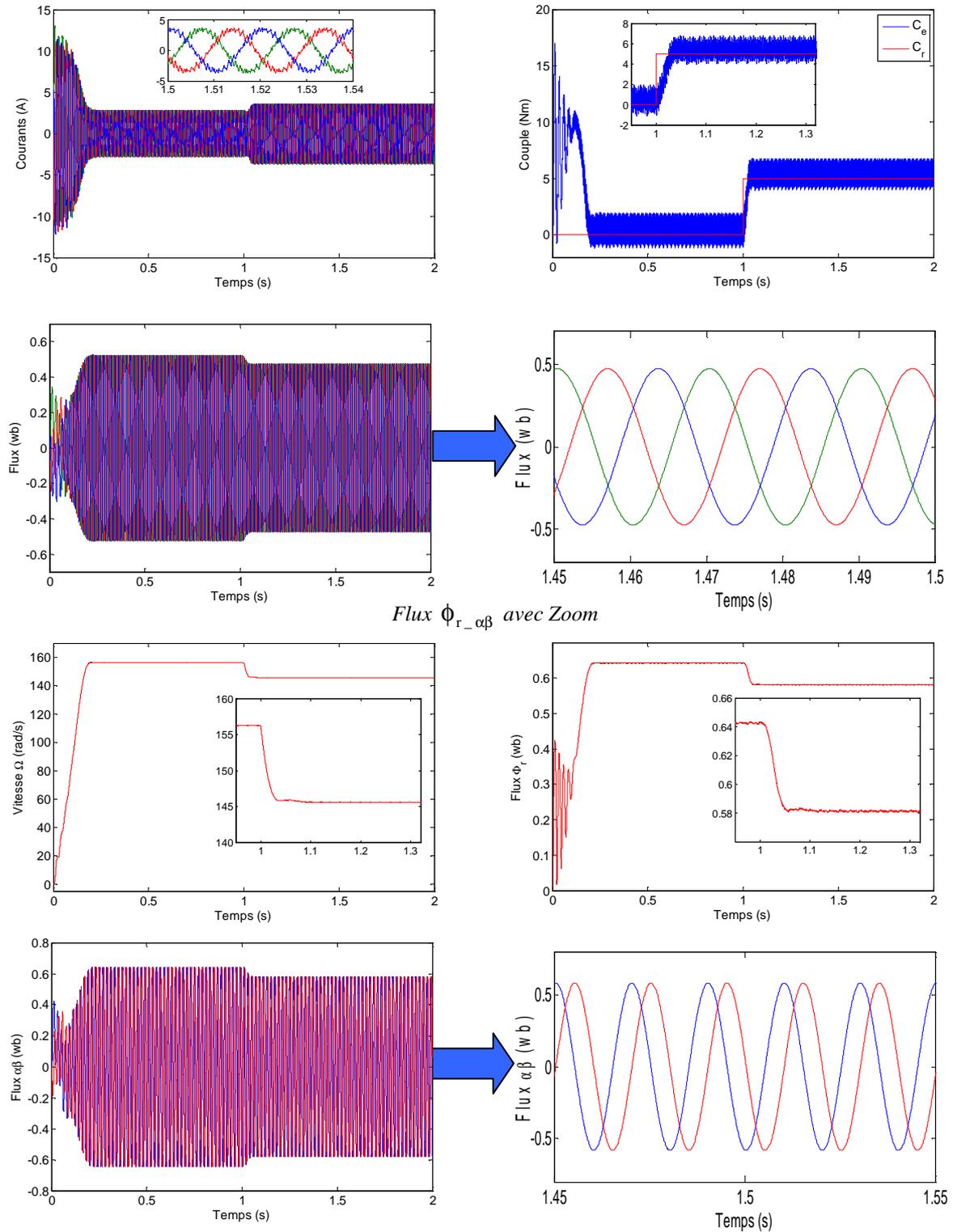


Figure 1.14 : Association Onduleur-Machine

On remarque que la vitesse se stabilise à une valeur de (157) rad/sec. Au démarrage, les courants statorique présentent des pulsations importants qui disparaissent après que le régime permanent. Le couple électromagnétique présente des ondulations du à la forme de tension

délivré par le convertisseur. Ainsi, on a vu des petites oscillations dans l'allure de la vitesse provoquée par le convertisseur.

I.12 Conclusion

Dans ce chapitre, une modélisation et simulation du modèle de la machine asynchrone à cage alimentée en premier lieu directement à travers le réseau et en second lieu à travers un convertisseur de tension a été effectuée. Les résultats obtenus ont permis d'analyser le comportement dynamique de la machine en fonctionnement à vide et en charge.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Afin d'avoir des hautes performances dans le régime dynamique une technique de commande à base de la commande à mode glissant est introduite. La présentation de la théorie et l'application de cette commande feront l'objet du deuxième chapitre.

CHAPPITRE II

*Commande par mode glissant d'ordre un
de la machine asynchrone sans capteur de
vitesse*

COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE UN DE LA MACHINE ASYNCHRONE SANS CAPTEUR DE VITESSE

II.1 Introduction

La commande par mode glissant a connu un essor considérable durant les dernières décennies. Ceci est dû principalement à la propriété de convergence rapide et en temps fini des erreurs, ainsi que la grande robustesse par rapport aux erreurs de modélisation et des perturbations extérieurs [12]. La commande par mode glissant se synthétise en deux étapes. Tout d'abord, on détermine une sortie fictive $S(x)$ appelée surface de glissement sur laquelle les objectifs du contrôle sont réalisés, ensuite on calcule la loi de commande afin de ramener la trajectoire d'états à cette sortie et de la maintenir sur cette surface tout le temps. La commande obtenue étant discontinue [13].

Ce chapitre est consacré dans un premier lieu à quelques notions de la théorie du concept de base de la commande par mode glissant (SMC). Dans un second lieu, l'utilisation de la commande par mode glissant pour la commande d'une machine asynchrone contrôlée en vitesse par des régulateurs de type PI. Le contrôle du couple et du flux rotorique s'effectue par des régulateurs à mode glissant. Et enfin, pour mettre en exergue les performances de l'entraînement, des résultats de simulation sont présentés.

II.2 Généralités sur la théorie du contrôle par mode de glissement

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, trois configurations de base sont présentées. La première structure la plus simple où la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui-même, appelée structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. La dernière est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

II.2.1 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le schéma d'une structure par commutation la plus classique au niveau de l'organe de commande est donné sur la figure (2.1).

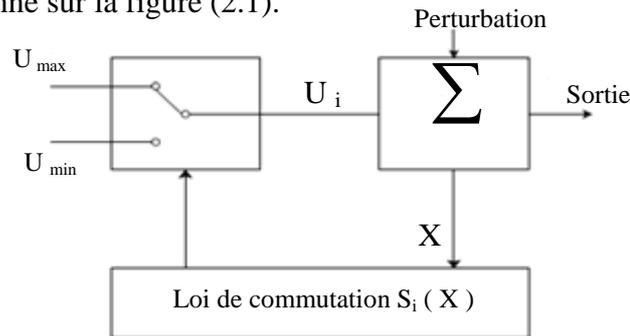


Figure 2.1: Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande

II.2.2 Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

La structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande (figure 2.2). Elle a été mise en œuvre dans la commande de moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande de machines à induction. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non-linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [9], [14].

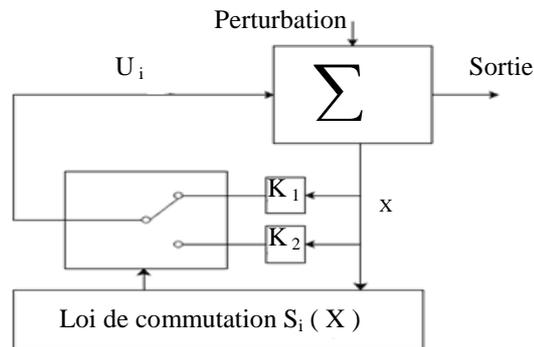


Figure 2.2 : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre

II.2.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Le principe est donné sur la figure (2.3), son avantage réside dans le pré-positionnement de l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur de

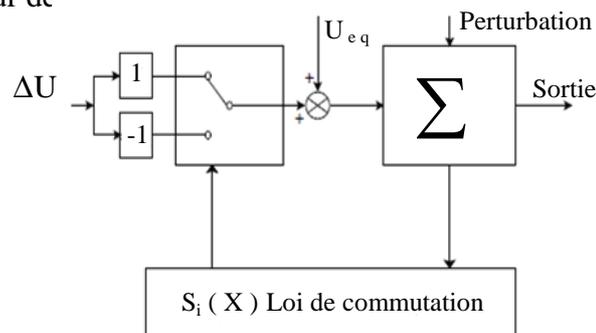


Figure 2.3 : structure de régulation par ajout de la commande équivalente

Le choix de notre étude est basé sur ce type de configuration, en raison qu'une telle structure de par sa constitution est très simple et permet de moins solliciter la commande. Il nous semble en effet naturel d'ajouter la commande équivalente pour pré-positionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état et pour y rester ensuite [14].

II.3 Principe de la commande à structure variable

II.3.1 Définition

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, t, u) \\ y = h(x) \end{cases} \quad \text{avec } x(t_0) = x_0 \quad (2.1)$$

et l'hyper surface : $s(x) = 0$

f un champ de vecteur suffisamment différentiable

La commande u est construite de façon à ce que les trajectoires du système soient amenées vers la surface de glissement et soient ensuite maintenues dans un voisinage de celle-ci. C'est une commande dite "à structure variable" définie par:

$$u(x) = \begin{cases} u^+ & \text{si } s(x) > 0 \\ u^- & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

u^+ et u^- étant des fonctions continues. Le caractère discontinu de la loi de commande permet d'obtenir une convergence en temps fini sur la surface ainsi que des propriétés de robustesse vis-à-vis de certaines perturbations [2], [13].

En revanche, le système rendu discontinu par le choix d'une commande discontinue u est dit à discontinuité artificielle.

Le système variable (2.1) avec la loi de commande (2.2) peut se ramener à l'écriture suivante:

$$\dot{x} = f(x, t, u) = \begin{cases} f^+(x, t) & \text{si } s(x, t) > 0 \\ f^-(x, t) & \text{si } s(x, t) < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

Où $f^+(x, t)$ et $f^-(x, t)$ sont des champs de vecteurs complets [12].

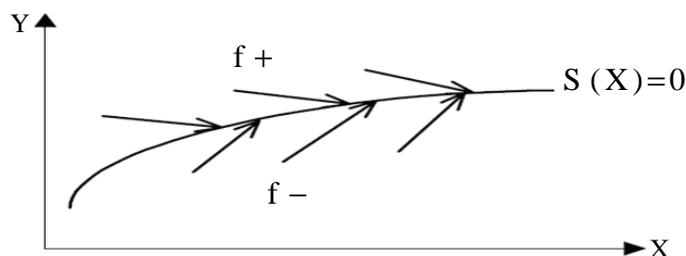


Figure 2.4 : Convergence de la trajectoire vers la surface de commutation

Vu qu'en pratique, une commutation à fréquence infinie est irréalisable, le régime glissant s'effectuera dans un voisinage de $s(x,t)=0$. Ceci permet de définir un régime de glissement réel.

L'étude d'un régime glissant, revient à l'étude de certains problèmes particuliers tels que :

- la définition des conditions d'existence du régime glissant,
- le choix de la surface de glissement,
- le choix des conditions de convergence,
- détermination de la loi de commande,
- l'unicité de solution pour ce type de système [15].

II.3.1.1 Condition d'existence du régime glissant

Des conditions suffisantes permettent de garantir l'existence d'un régime de glissement. Une fois la surface intersectée (fonction de glissement), les trajectoires restent dans un $\varepsilon \pm$ voisinage de S et on dit que le régime de glissement est idéal si on a exactement $S(t, x)=0$. Cette condition s'écrit sous la forme: $\dot{S}S < 0$ est appelée condition d'attractivité [2], [13].

II.3.1.2 Surface de glissement

La liberté de choix de la surface de glissement constitue l'un des avantages majeurs des modes glissants. Elle peut être une expression linéaire ou non linéaire à paramètres constants ou variables dont les composantes sont représentées par des relations algébriques entre les variables d'état du système. La définition d'une telle surface est effectuée en fonction des objectifs et des performances désirées. On précise aussi que le choix de cette fonction S est toujours fait tel que $S = 0$ pour le point d'équilibre (l'origine de l'espace d'état) du système concerné [15].

II.3.1.3 Conditions de convergence

Pour garantir l'existence d'un régime glissant, des conditions suffisantes de convergence doivent être définies et qui peuvent être déduites à partir de la méthode directe de Lyapunov [15].

II.3.1.3.1 La fonction de Lyapunov

On définit la fonction de Lyapunov comme suit:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (2.4)$$

avec $V(x)$ est une fonction scalaire positive. La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (2.5)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci n'est vérifié que si la condition défini par Eq 2.5 soit vérifiée [1].

II.3.1.4 Synthèse de la commande

Une fois la surface de glissement S est choisie stable de sorte que la sortie $y(t)$ du système converge vers une sortie désirée $y_d(t)$ et la convergence du mode glissant est assurée, on élabore une commande qui forcera les états du système à atteindre le point d'équilibre, tout en maintenant la condition d'existence du mode glissant.

La commande u peut être décomposée en une somme de deux commandes:

$$u = u_N + u_{eq}$$

u_{eq} : étant la commande équivalente qui sert à maintenir l'état sur la surface de glissement $S(x) = 0$ et u_N étant la commande stabilisante.

La dérivée totale par rapport au temps de cette surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \dot{x} \quad (2.6)$$

comme l'équation d'état est

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t) \cdot u_{eq} + g(x, t) u_N \quad (2.7)$$

on a alors:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + g(x, t) u_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) u_N \quad (2.8)$$

En régime idéal, la dérivée de la surface est nulle, la commande appliquée au système est la commande équivalente u_{eq} , par conséquent

$$\begin{cases} u_N = 0 \\ \dot{S}(x) = 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

et

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \quad (2.10)$$

Si la matrice $\frac{\partial S}{\partial x}g(x,t)$ est inversible, en remplaçant la commande équivalente par son expression (2.10) dans (2.8) on obtient:

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x}g(x,t)u_N \quad (2.11)$$

On choisissant pour raison simplification une surface de glissement qui vérifie la relation :

$$\frac{\partial S}{\partial x}g(x,t) = I \quad (2.12)$$

où I est la matrice identité

Ainsi

$$\dot{S}(x) = u_N \quad (2.13)$$

La commande discontinue est choisie de manière à satisfaire la condition suffisante d'existence des modes glissants [16].

II.3.1.5 Phénomène de réticence

Un régime glissant idéal en pratique n'existe pas car la commande ne peut commuter avec une fréquence infinie. En présence d'imperfections de commutation, tel que des retards de commutations et des petites constantes de temps au niveau des actionneurs, les discontinuités dans le retour d'état produisent un comportement dynamique particulier au voisinage de la surface appelé chattering [2]. Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions sont présentées.

II.3.1.5.1 Remplacement de la fonction sign par une fonction continue

Ce type de technique consiste à définir un domaine au voisinage de la surface de glissement et à l'intérieur duquel le signal d'entrée discontinu est linéarisé.

Il est vrai que ces techniques réduisent considérablement le phénomène de réticence mais cette méthode réduit la robustesse de la commande [15]. Elles sont paramétrées par une constante positive δ réglée pour avoir un bon compromis entre réduction du chattering et conservation de la robustesse [17]. La fonction la plus utilisée est :

- **fonction saturation**

Cela consiste à remplacer la fonction sign (S) par la droite de pente $\frac{1}{\delta}$ à l'intérieur d'une bande de largeur 2δ située de part et d'autre de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande. Son expression est donnée par :

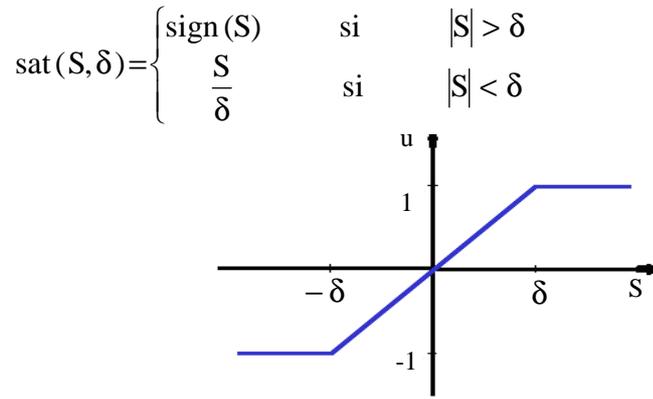


Figure (2.5) : Fonction Sat

II.4 Application de la commande par mode de glissement au contrôle de la MAS

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant à la machine asynchrone. La structure cascade impose un choix de deux surfaces sur les deux axes. La boucle interne permet de contrôler le couple électromagnétique et le flux rotorique et la boucle externe permet de contrôler la vitesse " Ω_r " par la régulateur PI [18].

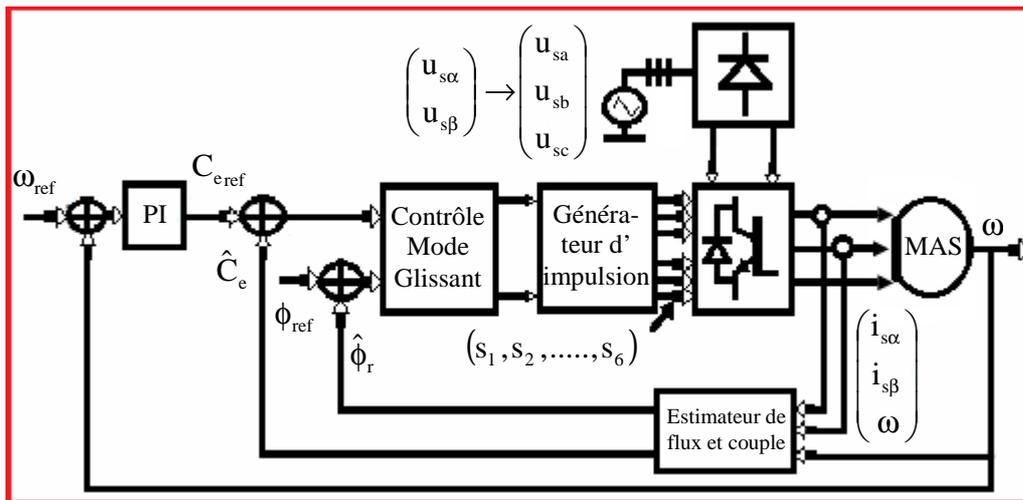


Figure 2.6 : commande par MG de la MAS

II.4.1 Modèle de la machine asynchrone

Le modèle utilisé est:

$$\dot{x} = A x + B u \tag{2.14}$$

Avec :

$$\begin{cases} x = [i_{s\alpha} & i_{s\beta} & \phi_{r\alpha} & \phi_{r\beta} & \Omega]^T \\ u = [V_{s\alpha} & V_{s\beta}]^T \end{cases} \quad \text{et} \quad \phi = \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2$$

II.4.2 Choix des surfaces de glissement [17]

Le choix de la surface utilisée pour la commande par mode de glissant de la MAS est définie comme suit:

$$\begin{cases} S_1 = \tau_\phi \dot{e}_\phi + e_\phi = \tau_\phi (\dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}) + (\phi_{ref} - \phi) \\ S_2 = e_{Ce} = C_{e_{ref}} - C_e \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec τ_ϕ constant positive

$C_{e_{ref}}$: sortie de contrôleur PI

On suppose que ϕ_{ref} est constant et on dérive les surfaces, on trouve:

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = -\tau_\phi \ddot{\phi} - \dot{\phi} \\ \dot{S}_2 = e_{Ce} = \dot{C}_{e_{ref}} - \dot{C}_e \end{cases} \quad (2.16)$$

La dérivé du flux résultant est comme suit

$$\dot{\phi} = 2 \left(\frac{M}{T_r} (i_{s\alpha} \phi_{r\alpha} + i_{s\beta} \phi_{r\beta}) - \frac{1}{T_r} \phi \right) \quad (2.17)$$

La second dérivé de ϕ donne:

$$\ddot{\phi} = \frac{2}{T_r} \left(-\frac{M}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1+2\sigma}{T_r} \right) (i_{s\alpha} \phi_{r\alpha} + i_{s\beta} \phi_{r\beta}) + \frac{1+\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \phi + \frac{M^2}{T_r} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \right. \\ \left. + \omega M (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) + \frac{M}{L_s \cdot \sigma} (u_{s\beta} \phi_{r\beta} + u_{s\alpha} \phi_{r\alpha}) \right) \quad (2.18)$$

Ainsi pour le couple

$$\dot{C}_e = P \cdot \frac{M}{L_r} \left(\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) (i_{s\alpha} \cdot \phi_{r\beta} - i_{s\beta} \cdot \phi_{r\alpha}) - \omega (\phi_{r\alpha} \cdot i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} \cdot i_{s\beta}) \right. \\ \left. + \frac{1}{L_s \cdot \sigma} (\Phi_{s\alpha} \cdot u_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot u_{s\alpha}) \right) \quad (2.19)$$

On insert les équations (2.17), (2.18) et (2.19) dans (2.16)

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Avec

$$f_1 = -\frac{2\tau_\phi}{T_r} \left(-\frac{M}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1+2\sigma}{T_r} - \frac{\sigma}{\tau_\phi} \right) (i_{s\alpha}\phi_{r\alpha} + i_{s\beta}\phi_{r\beta}) + \left(\frac{1+\sigma}{\sigma T_r} - \frac{1}{\tau_\phi} \right) \phi \right) \\ + \omega M (i_{s\beta}\phi_{r\alpha} - i_{s\alpha}\phi_{r\beta}) + \frac{M^2}{T_r} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2)$$

$$f_2 = \dot{C}_{e_{ref}} - P \frac{M}{L_r} \left(-\omega (i_{s\alpha}\phi_{r\alpha} + i_{s\beta}\phi_{r\beta}) + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right) (i_{s\alpha}\phi_{r\beta} - i_{s\beta}\phi_{r\alpha}) \right)$$

Et

$$a_{11} = -\frac{2\tau_\phi}{T_r} \frac{M}{L_s \cdot \sigma} \phi_{r\alpha}, \quad a_{12} = -\frac{2\tau_\phi}{T_r} \frac{M}{L_s \cdot \sigma} \phi_{r\beta}, \quad a_{21} = -\frac{PM}{L_r \cdot L_s \cdot \sigma} \phi_{r\beta}, \quad a_{22} = -\frac{PM}{L_r L_s \cdot \sigma} \phi_{r\alpha}$$

Pour éviter le phénomène de broutement, on utilise la fonction de saturation "Sat" qui remplace la fonction traditionnelle de "Sign" :

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_1 \\ \dot{S}_2 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} k_1 \text{sat}(S_1) \\ k_2 \text{sat}(S_2) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -k_1 \text{sat}(S_1) - f_1 \\ -k_2 \text{sat}(S_2) - f_2 \end{bmatrix}$$

II.4.3 Calcul des gains du régulateur PI de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la figure 2.7 :

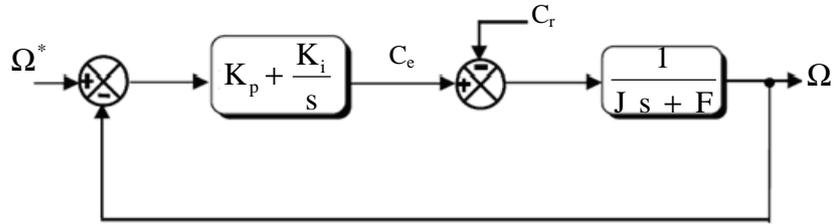


Figure 2.7 : Schéma de la régulation de la vitesse

La fonction de transfert du système en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{J \cdot s + F} \right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{J \cdot s + F} \right)} = \frac{1 + \tau \cdot s}{1 + \left(\tau + \frac{F}{K_i} \right) s + \frac{J}{K_i} s^2}$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_p}{K_i}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\left(1 + \frac{2\xi}{\omega_0}s + \frac{1}{\omega_0^2}s^2\right)$, on résout le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \tau + \frac{F}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_0} \end{cases}$$

Pour un amortissement critique $\zeta = 1$ on obtient :

$$\begin{cases} K_p = 2J\omega_0 - F \\ K_i = J\omega_0^2 \end{cases}$$

II.5 Bloc de simulation

Le bloc de simulation de la commande de la machine asynchrone dans l'environnement simulink est donné par les blocs de la figure 2.8:

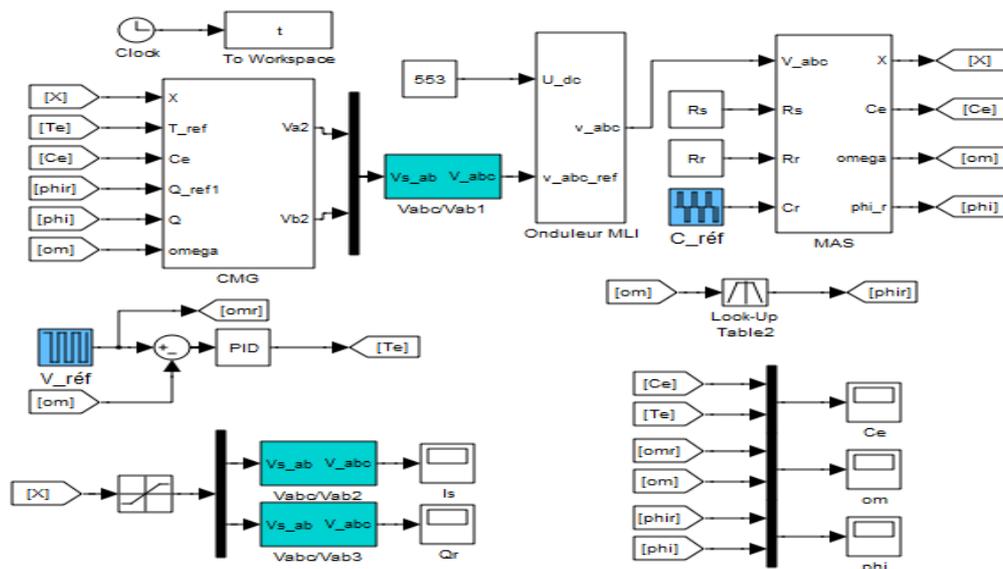


Figure 2.8 : schéma de simulation

II.5.1 Essai en charge de la machine

La figure 2.9 représente les résultats de simulation pour un essai à vide et en charge de la commande par mode glissant de la machine asynchrone utilisant un régulateur PI de vitesse. Avant de l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.2s).

Après l'application de la charge ($C_r = 5\text{Nm}$), on ne constate aucune influence sur l'allure de vitesse.

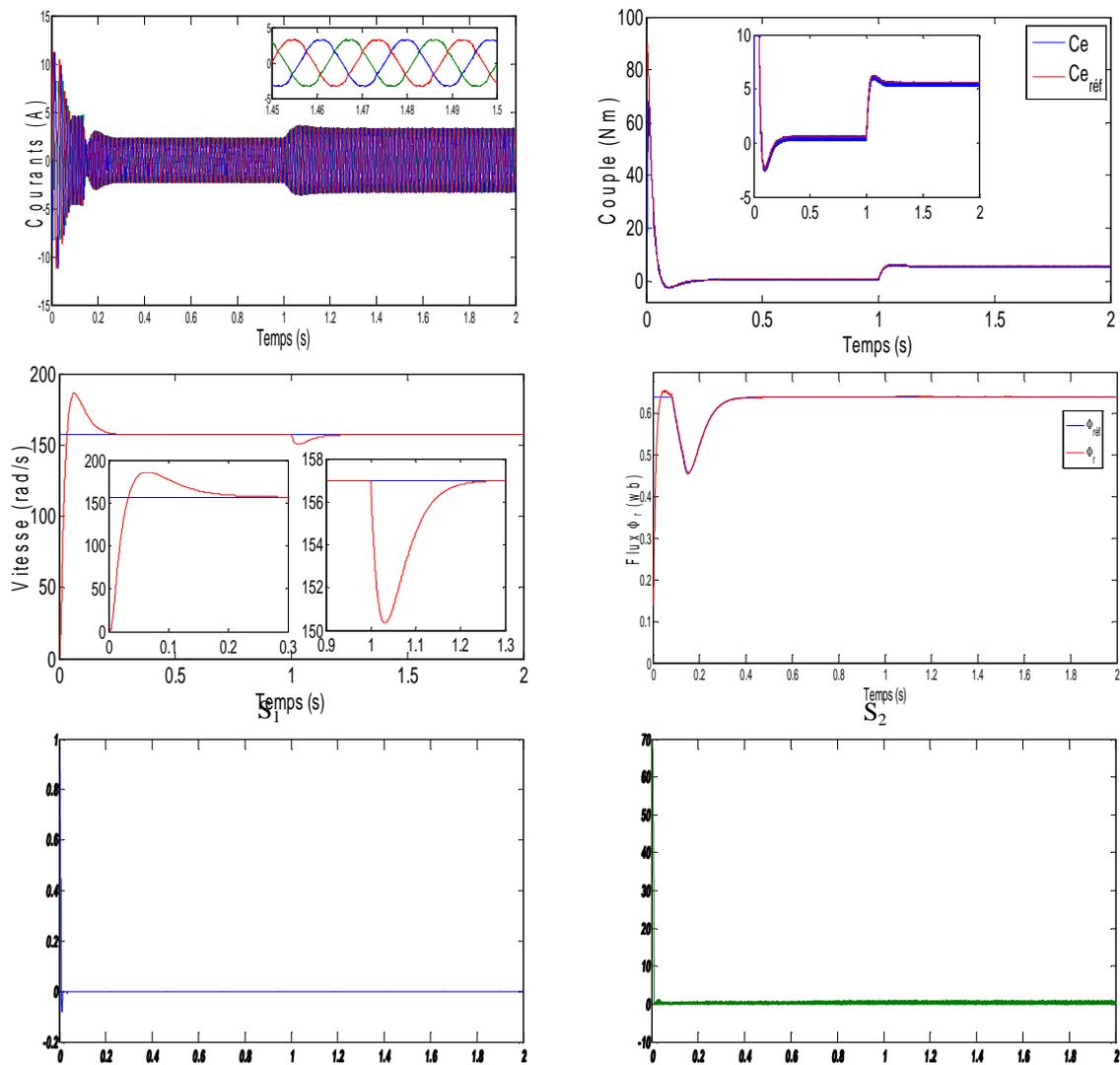


Figure 2.9 : CMG avec un régulateur PI de vitesse de la MAS

La figure 2.9 montre que le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement sa valeur. La vitesse de rotation suit bien sa référence, elle atteint au démarrage pendant le régime transitoire qui dure environ 0.2s la valeur de consigne avec un dépassement de 18%.

Pour éliminer le dépassement, on remplace le régulateur PI de vitesse par un régulateur à mode glissant RMG.

II.6 Commande par mode glissant avec régulateur mode glissant de la vitesse

La figure 2.10 représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la commande par mode glissant de la machine asynchrone utilisant un régulateurs à mode glissant de vitesse. Avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique

presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.1s). Après l'application de la charge ($C_r = 5\text{Nm}$), on ne constate aucune influence sur l'allure de vitesse. L'utilisation du régulateur à mode glissant pour la vitesse a permis d'éliminer le dépassement de vitesse ainsi un rejet de perturbation dû à la charge figure (2.10.b)

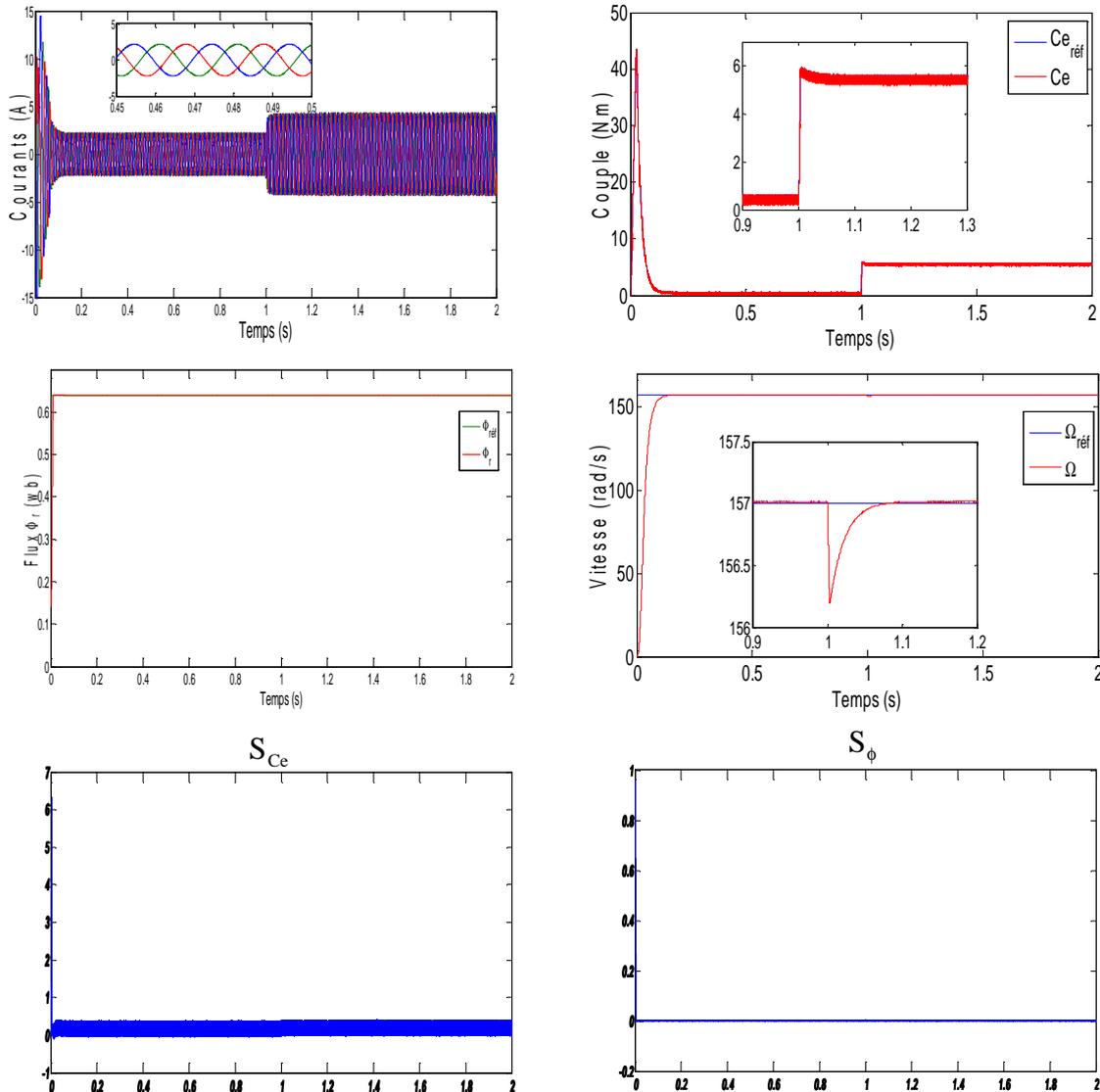


Figure 2.10 : *CMG avec un régulateur MG de vitesse de la MAS*

II.7 Test de robustesse de la commande

- **Inversion de la vitesse**

La figure (2.11) illustre les courbes de simulation de la commande pour une inversion de la vitesse. On remarque que la vitesse suit sa consigne avec un temps de réponse pratiquement le même. L'allure de couple et des courants statorique présentent des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée. Au moment de l'inversion

de la vitesse, on constate aussi une variation négligeable au niveau des composantes du flux rotorique, où le découplage est parfaitement réalisé.

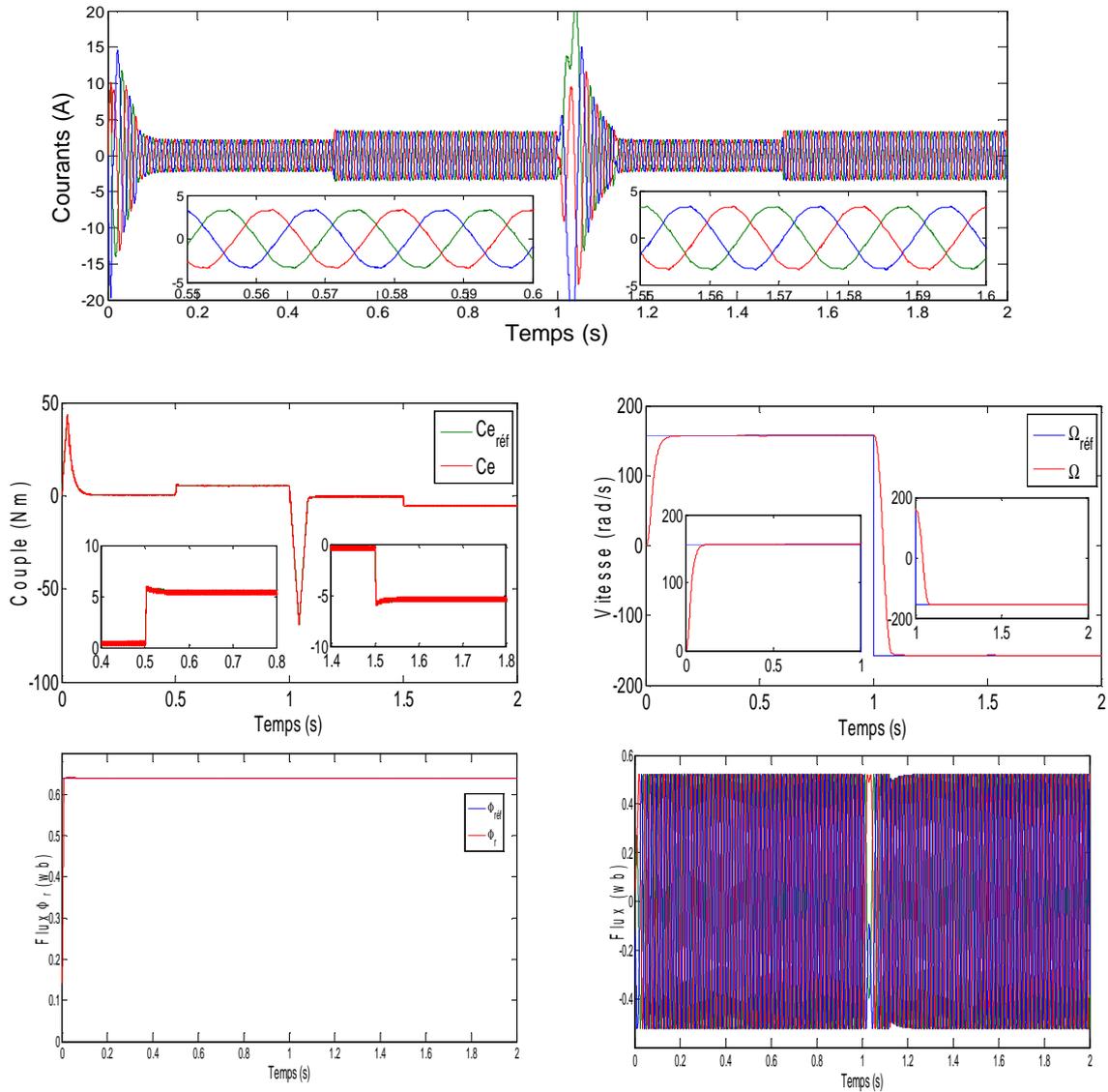
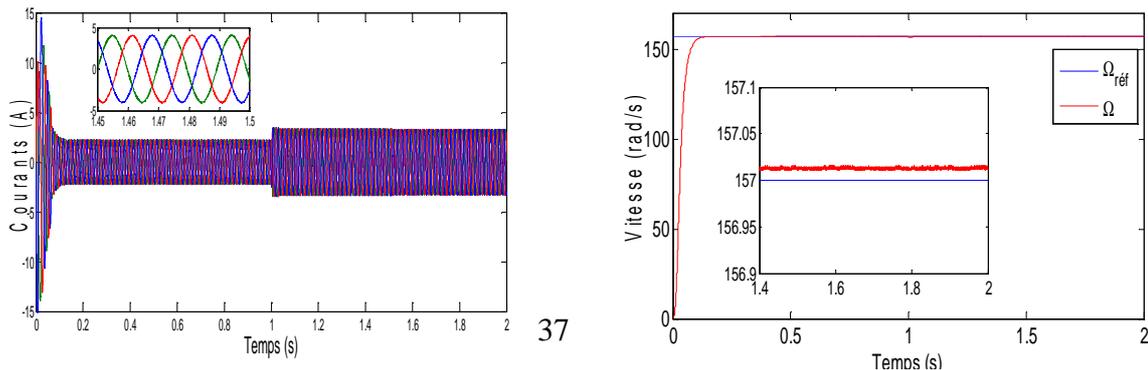


Figure 2.11 : test de robustesse pour l'inversion de vitesse

- **Variation paramétrique**

Les figures (2.12.a et 2.12.b) illustrent respectivement les résultats de simulation de la commande par mode glissant de la machine asynchrone pour des variations paramétriques: variation des résistances statorique et rotorique à l'instant (t=1.5s) avec une augmentation de 50% de la résistance.



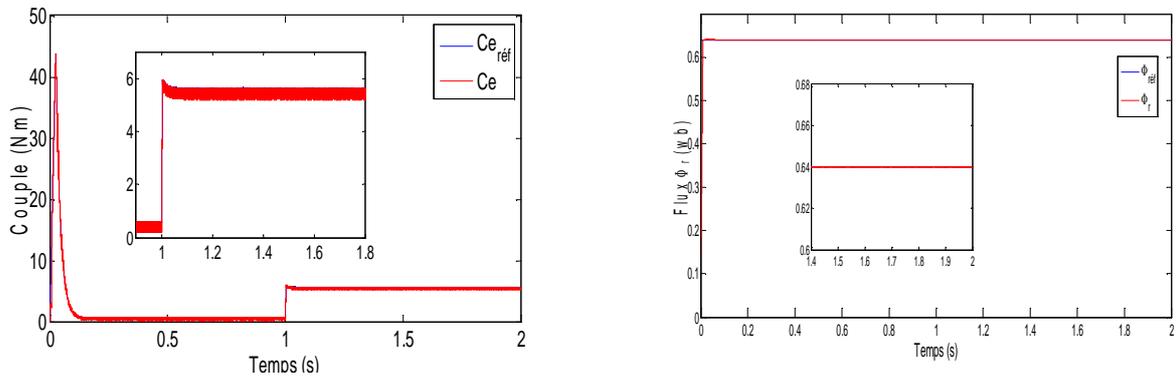


Figure 2.12.a: test de variation de la résistance statorique

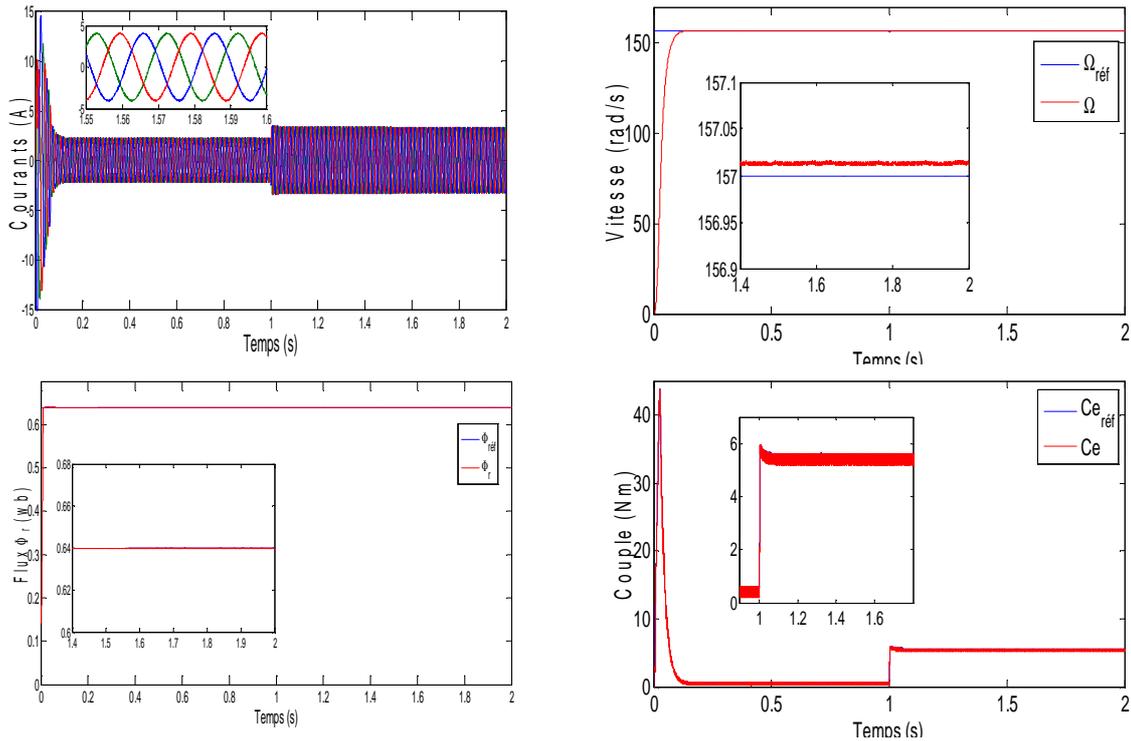
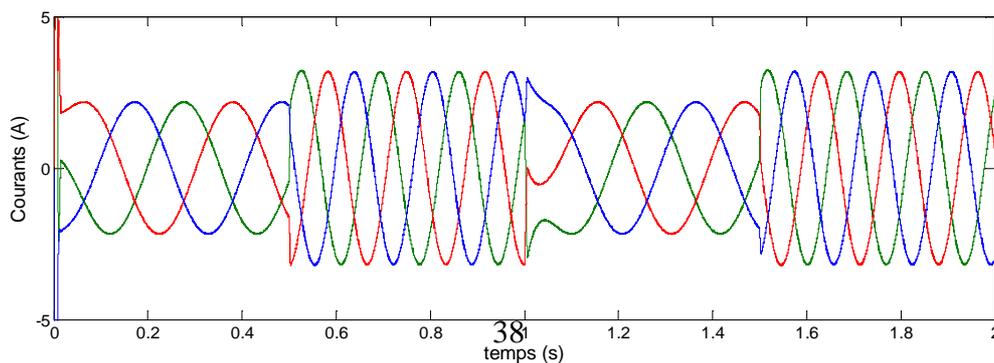


Figure 2.12.b : test de variation de la résistance rotorique

On constate que la variation paramétrique n'affecte pas la vitesse et le découplage des flux est parfaitement assuré.

- **Fonctionnement à faible vitesse**

La figure (2.12) illustre les résultats de simulation de la commande de la machine asynchrone pour fonctionnement à faible vitesse en plus un test d'inversion de vitesse de -10 rad/s est effectué à l'instant t=1s.



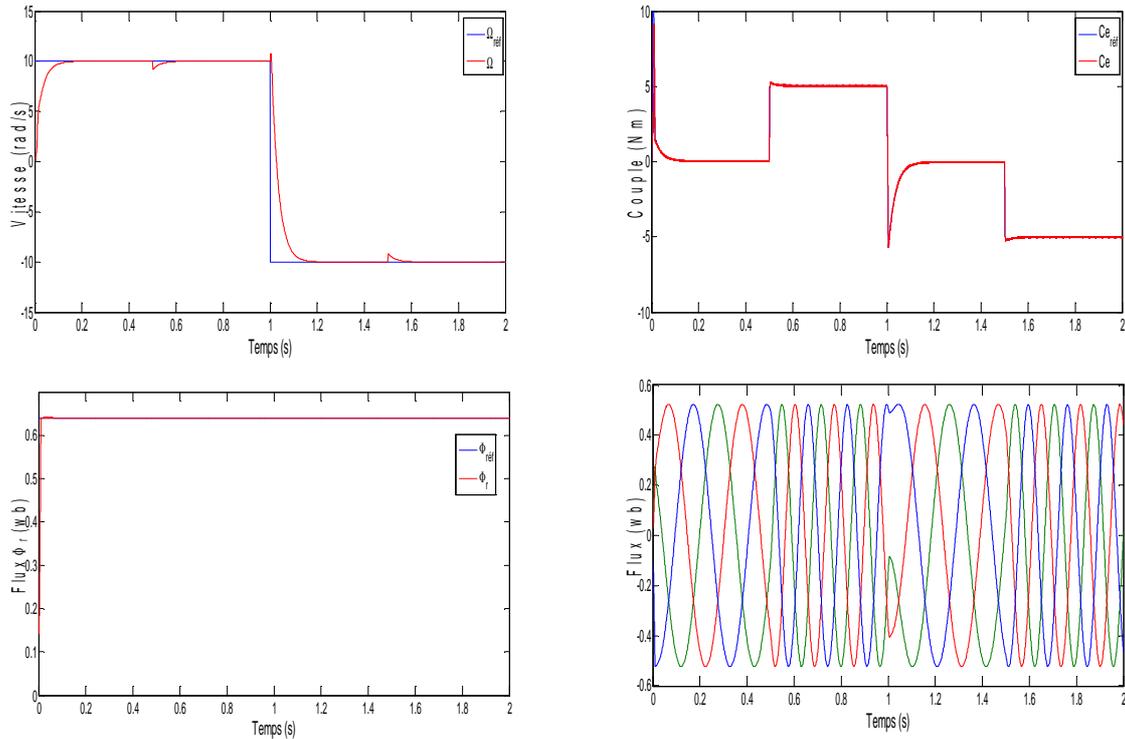


Figure 2.13 : Fonctionnement à faible vitesse

On remarque pour un fonctionnement à faible vitesse que la vitesse suit parfaitement la référence même au moment d'inversion de vitesse et le découplage des flux est parfaitement assuré

II.8 Commande par MG de MAS sans capteur de vitesse: Observateur Luenberger

II.8.1 Principe

Dans de nombreuse application industrielle, même si certaines variables d'état sont accessibles à la mesure, pour des raisons de coût des capteurs ou des difficultés d'ordre technologique [19], on doit les estimées en utilisant des observateurs ou des estimateurs.

La théorie de l'observation de type Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles. On se place dans le cas déterministe [20].

Soit un système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.22)$$

Luenberger propose l'observateur suivant pour le système (2.22) :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.23)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ a pour expression:

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t)$$

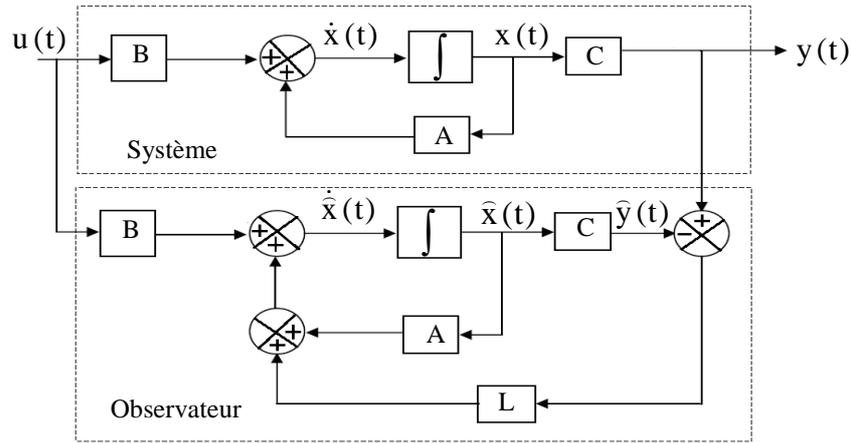


Figure 2.14 : Schéma fonctionnel d'un observateur de type Luenberger

II.8.2 Utilisation de l'observateur Luenberger pour la reconstitution d'état de la MAS

Le modèle de la MAS est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A(\omega).X(t) + Bu(t) \\ Y(t) = C.X(t) \end{cases} \quad (2.24)$$

tell que

$$X = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}]^t, \quad Y = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^t, \quad u = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^t$$

avec

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} b_2 & b_3\omega \\ -b_3\omega & b_2 \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} b_4 & 0 \\ 0 & b_4 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} b_5 & \omega \\ -\omega & b_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

en plus :

$$b_1 = -\left(\frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}\right), \quad b_3 = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}, \quad b_2 = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r \cdot M}, \quad b_4 = \frac{M}{T_r}, \quad b_5 = -\frac{1}{T_r}$$

L'équation de l'observateur de Luenberger peut être exprimée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (2.25)$$

Tel que : $\varepsilon = Y - \hat{Y}$ (2.26)

L'équation (2.26) intervient dans (2.25) on a alors:

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A_0 \hat{X} + BU + KY \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (2.27)$$

Avec : $A_0 = A - KC$ (2.28)

La matrice d'état A_0 détermine la dynamique de l'observateur, elle dépend de la matrice de gains K (équation 2.28).

Dans la mesure où les variables de sortie sont en même temps les variables d'état $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$

L'erreur d'estimation des états de la machine est donnée par :

$$E = X - \hat{X} \quad (2.29)$$

Sa dynamique sera exprimée, d'après les équations (2.24) et (2.27) par :

$$\dot{E} = (A - KC)E = A_0 E$$

L'erreur d'estimation convergera vers zéro par un choix convenable de la matrice de gains K afin de rendre la matrice A_0 hurwitzienne.

Plusieurs travaux dans la littérature présentent différentes méthodes de calcul de la matrice K par exemple les méthodes par placement de pôles et l'approche de Lyapunov.

Par l'application de la technique de placement de pôles, la matrice K peut être exprimée par [18].

$$K = - \begin{bmatrix} k_1 I + k_2 J \\ k_3 I + k_4 J \end{bmatrix}^t$$

Où :

$$I = - \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}^t : \text{Matrice identité,} \quad \text{et :} \quad J = - \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} : \text{Matrice de rotation}$$

Les gains k_1, k_2, k_3 et k_4 sont donnée par:

$$k_1 = -(k-1) \cdot \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right)$$

$$k_2 = -(k-1) \cdot P\hat{\Omega}$$

$$k_3 = -(k^2-1) \cdot \left[\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right) \frac{\sigma L_s M}{L_r} + \frac{M}{T_r} \right] + \frac{\sigma L_s M}{L_r} (k-1) \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} \right)$$

$$k_4 = -(k^2-1) \frac{L_s M}{L_r} \cdot P\hat{\Omega}$$

Où :

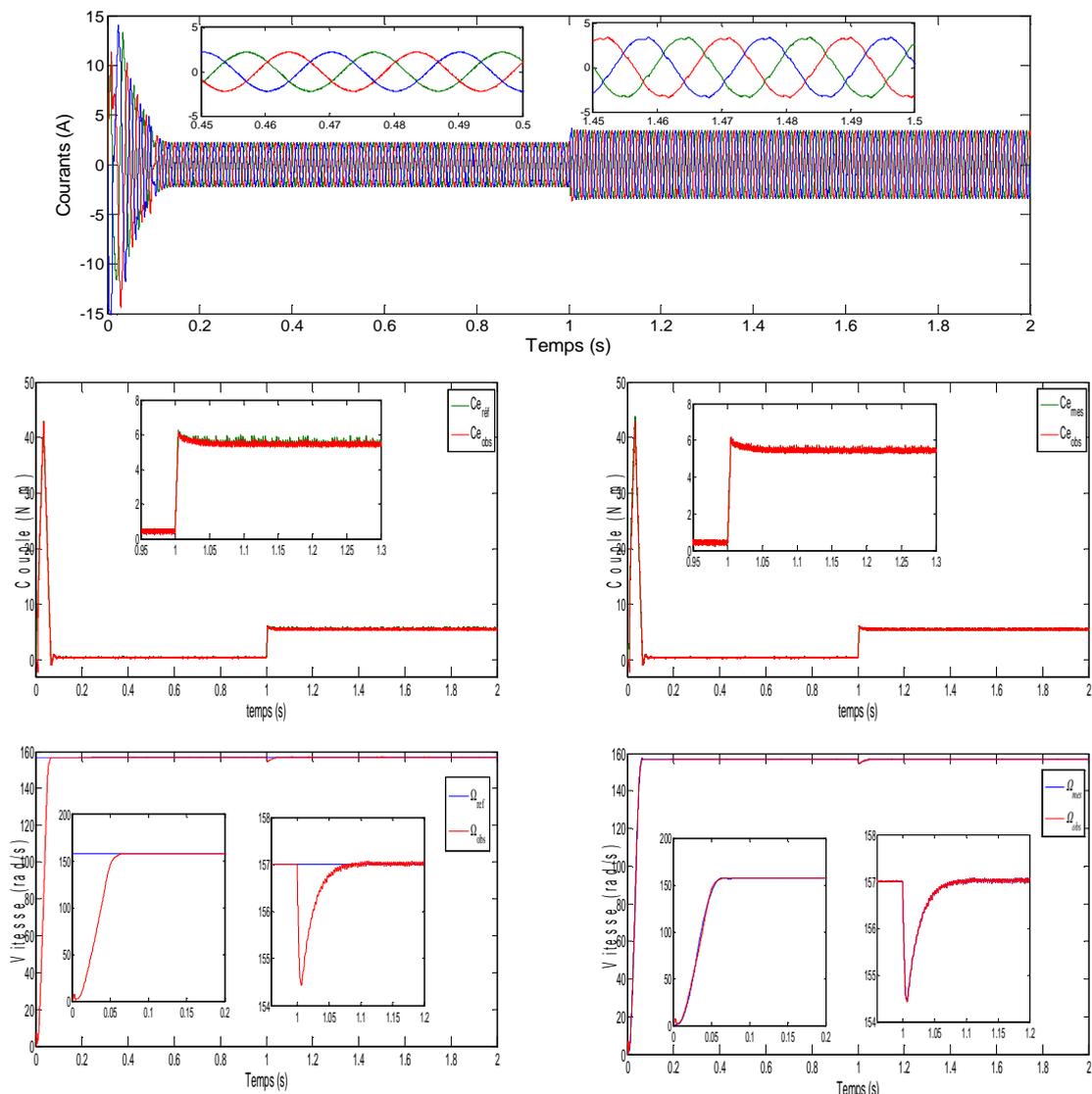
k Constante positive, $k \geq 1$

La conception de l'observateur est obtenue par la sélection de la matrice de gains K puisque les matrices A, B et C sont définies par le processus. Un choix judicieux des valeurs de k permet d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du système.

II.8.3 Simulation de la CMG avec observateur de vitesse de type Luenberger

II.8.3.1 Simulation en charge de la machine

La figure 2.13 représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la machine asynchrone contrôlée par CMG sans capteur de vitesse. On remarque qu'avant l'application de la charge, la vitesse mesurée et observée possèdent une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs 0.2s. Après l'application de la charge ($C_r = 5$ Nm), aucune influence sur l'allure de vitesse est constaté. L'introduction de l'observateur provoque un broutement dans le couple (figure 2.13.a) ainsi un dépassement dans le flux résultant.



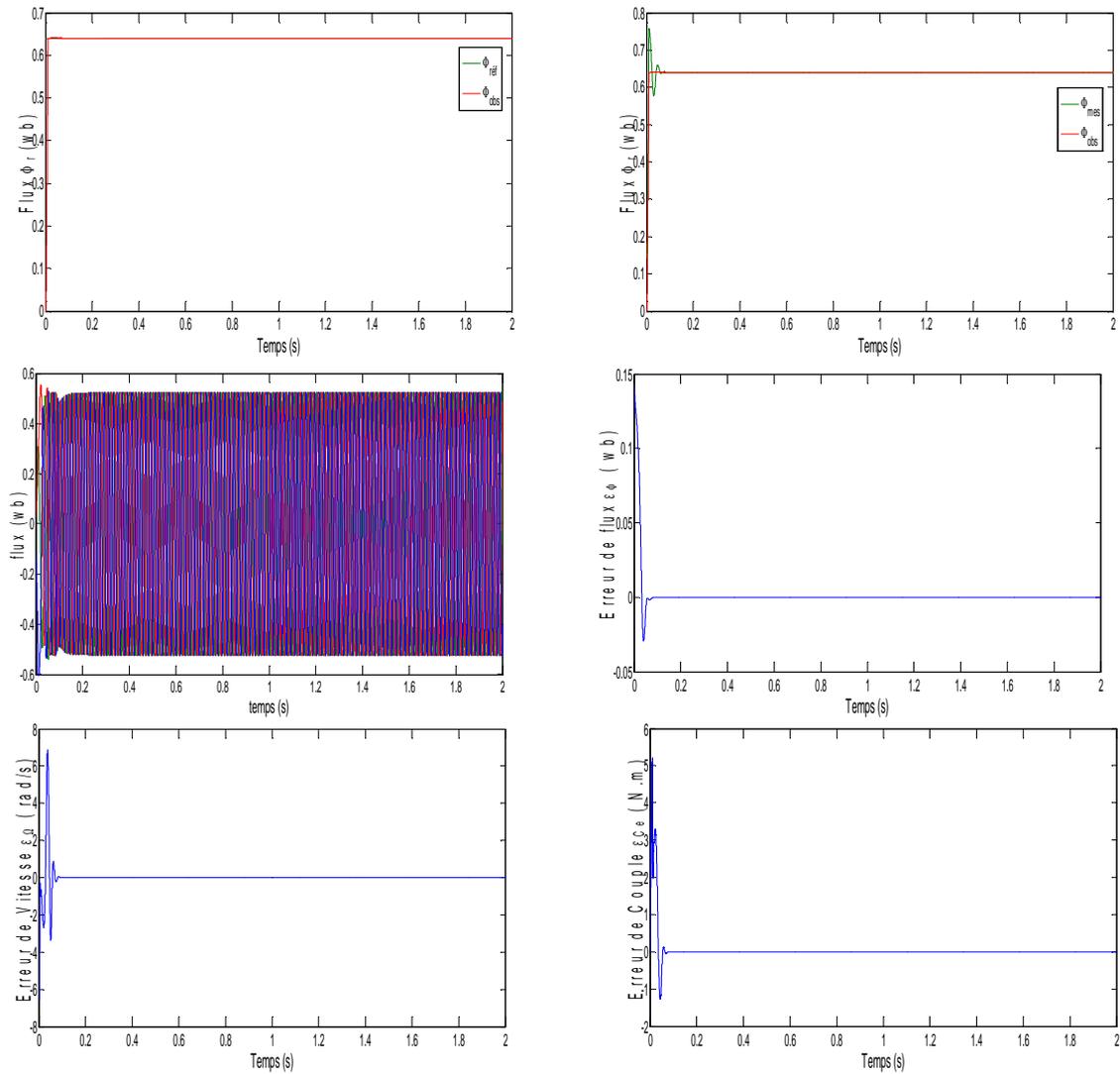
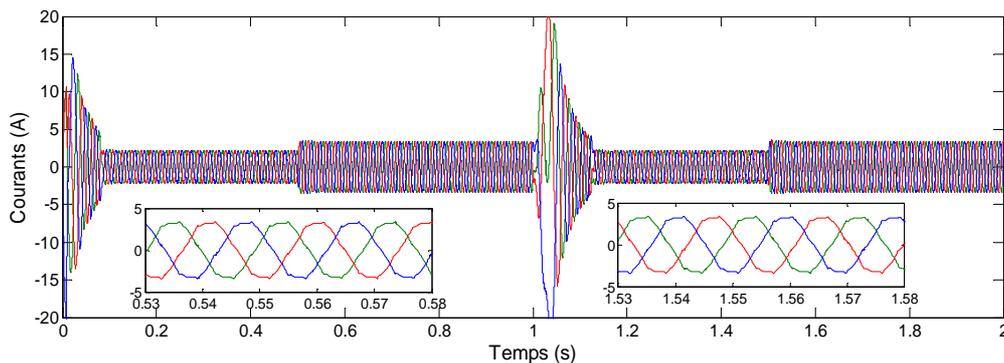


Figure 2.15 : test de robustesse pour Fonctionnement à vitesse nominale

II.9 Test de robustesse

- **Inversion de la vitesse**

La figure (2.16) représente le test d'inversion de la vitesse effectué à l'instant ($t=1s$), ce qui fait apparaître un pic sur les courbes du couple et du courant lors de l'inversion et qui se stabilise assurant une poursuite par rapport à la référence. Les erreurs entre les valeurs mesurée et observée sont négligeables.



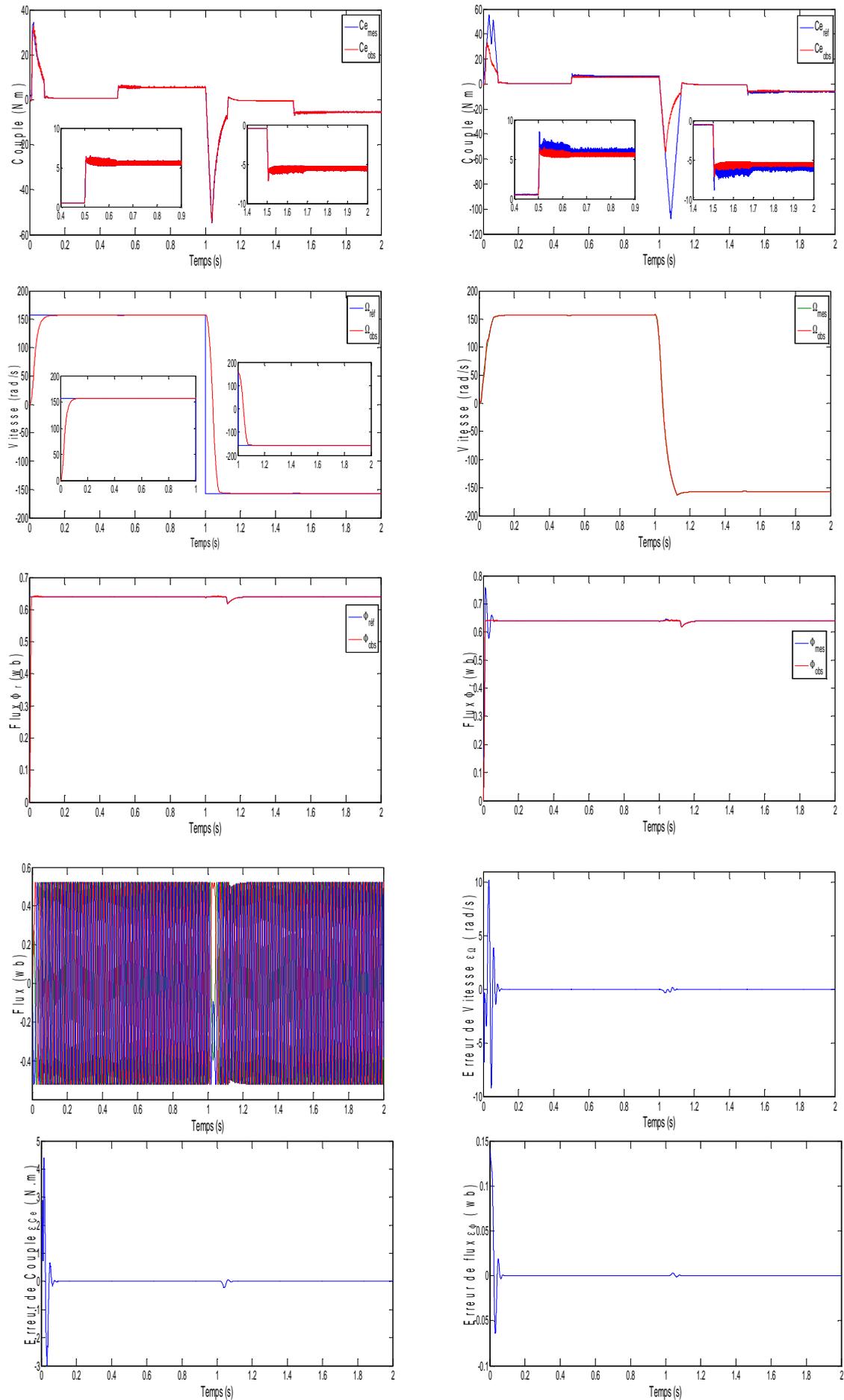
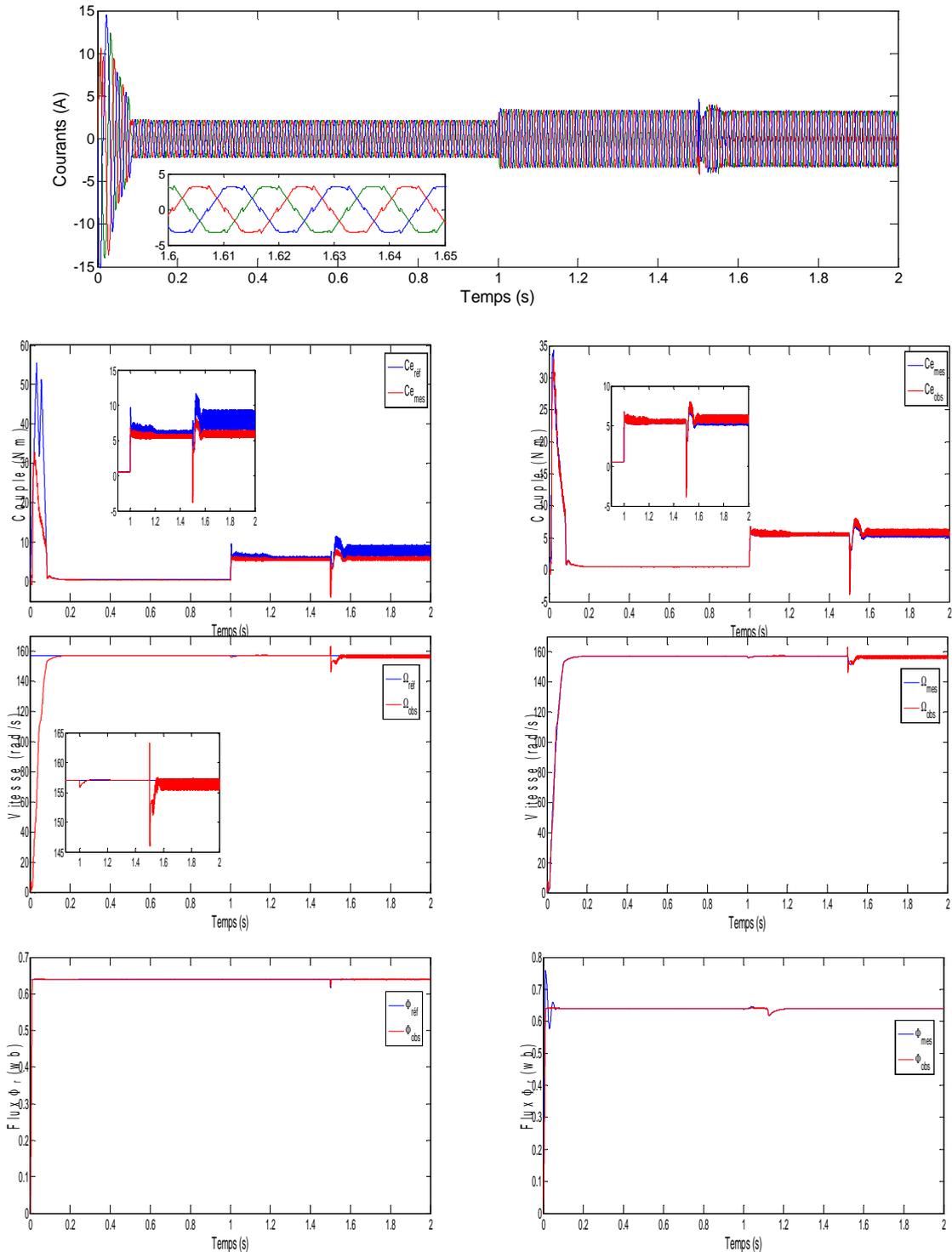


Figure 2.16 : test de robustesse pour l'inversion de vitesse

• **Variation paramétrique**

Les figures (2.17.a et 2.17.b) représentent les variations respective de la résistance statorique et rotorique de la machine sans capteur contrôlée par mode glissant d'ordre, cette variation est effectuée à l'instant ($t=1.5s$), où on augmente les résistances respectivement statorique et rotorique de 50%. On remarque que l'influence sur les allures de vitesse et de flux est faible, ce qui explique bien que la commande à mode glissant sans capteur de vitesse est robuste pour les variation paramétrique.



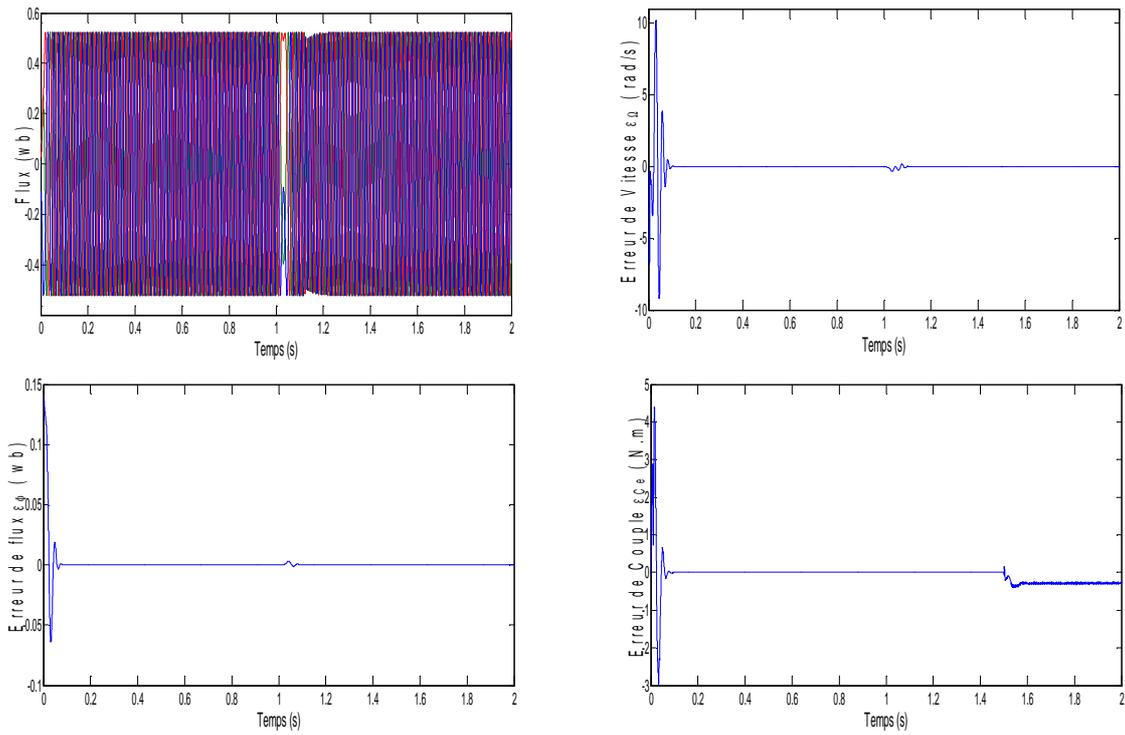
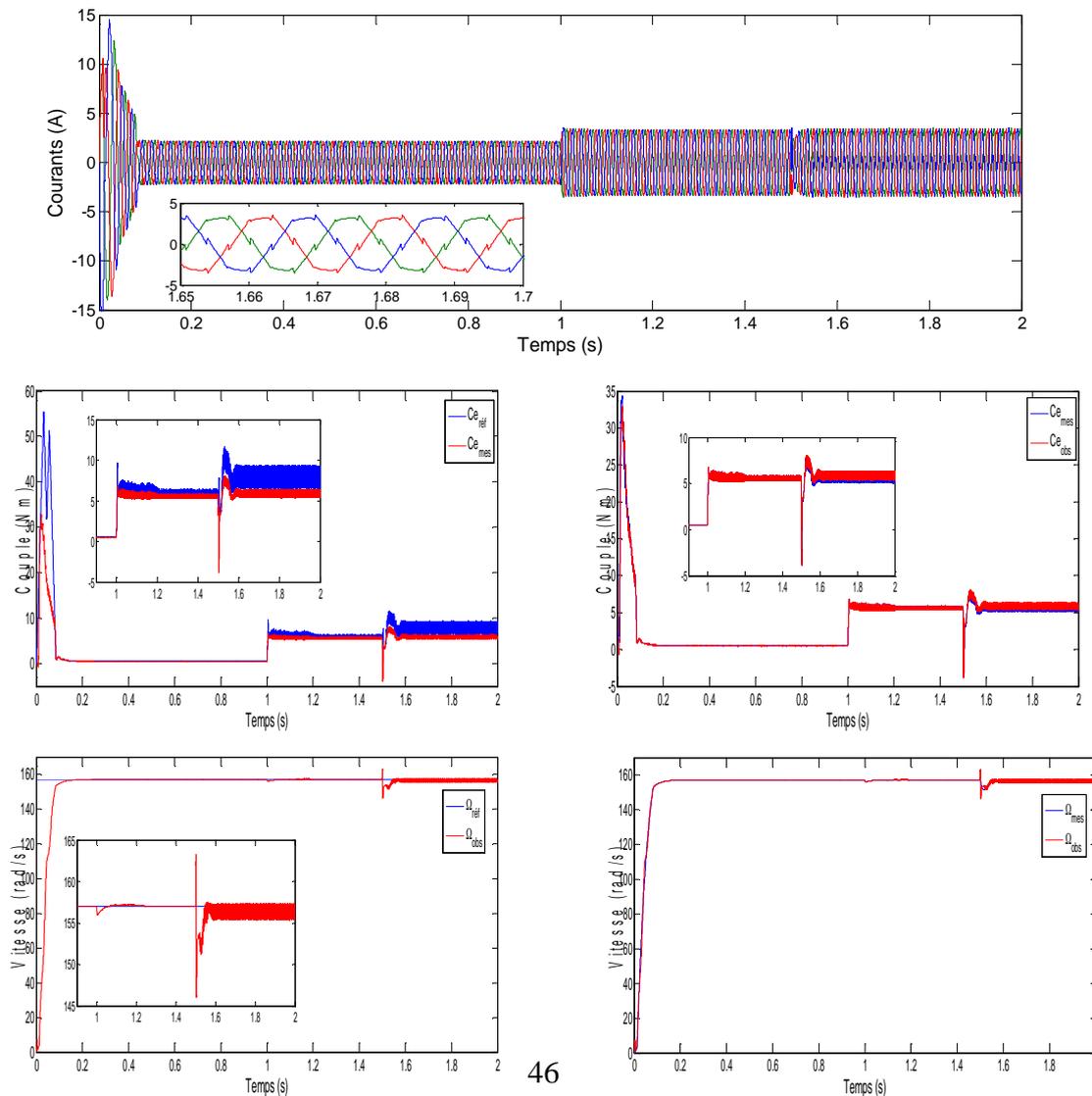


Figure 2.17.a : test de robustesse pour variation résistance statorique



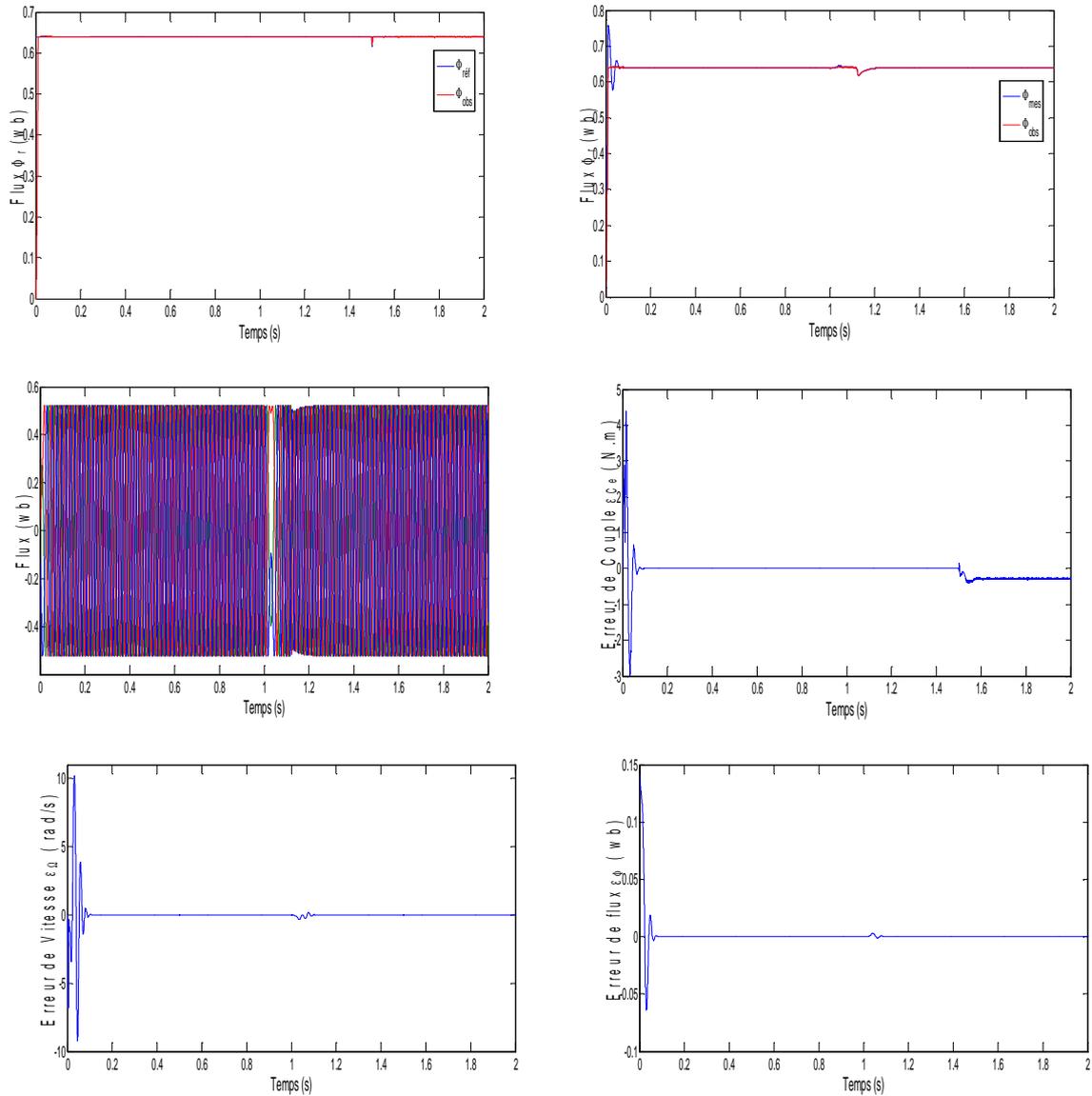
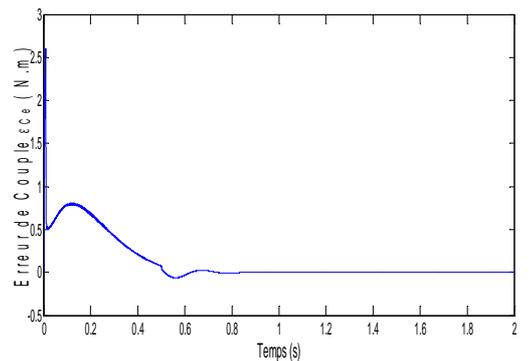
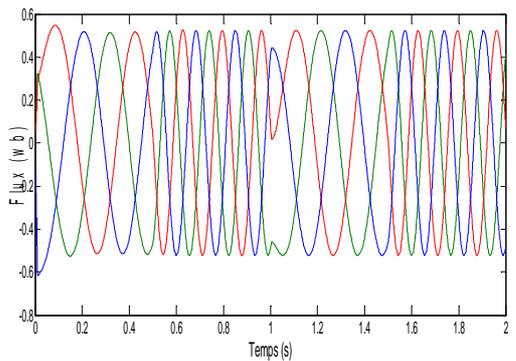
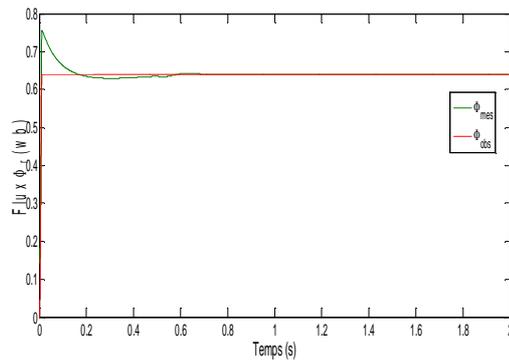
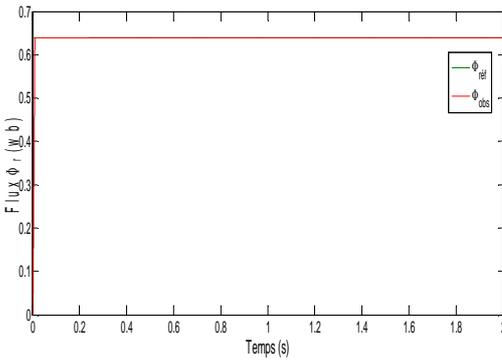
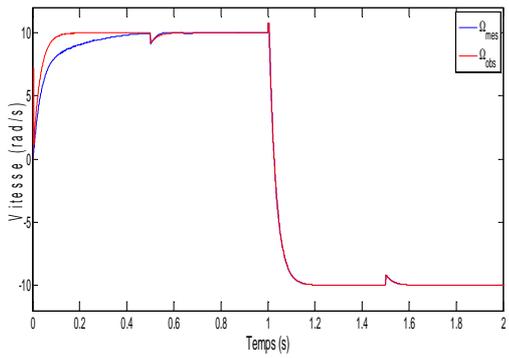
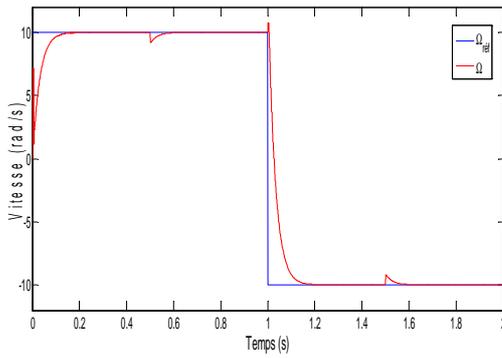
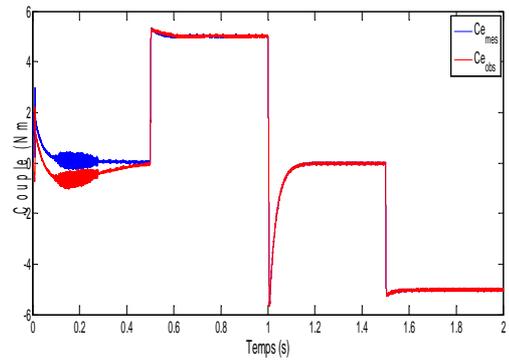
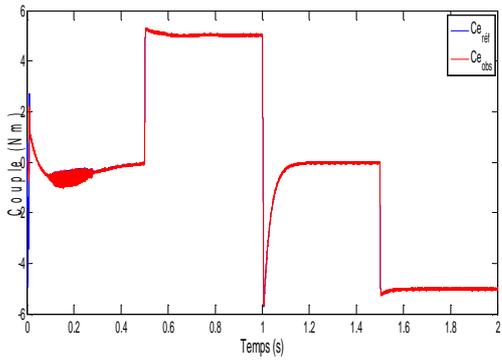
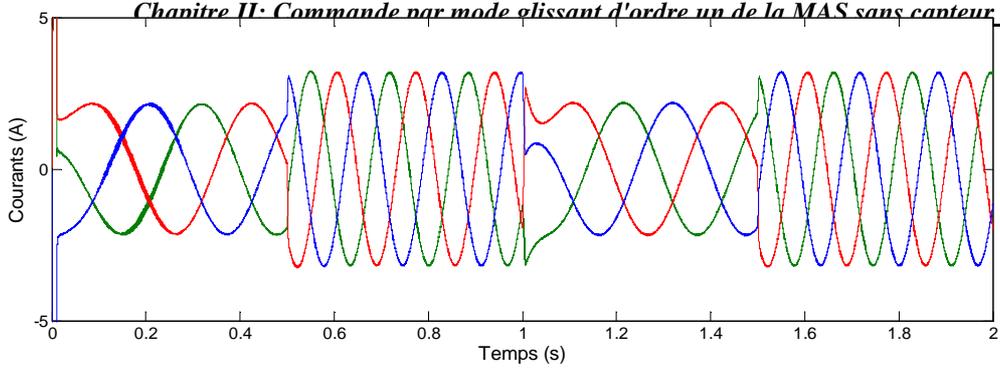


Figure 2.17.b : test de robustesse pour variation résistance rotorique

- **Fonctionnement à faible de vitesse**

Le fonctionnement à basse vitesse est un mode où la robustesse de la commande sans capteur de vitesse est un peu affectée. On remarque que le couple mesuré et observé ne suivent pas son référence de la MAS en fonctionnement à vide à cause de l'introduction de l'observateur où l'augmentation des erreurs entre les valeurs observées et ses références sont importantes.



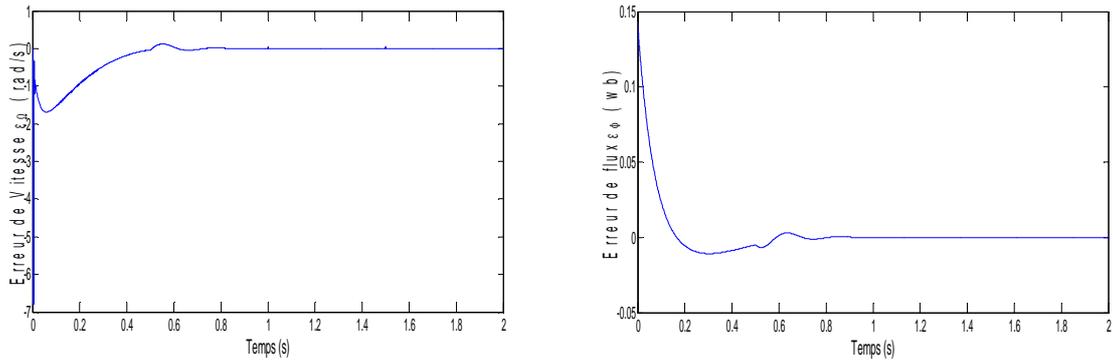


Figure 2.18 : test de robustesse pour un fonctionnement à faible de vitesse

II.10 Conclusion

La commande par mode glissant d'ordre un nous a permis à travers les divers résultats d'obtenir de bonne performances dans des conditions variable particulièrement lors des variations paramétriques. On note la présence du broutement ou du chattring qui est réduit par la diminution de la robustesse de la commande en fonctionnement à vide ou en charge. L'utilisation d'un observateur de type Luenberger affecte la robustesse de la commande surtout en fonctionnement à faible vitesse. Le problème de Chattring sera réduit ou minimisé à travers l'introduction d'une commande à mode glissant d'ordre supérieur qui fera l'objet du troisième chapitre.

CHAPPITRE III

*Commande par mode glissant d'ordre deux
de la machine asynchrone sans capteur de
vitesse*

COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'ORDRE DEUX DE LA MACHINE ASYNCHRONE SANS CAPTEUR DE VITESSE

III.1 Introduction

Dès son apparition, la théorie des modes glissants s'est heurtée au problème de la réticence qui s'est avérée être un inconvénient majeur [10]. Récemment Emel yanov a proposé une nouvelle famille de modes glissants d'ordre supérieur. Ceux-ci sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement, préservant les principaux avantages de la précédente approche, ils suppriment le phénomène de réticence en garantissant même une meilleure précision de convergence par rapport aux imperfections de modèle ou d'organes de commande. L'ordre de glissement caractérise en particulier le degré de continuité des dynamiques du système au voisinage de la surface et correspond au nombre de dérivées continues de la variable à contraindre. Pour cela, des algorithmes de commande sont synthétisés en vu de générer des régimes glissants de tout ordre [17].

Dans ce chapitre, on s'intéresse à l'étude de la commande par mode glissement d'ordre deux. Pour cela on considère en premier lieu, l'aspect théorique du mode glissant d'ordre deux. En second lieu, une application de l'algorithme pour le contrôle de la machine asynchrone sera effectué et comparé à celui du mode glissant conventionnel.

III.2 Position du problème

On considère un système non linéaire dont la dynamique est décrite par le système différentiel suivant:

$$\dot{x} = f(t, x, u) \quad (3.1)$$

et

$$S = S(t, x) \quad (3.2)$$

où $x = [x_1, \dots, x_n]^T \in X$ représente le vecteur état, $X \subset \mathbb{R}^n$. X est une variété différentiable ou un ouvert de \mathbb{R}^n . La commande $u \in U \subset \mathbb{R}$ est une fonction discontinue et bornée dépendant de l'état et du temps. f est une fonction supposée suffisamment différentiable,

mais connue de façon incertaine. Le problème posé est toujours de contraindre les trajectoires du système à évoluer sur la surface de glissement :

$$S = \{x \in X : S(t, x) = 0\} \quad (3.3)$$

$S : X \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}$ étant une fonction à valeur réelle suffisamment différentiable telle que ses $(r - 1)$ premières dérivées par rapport au temps ne sont fonctions que de l'état x (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité). Par souci de simplicité de l'exposé, on suppose que $S \subset \mathbb{R}$ et $u \in \mathbb{R}$ [7].

III.2.1 Définition 1

Soit le système différentiel non linéaire Eq. 3.1 et soit $S(t, x)$ la variété de glissement associée. L'ensemble de glissement d'ordre r par rapport à $s(t, x)$ est défini par [11] :

$$S = \{x \in X : S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots = S^{(r-1)} = 0\} \quad \text{ou } r \in \mathbb{N}^*$$

III.2.2 Définition 2

Supposons que l'ensemble de glissement S_r d'ordre r soit non vide et qu'il définisse localement un ensemble intégrable au sens de Filippov, alors la dynamique satisfaisant Eq. 3.2 est appelée mode glissant d'ordre r par rapport à la fonction de glissement S .

La convergence d'un algorithme d'ordre r s'obtient par une convergence en temps fini sur la surface en forçant les trajectoires du système à être confinées au bout d'un temps fini dans l'ensemble de glissement S [21].

III.3 Modes glissants idéaux et réels

On trouve dans la littérature deux types de modes glissants d'ordre r idéaux et réels.

III.3.1 Définition 1

La trajectoire $(t, x(t))$ ayant pour condition initiale $(0, x_0)$ est une trajectoire à modes glissants idéaux d'ordre r par rapport à la surfaces $S = 0$, s'il existe $t_1 > 0$ tel que : $\forall t > t_1$, les égalités suivantes soient vérifiées:

$$S(t, x(t)) = \dot{S}(t, x(t)) = \ddot{S}(t, x(t)) = \dots = S^{(r-1)}(t, x(t)) = 0$$

La notion de modes glissants idéaux n'a pour but que d'exprimer une solution théorique, mathématiquement possible mais irréalisable pratiquement (à cause des imperfections et les limitations physiques des organes de commutation). Elle permet d'atteindre de façon plus lisse la surface de contrainte. Ceci est généralement lié au phénomène d'intégration des discontinuités de la commande.

III.3.2 Définition 2

Une commande par modes glissants réels sur $S = 0$ est dite d'ordre $r > 0$ par rapport à une fonction à valeur réelle $\delta(\epsilon)$, tels que $\epsilon \rightarrow 0 \Rightarrow \delta(\epsilon) \rightarrow 0$, si pour n'importe quel ensemble compact appartenant au domaine de définition, il existe $t_1 > 0$ et une constante $C > 0$ telle que $\forall t > t_1$ l'inégalité suivante soit vérifiée :

$$|S(t, x(t, \epsilon))| \leq C |\gamma(\epsilon)|^r$$

La notion de modes glissants réels permet d'exprimer la dépendance de l'algorithme à modes glissants par rapport aux imperfections physiques du système réel (retard d'un actionneur, échantillonnage de la mesure, gain non infini de la fonction signe en zéro, etc...). Cet aspect est très important pour les systèmes à structure variable quand il s'agit de passer à une application réelle [7].

III.4 Mode glissant d'ordre deux

On considère le système d'Eq. 3.1 pour établir un régime glissant d'ordre deux par rapport à S , en imposant aux trajectoires d'état du système à évoluer au bout d'un temps fini sur l'ensemble S_2 et à ne plus le quitter ensuite [22]:

$$S_2 = \{x : S = \dot{S} = 0\}$$

On définit donc un bouclage agissant sur la dérivée seconde de la fonction de glissement, qui peut s'écrire sous la forme suivante sous condition que le système est de degré relatif un par rapport à la fonction S :

$$\ddot{S} = L_u L_u(S) + \frac{\partial \dot{S}}{\partial u} \dot{u} \tag{3.4}$$

où L_u est un opérateur définit par:

$$L_u S(t, x) = \frac{dS}{dt}(t, x) + \frac{\partial S}{\partial x}(t, x) \cdot \dot{x}$$

Dans ce cas, \dot{u} représente alors la nouvelle entrée du système. On suppose qu'il existe des constantes positives C_0, K_m, K_M et s_0 telle que si

$$|S(t, x)| \leq s_0$$

On peut obtenir alors le système suivant :

$$\begin{cases} 0 \leq K_m \leq \left| \frac{\partial \dot{S}}{\partial u} \right| \leq K_M \\ |L_u L_u(S)| \leq C_0 \end{cases} \quad (3.5)$$

La première inégalité du système d'Eq. 3.5 est nécessaire puisque le terme $\frac{\partial \dot{S}}{\partial u}$ ne doit pas s'annuler, afin d'assurer l'existence de l'entrée équivalente en régime glissant. Soit l'ensemble :

$$E_1 = \{t, x : |S(t, x)| < s_0\} \text{ appelé région de linéarité.}$$

Les hypothèses énoncées ci-dessus impliquent que la dérivée seconde de la fonction de commutation S est uniformément bornée dans un certain domaine (E_1) pour l'entrée considérée. En respectant les conditions déjà définies, nous pouvons écrire dans un cadre général :

$$\ddot{S} = \varphi(t, x) + \psi(t, x)W \quad (3.6)$$

Où $\varphi(t, x)$ et $\psi(t, x)$ sont des fonctions bornées. Ce qui ramène à écrire que toute solution relative à l'Eq. 3.6 satisfait l'inclusion différentielle suivante:

$$\ddot{s} \in [-C_0, C_0] + [K_m, K_M]W$$

Pour un mode glissant d'ordre deux, l'entrée du système W dépend du degré relatif du système et par conséquent pour un degré relatif égal à deux (respectivement à un) par rapport à la fonction de glissement s , le signal W est égal à u (respectivement \dot{u}). Pour un degré relatif égal à un, il faut donc ajouter un intégrateur à la commande réelle u .

III.5 Algorithmes glissants d'ordre deux

III.5.1 Algorithme du twisting

En plus de commuter le signe de la commande, cet algorithme commute son amplitude entre deux valeurs en fonction du quadrant dans lequel se trouve l'état du système [17].

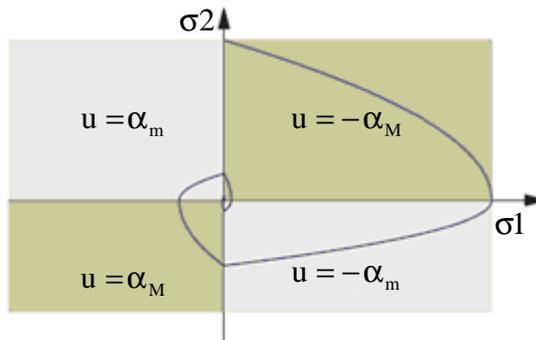


Figure 3.1 : Twisting avec $\alpha_M = 3, \alpha_m = 0.5$

La trajectoire du système dans le plan de phase tourne autour de l'origine, en s'en rapprochant à la manière d'une spirale. Son expression pour un système de degré relatif à 2 est :

$$\mathbf{u} = \begin{cases} -\alpha_m \text{sign}(s_1) & \text{si } s_1 s_2 < 0 \\ -\alpha_M \text{sign}(s_1) & \text{si } s_1 s_2 \geq 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

avec α_m et α_M vérifiant

$$\begin{cases} \alpha_M > 4 \frac{K_M}{s_{\max}} \\ \alpha_m > \frac{C_0}{K_m} \\ K_m \alpha_M - C_0 > K_M \alpha_m + C_0 \end{cases}$$

où s_{\max} est la valeur absolue que peut prendre s_1 (souvent contrainte physiquement ou techniquement).

L'homogénéité de cette loi de commande est évidente, car son expression ne dépend pas de la valeur de s_1 ou s_2 , mais seulement de leur signe, qui ne varie pas en les multipliant par $\kappa > 0$. Les demi droites de commutation sont des "rayons homogènes", elles sont invariantes par dilatation de poids de mode glissant d'ordre deux.

On peut également adapter cet algorithme pour commander un système de degré relatif 1 en augmentant le système d'un intégrateur, autrement dit en contrôlant \dot{u} au lieu de u directement. L'intérêt est d'atténuer le chattering en rendant la commande continue. Mais il faut en plus prendre en compte la saturation de la commande u (équivalente à la saturation de s_2 dans le cas d'un degré relatif deux).

III.5.2 Commande sous-optimale par modes glissants d'ordre deux

Cet algorithme s'inspire de la commande à temps minimale d'un double intégrateur. Au lieu de commuter en fonction de l'état, ce qui nécessiterait la connaissance de la totalité de ce dernier, il essaie de deviner l'instant de commutation en n'utilisant que la sortie s_1 [17].

L'expression mathématique de loi de commande est [7]:

$$u(t) = -\alpha(t) \lambda_M \text{sign} \left(s_1(t) - \frac{1}{2} s_{1M} \right) \quad (3.8)$$

$$\alpha(t) = \begin{cases} \alpha^* & \text{si } \left[s_1(t) - \frac{1}{2}s_{1M} \right] [s_{1M} - s_1(t)] > 0 \\ 1 & \text{si } \left[s_1(t) - \frac{1}{2}s_{1M} \right] [s_{1M} - s_1(t)] \leq 0 \end{cases} \quad (3.9)$$

où s_{1M} représente la valeur de s_1 au dernier instant d'annulation de s_2 .

La conditions suffisantes de convergence est donnée par:

$$\begin{cases} \alpha^* \in]0,1[\cap \left] 0, \frac{3K_m}{K_M} \right[\\ \lambda_M > \max \left(\frac{C_0}{\alpha^* K_m}, \frac{4C_0}{3K_m - \alpha^* K_M} \right) \end{cases}$$

III.5.3 Algorithme du super twisting

Cet algorithme ne s'applique qu'à des systèmes de degré relatif 1 dont la perturbation est Lipschitz. Son intérêt réside dans la réduction du chattering due à la continuité du signal de commande. Cette commande se décompose en un terme algébrique (non dynamique) et un terme intégral. On peut donc considérer cet algorithme comme une généralisation non linéaire d'un PI. Si le système physique n'est pas de degré relatif un et que s_1 est en fait une surface dépendant de la dérivée de la sortie, on a une généralisation non linéaire d'un PID [17].

L'algorithme du super twisting s'écrit :

$$u = u_1(t) + u_2(t) \quad (3.10)$$

avec

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & \text{si } |u| > |u_e| \\ -W \text{sign}(s_1) & \text{si } |u| \leq |u_e| \end{cases}$$

et

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda s_0^p \text{sign}(s_1) & \text{si } |s| > s_0 \\ -\lambda |s_1|^p \text{sign}(s_1) & \text{si } |s| \leq s_0 \end{cases}$$

Les conditions suffisantes de convergence sont:

$$\begin{cases} \lambda_M > 4 \frac{K_M}{s_0} ; & \lambda_m > \frac{C_0}{K_m} \\ K_m \lambda_M - C_0 > K_M \lambda_m + C_0 \\ W \geq \frac{4C_0}{K_m^2} \frac{K_M (W + C_0)}{K_m (W - C_0)} & 0 < p \leq 0.5 \end{cases}$$

Cet algorithme a pour avantage de ne pas nécessiter la connaissance du signe de la dérivée de la contrainte S. En fait, la mesure du signe, de dérivée de la contrainte S, en temps réel est très difficile à cause de bruits [7], [17].

III.6 Application du mode glissant d'ordre deux au contrôle de la MAS

Outre des propriétés de robustesse et de précision de convergence, une motivation de l'utilisation de la commande par modes glissants d'ordre deux réside dans les propriétés structurelles mêmes de la machine. Les sorties choisies sont la vitesse et la norme au carré du flux rotorique que l'on veut forcer à suivre une trajectoire de référence. Le but de la commande est donc d'annuler la fonction contrainte S qui est définie par :

$$S = \begin{pmatrix} s_1 = \omega - \omega_{ref} \\ s_2 = \phi - \phi_{ref} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

avec

$$\phi = \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2$$

Et ω_{ref} et ϕ_{ref} correspondant aux trajectoires de références définies.

Les dérivées secondes et première des variables de glissement s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \ddot{s}_1 \\ \ddot{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} + \Gamma \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} g_1 = -\ddot{\omega}_{ref} + \frac{P^2}{J} \frac{M}{L_r} \left[\frac{-1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} + \frac{\sigma}{J} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \omega (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \omega \phi_r^2 \right] \\ \quad + \frac{pf}{J^2} (C_r + f \Omega) \\ g_2 = -\ddot{\phi}_{ref} + 2 \frac{M}{T_r} \left[\frac{M}{T_r} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) - \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1}{T_r \sigma} + \frac{2M}{T_r^2} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r^2} \phi_r^2 + \right. \\ \quad \left. \omega (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \right] \end{array} \right.$$

et

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_{11} & \Gamma_{12} \\ \Gamma_{21} & \Gamma_{22} \end{bmatrix}$$

Où

$$\Gamma_{11} = -\frac{P^2}{J} \frac{M}{L_r} \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{r\beta}, \Gamma_{12} = \frac{P^2}{J} \frac{M}{L_r} \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{r\alpha}, \Gamma_{21} = \frac{2M}{T_r} \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{r\alpha}, \Gamma_{22} = \frac{2M}{T_r} \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{r\beta}$$

Sachant que les paramètres de la MAS varient en cours de fonctionnement par rapport à leurs valeurs nominales, les valeurs de g_1, g_2 et Γ dépendent donc des valeurs nominales et des incertitudes des paramètres. ces différentes variations ont été formalisées de la manière suivante :

$$\begin{cases} g_1 = g_{10} + \Delta g_1 \\ g_2 = g_{20} + \Delta g_2 \\ \Gamma = \Gamma_0 + \Delta \Gamma \end{cases} \quad (3.13)$$

avec g_{10}, g_{20} et Γ_0 les valeurs nominales connues et $\Delta g_1, \Delta g_2$ et $\Delta \Gamma$, l'ensemble des incertitudes dues aux variations paramétriques et aux perturbations. Supposons que ces incertitudes soient bornées.

La loi de commande u définie à partir des valeurs nominales g_{10}, g_{20} et Γ_0 qui sont les grandeurs g_1, g_2 et Γ sans incertitude, est appliquée à la MAS :

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \Gamma_0^{-1} \left[- \begin{bmatrix} g_{10} \\ g_{20} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (3.14)$$

La matrice Γ_0 est inversible. v_1 et v_2 sont les nouvelles commandes. A partir des Eq. 3.12 à Eq.3.14, la dynamique des variables de commutation s'écrit

$$\begin{bmatrix} \ddot{s}_1 \\ \ddot{s}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta g_1 \\ \Delta g_2 \end{bmatrix} - \Delta \Gamma \cdot \Gamma_0^{-1} \begin{bmatrix} g_{10} \\ g_{20} \end{bmatrix}}_{\Psi_\alpha} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \Delta \Gamma \cdot \Gamma_0^{-1}}_{\Psi_\beta} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

ou

$$\begin{bmatrix} \ddot{s}_1 \\ \ddot{s}_2 \end{bmatrix} = \Psi_\alpha + \Psi_\beta \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

En dérivant les variables de glissement encore une fois, nous obtenons alors :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{s}_1^{(3)} \\ \dot{s}_2^{(3)} \end{bmatrix} &= \underbrace{\dot{\Psi}_\alpha + \dot{\Psi}_\beta}_{\hat{g}} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\Psi_\beta}_{\hat{\Gamma}} \begin{bmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \end{bmatrix} \\ &= \hat{g} + \hat{\Gamma} \begin{bmatrix} \dot{v}_1 \\ \dot{v}_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Avec

$$|\hat{g}_i| \leq C_{i0}$$

$$0 \leq K_{mi} \leq \hat{\Gamma}_i \leq K_{Mi}$$

III.7 Commande par mode glissant d'ordre deux avec capteur de vitesse

La figure 3.2 représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la commande par mode glissant d'ordre deux de la machine asynchrone. On remarque avant l'application de la charge que la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.05s). Après l'application de la charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$), aucune influence sur l'allure de vitesse est constaté.

Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge. Le flux suit correctement la référence.

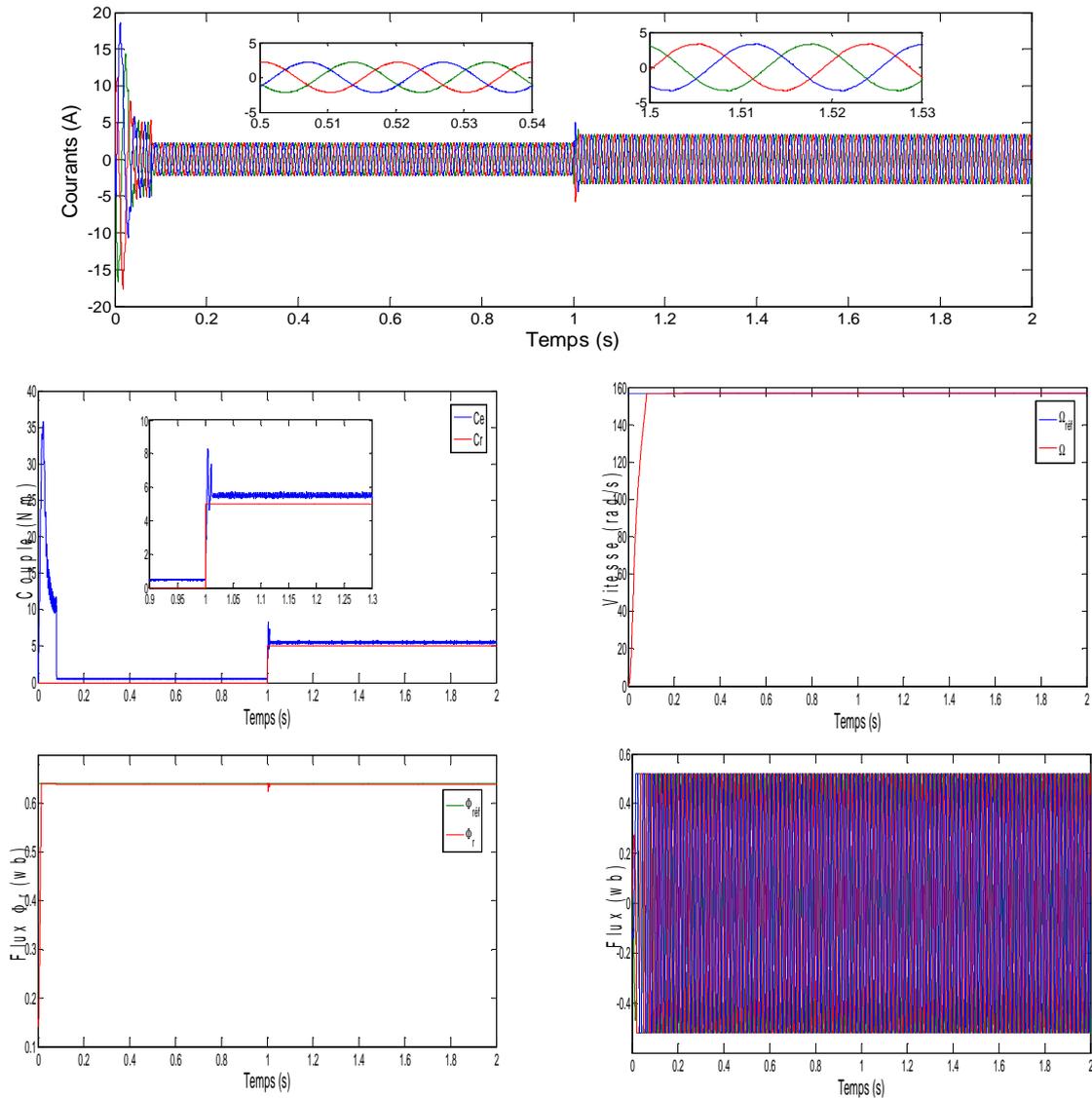


Figure 3.2 : Commande par mode glissant d'ordre deux de la MAS

III.7.1 Test de robustesse

- **Inversion de la vitesse**

La figure (3.3) représente les résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation de la vitesse, L'inversion de vitesse permettra d'indiquer qu'il y a une bonne poursuite de sa valeur de référence. Pour les autres grandeurs de couple, flux et courant, des fluctuations apparaissent au moment de l'inversion de vitesse mais ils reprennent leurs valeurs de références d'une façon très rapide. 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 mode glissant d'ordre deux.

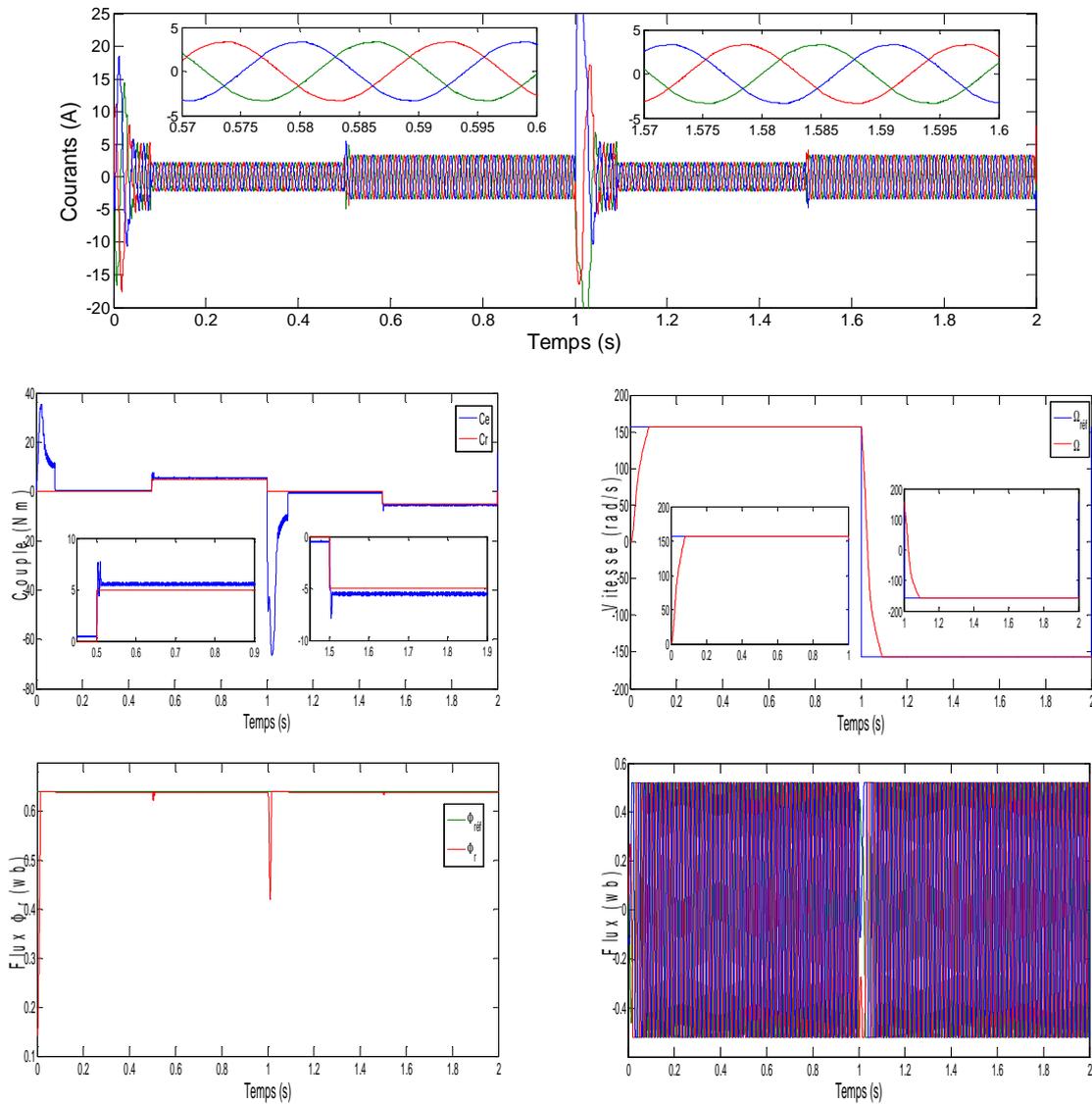


Figure 3.3 : test de robustesse pour l'inversion de vitesse

• **Variation paramétrique**

Les figures (3.4.a et 3.4.b) représentent les résultats de simulation de la commande à mode glissant d'ordre deux de la machine asynchrone pour des variations de la résistance statorique et rotorique à instant ($t=1.5s$) où une augmentation de 50% la résistance statorique (rotorique) est effectuée.

Une bonne robustesse et une bonne poursuite est obtenue pour les différentes caractéristiques des grandeurs de vitesse, couple, flux et courant.

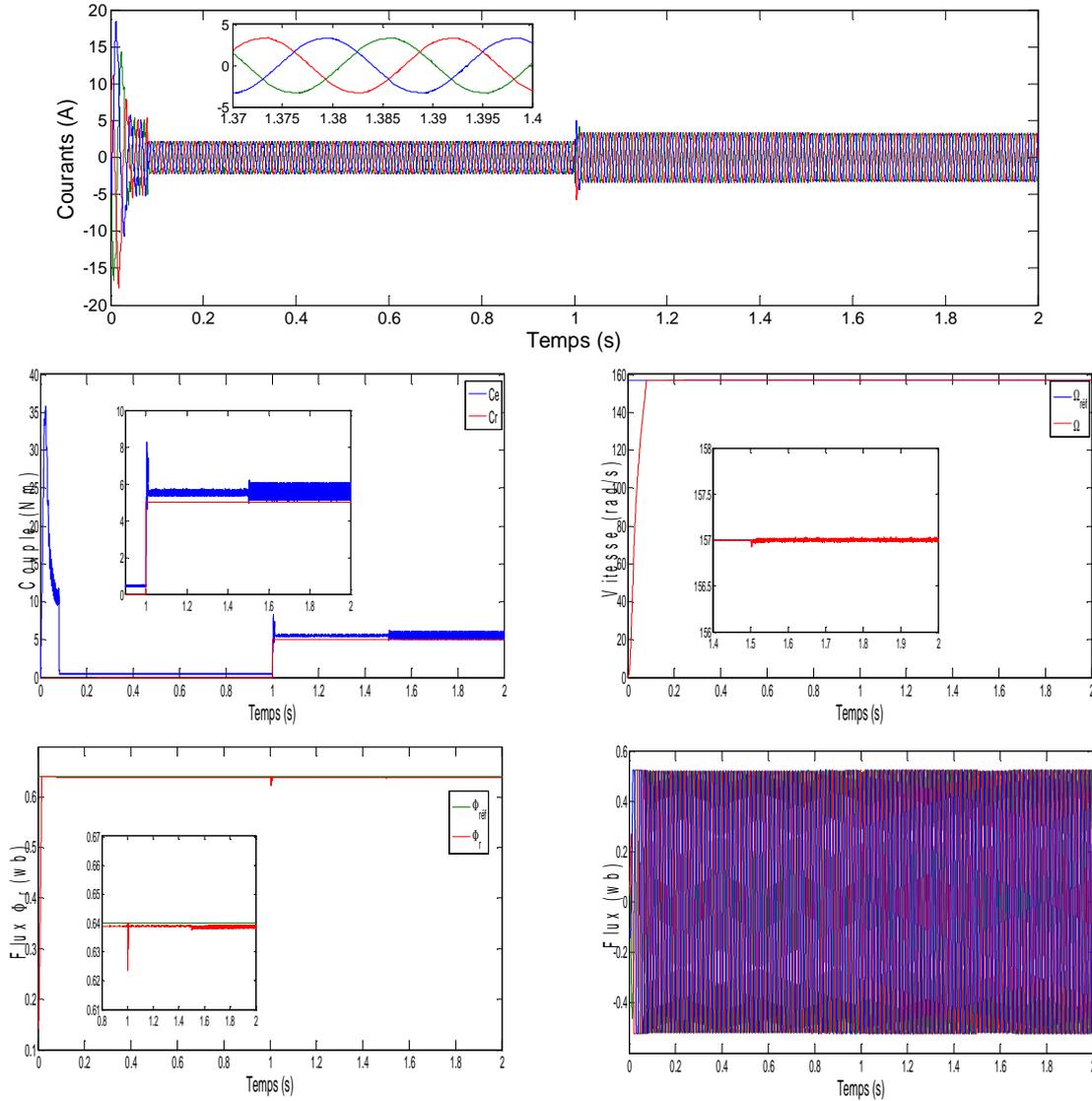


Figure 3.4.a : test de robustesse pour variation de résistance statorique

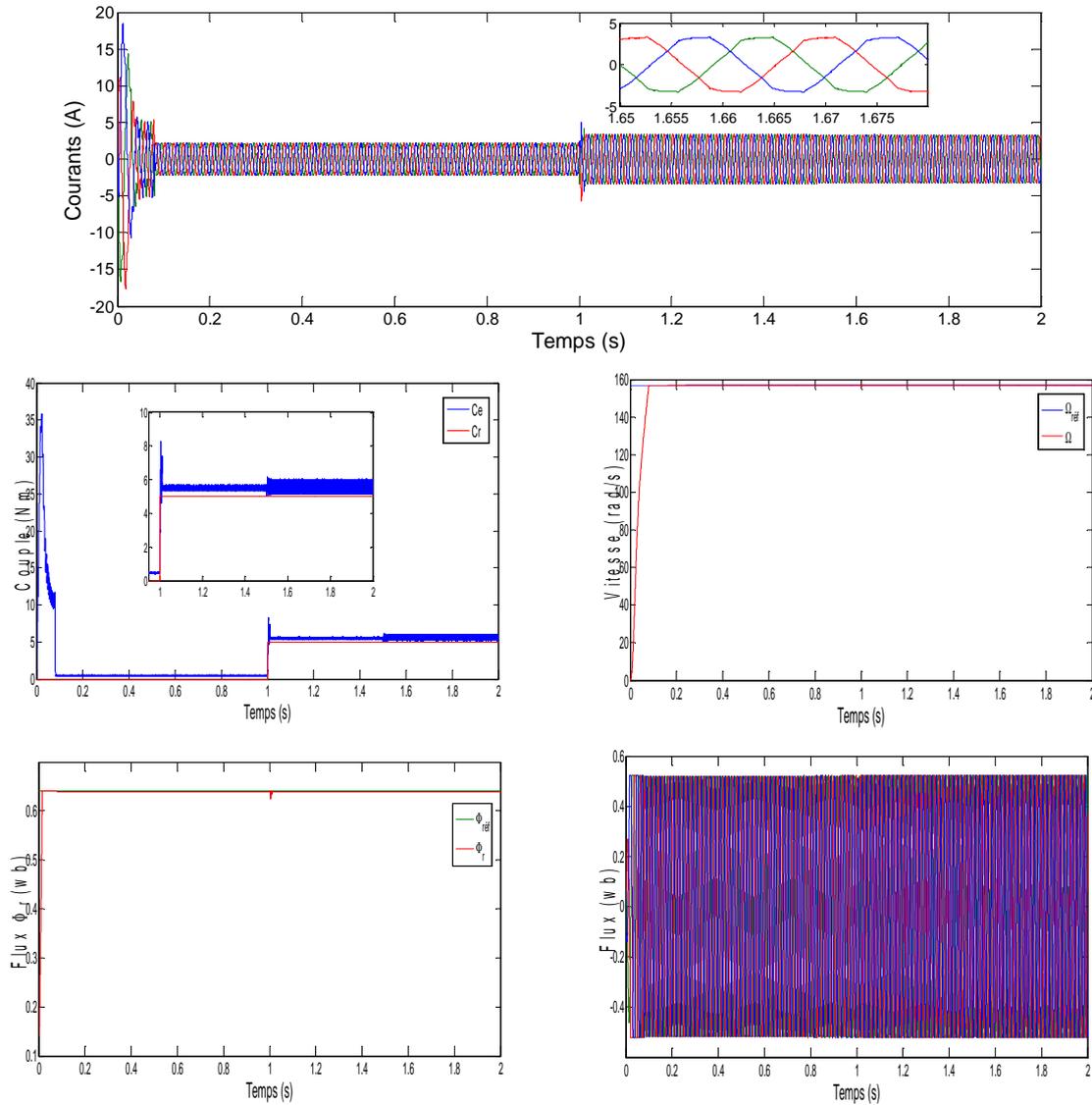
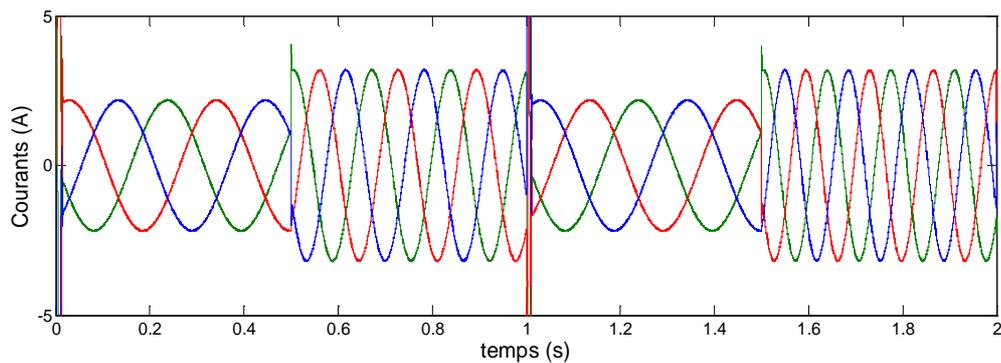


Figure 3.4.b : test de robustesse pour variation résistance rotorique

- **Fonctionnement à faible vitesse**

Les courbes de la figure (3.5) montrent les résultats de simulation pour un fonctionnement à faible de vitesse. On remarque que la réponse en basse vitesse de +10 rad/s est satisfaisante c à d une bonne rapidité et une bonne précision. L'application du couple (5 Nm) n'affecte pas l'allure de la vitesse.



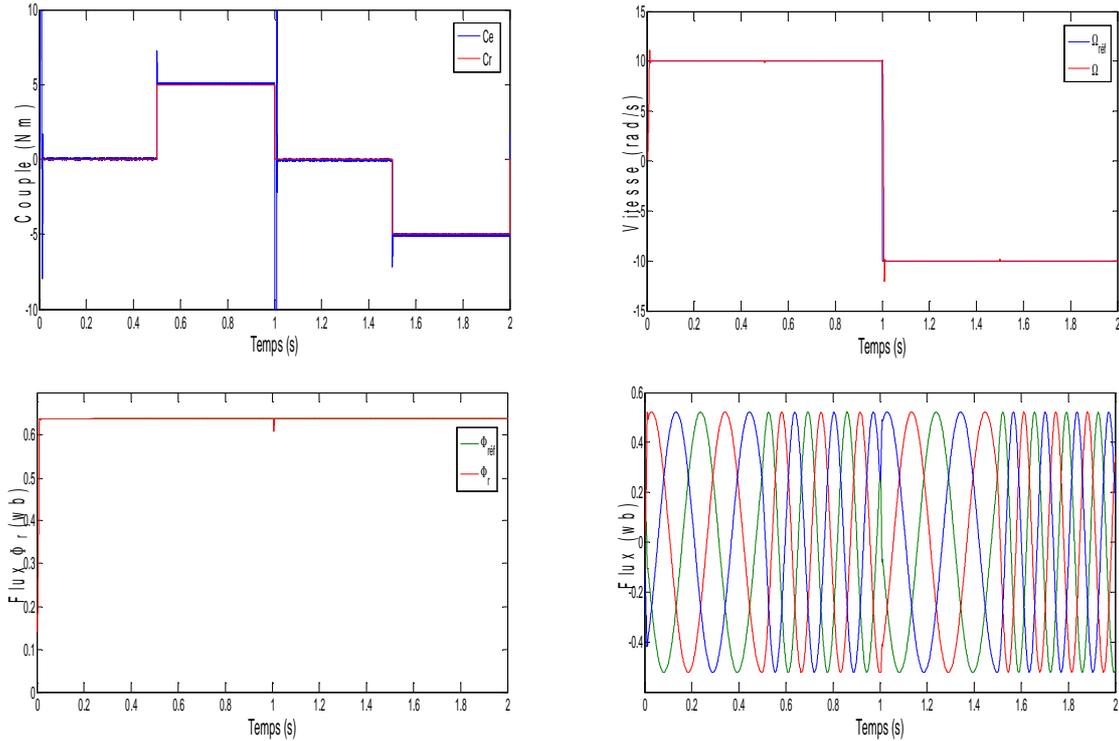
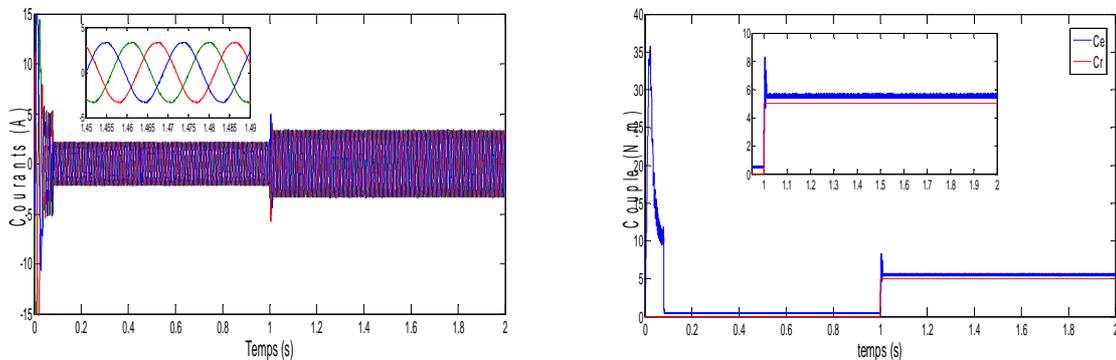


Figure 3.5 : test de robustesse pour Fonctionnement à faible de vitesse

III.8 Commande par mode glissant d'ordre deux de la machine sans capteur de vitesse

La figure 3.6 illustre les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la machine sans capteur de vitesse. On remarque qu'avant l'application de la charge que la vitesse mesurée et observée possèdent une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environ 0.2 s. Après l'application de la charge ($C_r=5$ nm), on ne constate aucune influence sur l'allure de vitesse. L'introduction de l'observateur provoque un faible broutement dans le couple, ainsi un petit dépassement dans le flux résultant.



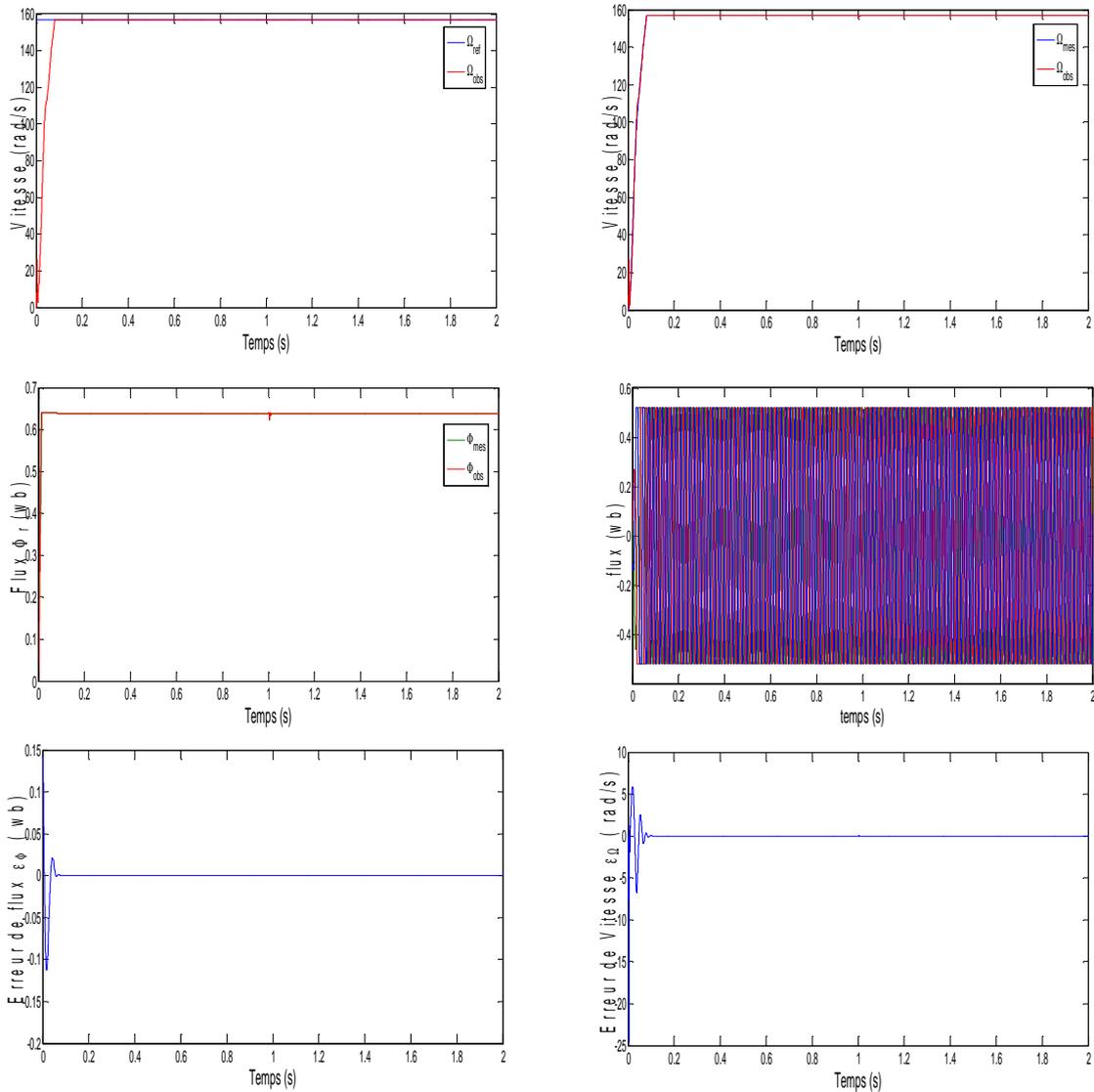
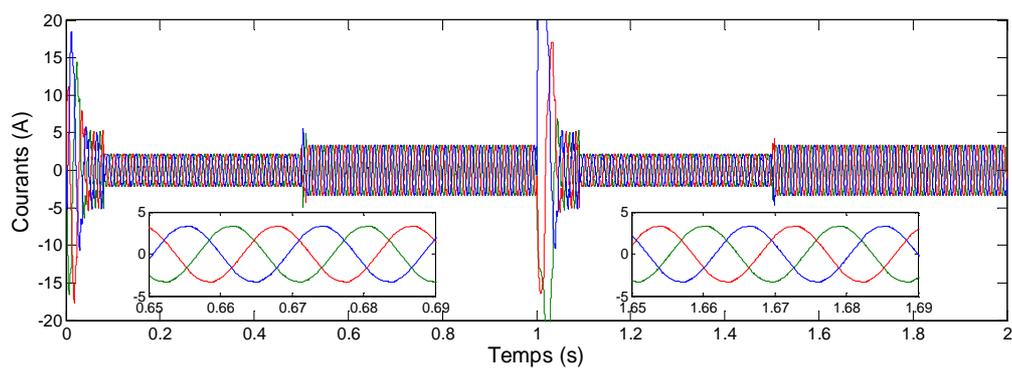


Figure 3.6 : CMG d'ordre deux sans capteur de vitesse

III.8.1 Test de robustesse

- **Inversion de la vitesse**

La figure 3.7 représente le test d'inversion du sens de rotation de la vitesse où on remarque l'apparition d'un pic sur la courbe du couple et de courant que se stabilise rapidement, pour les autres grandeurs mesurées et observées des fluctuations apparaît au moment seulement de l'inversion de la vitesse.



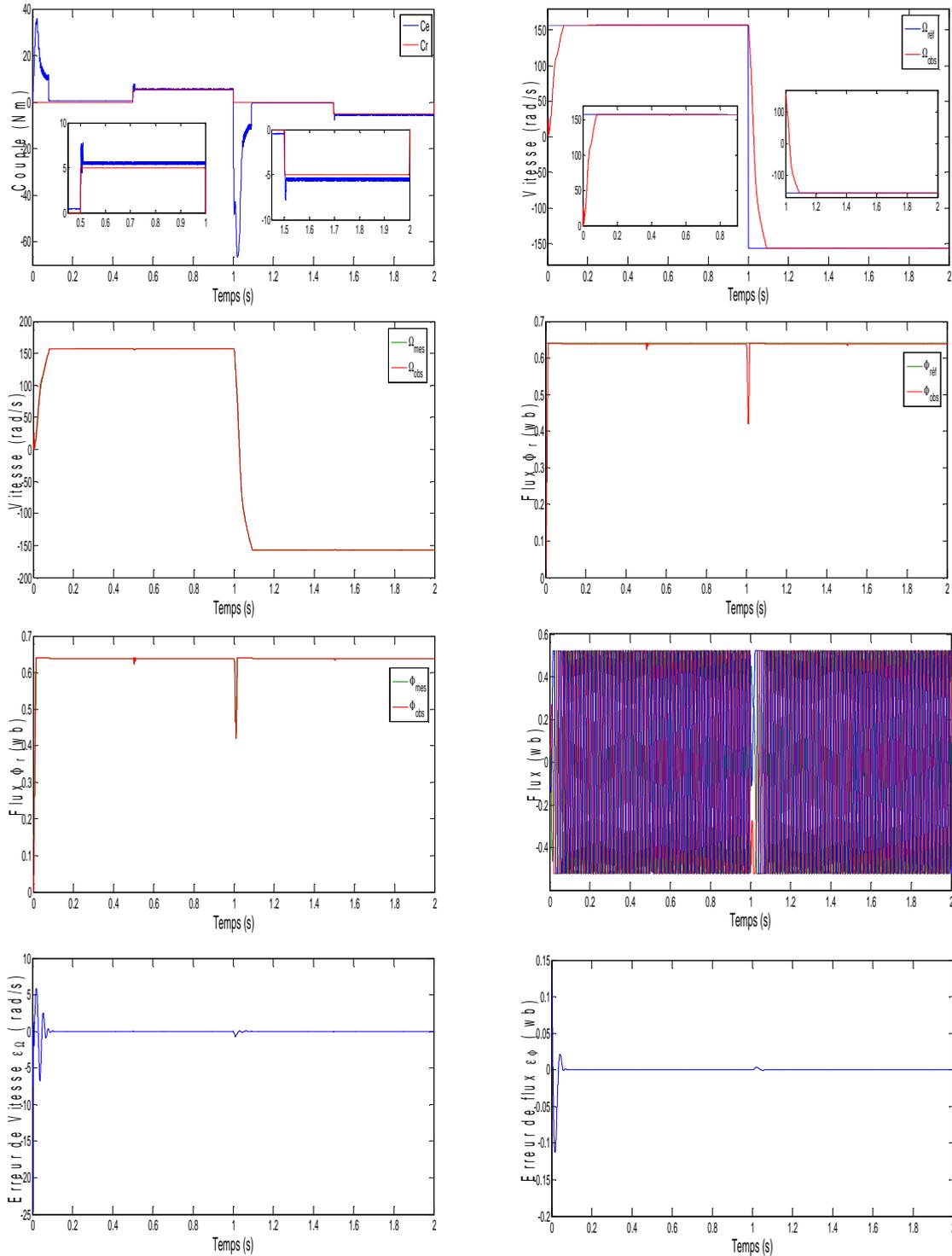


Figure 3.7 : test de robustesse pour l'inversion de vitesse

- **Variation paramétrique**

Les figures (3.8.a et 3.8.b) représentent les résultats de simulation de la commande à mode glissant d'ordre deux sans capteur de vitesse de la machine asynchrone pour une variation paramétrique respectivement de la résistance statorique (de 50%) et rotorique (de 50%) à instant (t=1.5). On remarque aucune influence sur les allures de vitesse et de

flux, ce qui explique bien la bonne robustesse de la commande MG d'ordre deux pour les variations paramétriques.

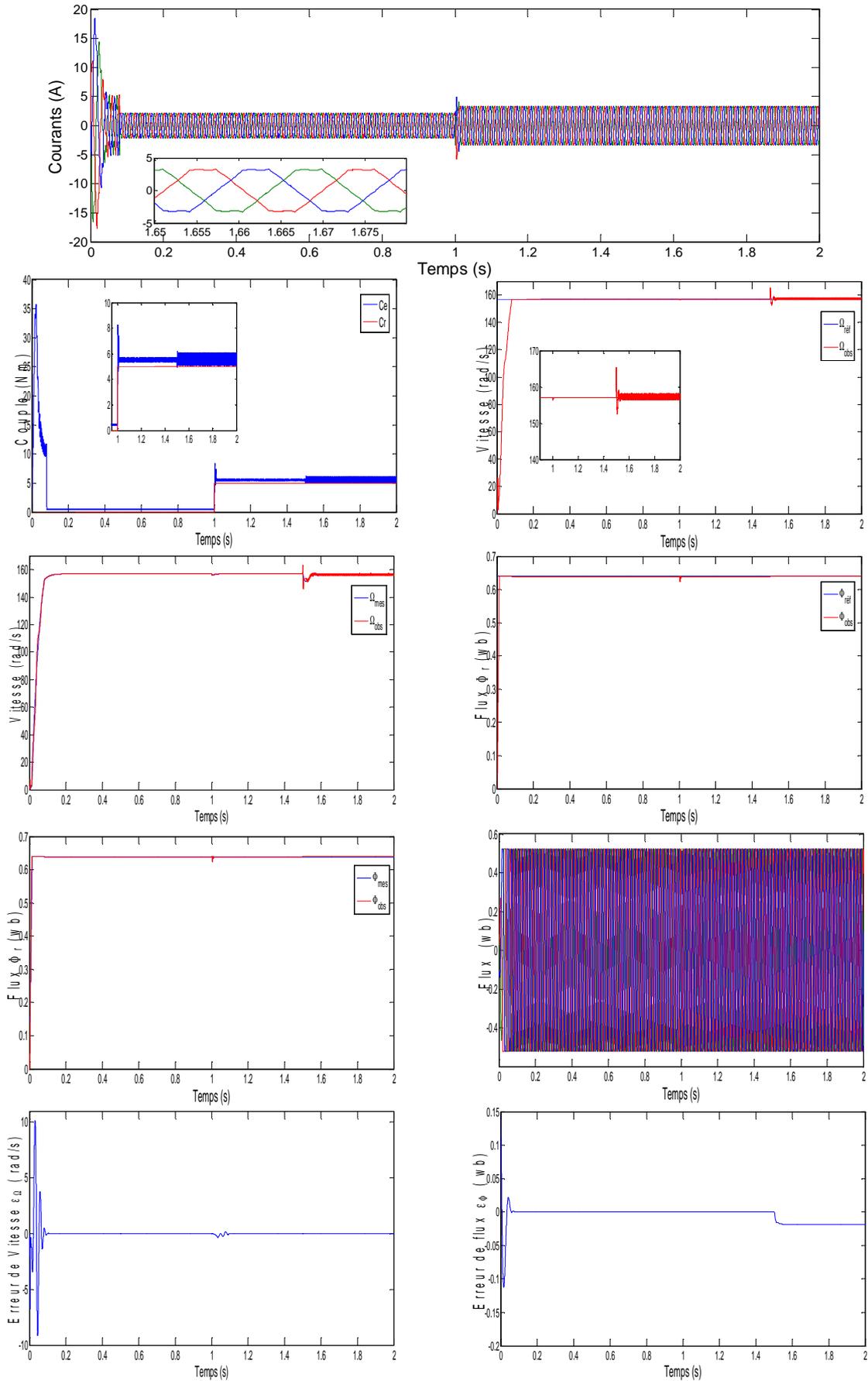


Figure 3.8.a : test de robustesse pour variation résistance statorique

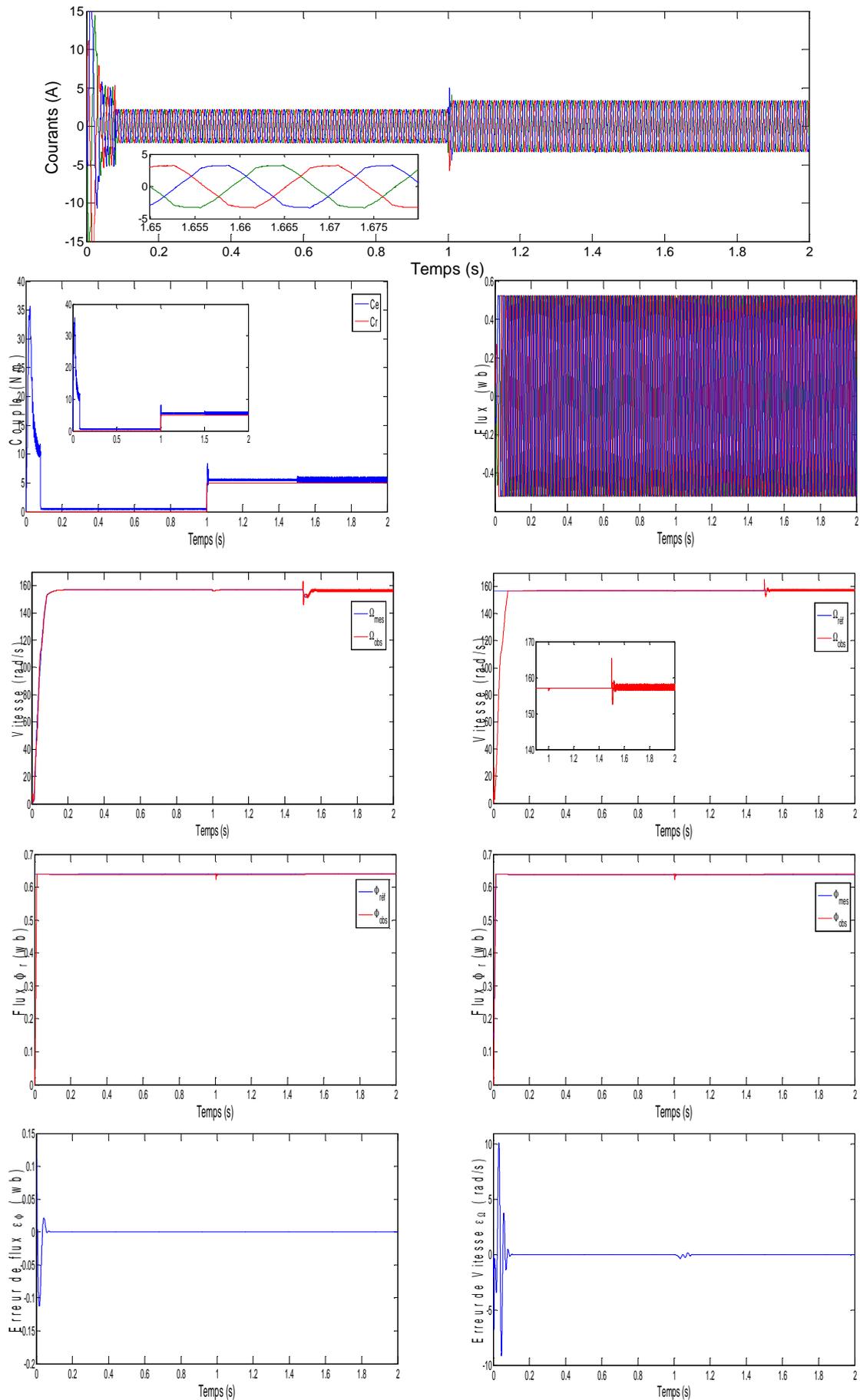
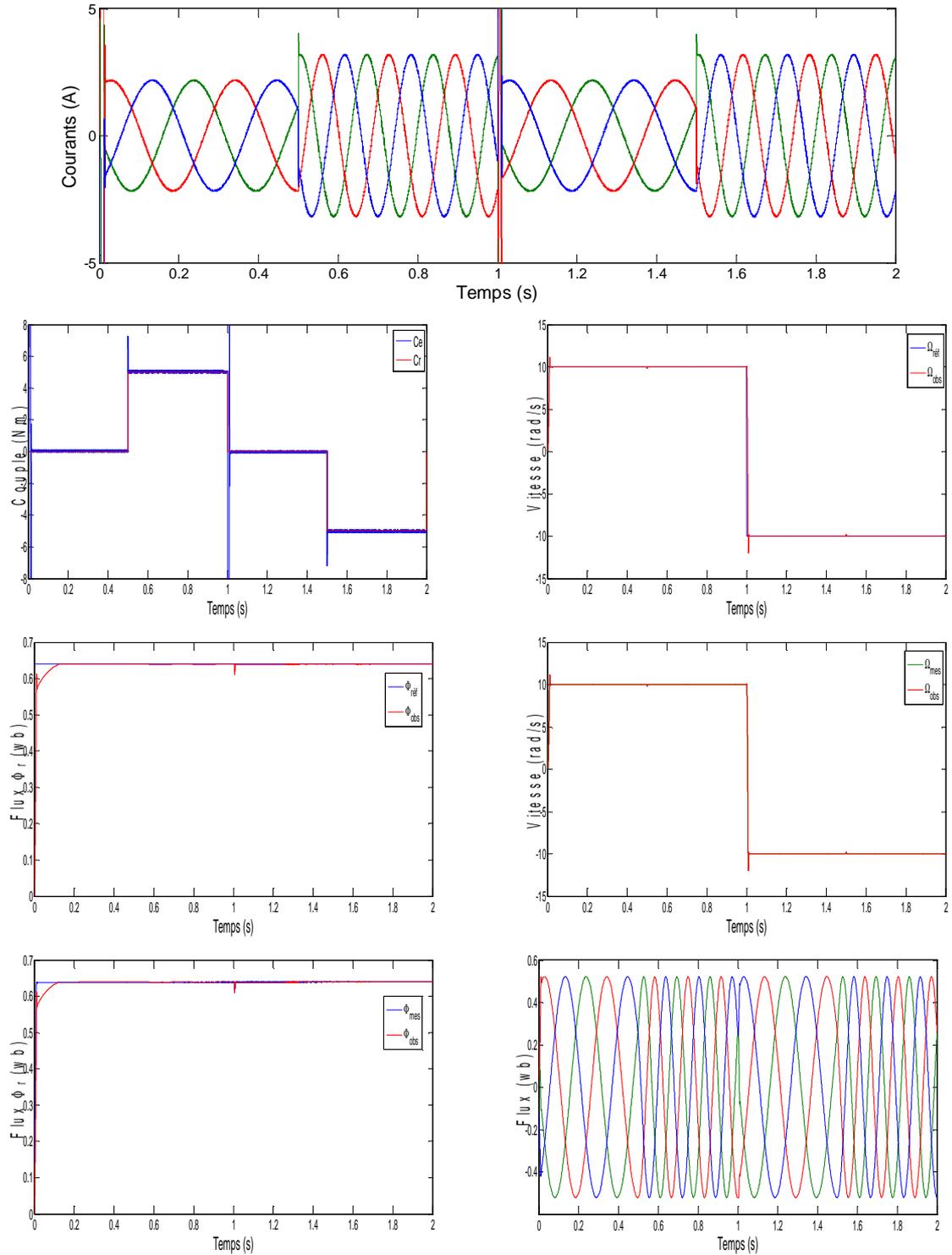


Figure 3.8.b : test de robustesse pour variation résistance rotorique

• **Fonctionnement à faible de vitesse**

La figure (3.5) illustrent le fonctionnement à faible de vitesse (10 rad/s) de la machine sans capteur. On remarque que la réponse à basse vitesse est satisfaisante très rapide et précise. L'application du couple de 7.5 Nm n'influe pas sur l'allure de la vitesse.



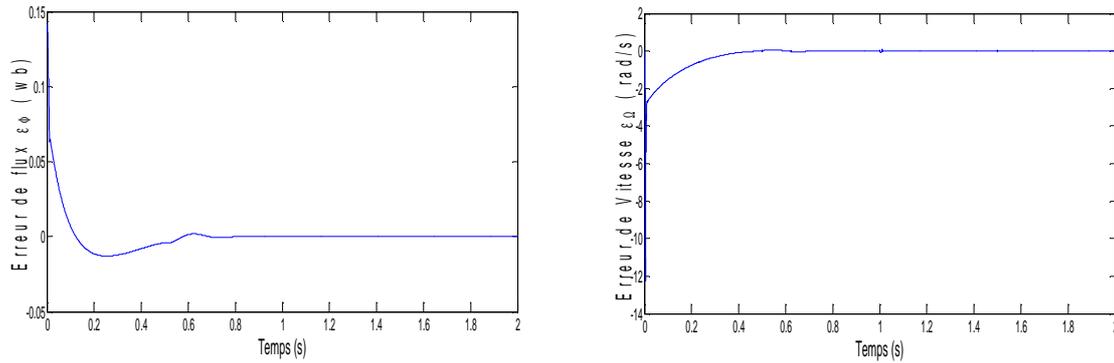


Figure 3.9 : test de robustesse pour un fonctionnement à faible de vitesse

III.9 Etude comparative

Une étude comparative entre les résultats obtenus par la commande à mode glissant d'ordre un et deux est effectuée à travers le tableau de synthèse montrant une comparaison des commandes étudiées vis-à-vis des différents tests de robustesse :

Commandes	Commande Mode Glissant D'ordre Un		Commande Mode Glissant D'ordre Deux	
	Sans observateur	Avec observateur	Sans observateur	Avec observateur
Poursuite	++	++	++	++
Rapidité	+	+	++	++
Précision	++	+	++	+
Robustesse vis-à-vis R_s	+	+	+	+
Robustesse vis-à-vis R_r	+	+	+	+
Robustesse pour fonctionnement faible vitesse	+	-	+	+

++ : Très bon, + : bon, - : mauvais

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la théorie de la commande par mode de glissement d'ordre supérieur plus particulièrement d'ordre deux utilisé au système d'entraînement à base de la machine asynchrone sans capteur de vitesse. Les résultats de simulation montrent les bonnes performances de la commande sans capteur particulièrement dans le fonctionnement à faible vitesse, variation paramétriques et lors d'inversion du sens de rotation. L'introduction de l'ordre deux du mode glissant à permis la minimisation de l'effet du broutement et du chattering au niveau du couple.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

La machine asynchrone est un actionneur électrique d'un grand intérêt industriel à cause de sa robustesse, son coût d'investissements et de maintenance réduit. Sa structure est caractérisée par un couplage non linéaire entre le flux magnétique et le couple moteur, ce qui rend sa commande plus complexe par rapport aux autres types des machines électriques.

Le travail présenté dans ce mémoire a été consacré à l'étude des performances de la commande par mode glissant d'ordre un et deux utilisée pour le contrôle de la machine asynchrone. L'étude théorique de la commande par mode glissant d'ordre deux a montré la possibilité de résoudre le problème du broutement et de conserver performances existantes de la commande à mode glissant d'ordre un.

En premier lieu, le modèle mathématique de la machine est donné d'après la modélisation de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire. Ensuite, le modèle ainsi élaboré est associé à un convertisseur de tension commandé par MLI sinusoïdale. L'application de la technique du réglage par mode glissant par la conception de loi de commande en présence des perturbations sur le système nous a permis d'assurer une robustesse par rapport aux dérives paramétriques de la machine et d'obtenir des réponses rapides et précises. De plus, le réglage présente l'avantage d'être facilement implémentable dans une commande par calculateur.

Les tests de la commande à MG avec capteur de vitesse nous a donné des résultats satisfaisant même en fonctionnement à faible vitesse et en fonctionnement avec variations paramétriques. Les résultats de simulation pour la commande à MG d'ordre un sans capteur de vitesse utilisant un observateur de type Luenberger montrent les bon performances de la commande sauf pour un fonctionnement à faible vitesse où le phénomène de chattering au niveau de couple est considérable. Ce phénomène est minimisé par l'utilisation de la commande par mode glissant d'ordre deux.

Ainsi, les résultats ainsi obtenus montrent l'efficacité de la commande à mode glissant d'ordre deux sans capteur de vitesse.

En perspective pour la continuité et amélioration de ce travail, on propose de considérer :

- L'implémentation expérimentale de la commande considérée.
- Utiliser d'autres type de l'observateur pour la reconstitution de la vitesse.

Annexes A

Type	Asynchrone 3 \sim	
Puissance nominale	0.75	Kw
Tension nominale	220	V
Courant nominal	3	A
Fréquence	50	Hz
Vitesse de rotation du rotor	1440	Tr/min
Résistance statorique	6.37	Ω
Résistance rotorique	4.3	Ω
Inductance statorique	0.26	H
Inductance rotorique	0.26	H
Inductance mutuelle	0.24	H
Moment d'inertie	0.0088	Kg.m ²
Frottement visqueux	0.003	m.s ⁻¹ / rad
Nombre paire de pôle	2	

Annexe B

B.1 La conception d'un régulateur mode glissant de la vitesse

Un système de régulation de la vitesse basé sur un contrôleur de vitesse SMC est représenté sur la Figure (B.1) La dynamique du système fondamentaux est donnée par l'équation suivante :

$$C_e - C_r = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega \Rightarrow \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{F}{J}\Omega + \frac{1}{J}C_e - \frac{1}{J}C_r \quad (B.1)$$

où J et F représentent le moment d'inertie et coefficient de frottement respectivement, Ω est la vitesse angulaire du rotor[23].

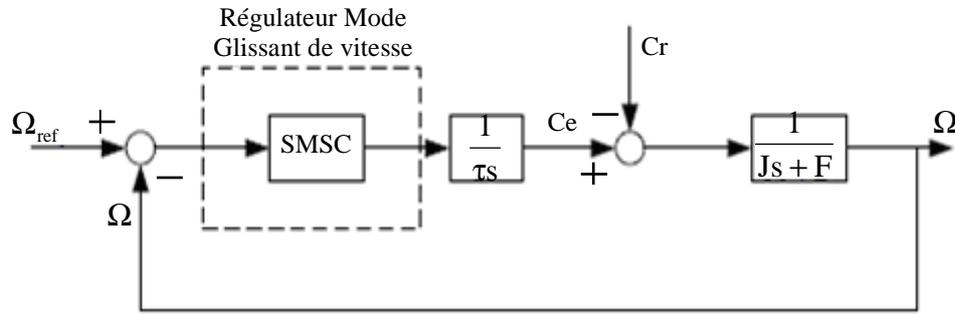


Figure B.1: Système de régulation de vitesse sur la base de la commande de vitesse de MG

x_1 : erreur de vitesse

$$x_1 = \Omega^* - \Omega \quad (B.2)$$

où Ω^* est la valeur de vitesse désirée.

Afin de réduire broutement et d'erreur statique de la vitesse, un bloc intégral est ajouté dans la trajectoire de couple, représenté à la Figure (B.1). En supposant C_r est constant et en prenant la dérivé de l'équation (B.1), nous pouvons obtenir :

$$\frac{d^2\Omega}{dt^2} = -\frac{F}{J}\dot{\Omega} + \frac{1}{J}u \quad (B.3)$$

Où $u = \frac{dC_{e_{ref}}}{dt}$

On pose la variable d'état $x_2 = \dot{x}_1$

Le modèle du système dans l'espace d'état est obtenu [24]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\dot{\Omega} = x_2 \\ \dot{x}_2 = -\ddot{\Omega} = \frac{F}{J}x_2 - \frac{1}{J}u \end{cases} \quad (B.4)$$

Donc, l'expression espace d'état est :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -b \end{bmatrix} u \quad (\text{B.5})$$

Où $a = \frac{F}{J}$ et $b = \frac{1}{J}$

B.2 SMC Basé sur Intégration Surface glissant :

K.Shyu a proposé la conception d'un SMC basé sur l'intégration surface glissant. Cette méthode est revendiquée pour garantir une robustesse globale au système. la conception d'un SMC basé sur la méthode donnée est brièvement présentée ci-dessous.

B.2.1 Construction de la surface glissante

On pose $\frac{1}{J}Cr = \eta$

alors (B.1) est transféré comme :

$$\dot{\Omega} = -a\Omega + b.Ce^* - \eta \quad (\text{B.6})$$

Considération de l'incertitude de paramètres de moteur d'induction, L'équation de mécanique est exprimée comme:

$$\dot{\Omega} = -(a + \Delta a)\Omega + (b + \Delta b).Ce^* - (\eta + \Delta\eta) \quad (\text{B.7})$$

Où $\Delta a, \Delta b$ et $\Delta\eta$ sont les incertitude de a, b et η respectivement. Ces variables sont inconnues et c'est difficile à estimer.

Nous choisissons $x_1 = \Omega^* - \Omega$

$$\dot{x}_1 = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} = -ax_1 + u(t) + m(t) \quad (\text{B.8})$$

Où

$$\begin{cases} u(t) = a\Omega + \dot{\Omega} + \eta - bCe^* \\ m(t) = \Delta a\Omega + \Delta\eta - \Delta bCe^* \end{cases} \quad (\text{B.9})$$

L'intégration surface glissant est exprimée comme :

$$s(t) = x_1(t) - (a + k) \int_0^t x_1(\tau) d\tau = 0 \quad (\text{B.10})$$

Où k est le gain linéaire de retour état.

B.2.2 Conception de la loi de contrôle

la performance dynamique de le système est équivalent exprimé comme :

$$\dot{x}_1(t) = (a + k).x_1(t) \quad (\text{B.11})$$

On peut voir de équation (B.11) que le pôle pourrait être situé sur le Plan gauche du système de coordonnées. Autrement dit, la Vitesse Ω S'approchera asymptotiquement de la vitesse de référence Ω^* .

La loi de contrôle est conçue comme :

$$u(t) = kx_1(t) - \rho \cdot \text{sgn}(s) \quad (\text{B.12})$$

Où sgn est la fonction de signum et ρ est un positif constant.

B.2.3 Existence et accessibilité de mode glissant

Il peut être montré que la condition suivante est satisfaite quand $|\eta| - \rho < 0$ et $|\eta| - \rho > 0$. Alors le système est asymptotiquement stable.

$$s\dot{s} = s[\dot{x}_1(t) - (a + k)] \leq |s|(|\eta| - \rho) \leq 0 \quad (\text{B.13})$$

Dans (B.11), pour une grande valeur négative de k , le système aura une réponse de vitesse rapide et le dépassement est grand. D'autre part, si k est une valeur négative plus petite, le système a une réponse de vitesse plus lente [23].

Bibliographie

- [01] ABED Khoudir, "Techniques de commande avancées appliquées aux machines de type asynchrone", Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 22/06/2010.
- [02] Romain DELPOUX, "Contribution à l'identification, l'estimation et la commande des moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP)", Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, France 2012.
- [03] Abdelkarim SOUACI, "Commande et robustesse d'une machine à induction par mode glissant d'ordre supérieur", Mémoire de Magister, Université de Batna, 11/07/2010.
- [04] J.-P. Caron ,J.-P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", Edition Technip, Paris, 1995.
- [05] Imad Al-Rouh, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy I, France 12/07/2004.
- [06] M. Pinard, "Commande électronique des moteurs électriques", 2^{ème} édition, juin 2007.
- [7] T. Floquet, "Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur", Thèse PhD, Ecole Centrale de Lille, 2000.
- [08] Tahar TOUDJA, "Commande non linéaire robuste d'un moteur synchrone à aimant permanent", Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 09/02/2008.
- [9] Paul-Etienne VIDAL, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [10] Djamila AIT KAID "Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaires", Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou 2011.
- [11] M. M. Moustafa EZZAT, "Commande Non Linéaire Sans Capteur De La Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, France, 2011.
- [12] M.C. SOSSE ALAOUI, "Commande et observateur par modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur", Thèse de doctorat, Université Sidi Mohammed ben Abdellah, Maroc 08/07/2009.
- [13] Khelifa BENMANSOUR, "Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et observation des convertisseurs multicellulaires série: approche hybride", Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, France, 29/06/2009.
- [14] Amar SI AMMOUR, "Contribution à la commande par modes glissants d'ordre fractionnaire", Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 04/07/2011.

- [15] Lilia SIDHOM, "Sur les différentiateurs en temps réel: algorithmes et applications", Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Lyon, France 29/09/2011.
- [16] Farag ABDULGALIL, "Commande non linéaire dans les systèmes de forage pétrolier : contribution a la suppression du phénomène de STICK-SLIP " , Thèse Thèse de doctorat, Université Paris XI UFR scientifique d'Orsay, France 28/02/2006.
- [17] Vincent BREGEAULT, "Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants ", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, France,2010.
- [18] N. X. BAC, D. H. NGHIA, N. V. NHO, "A sliding mode controller for induction motor fed with three-level inverter", Proceedings of the 2009 IEEE. International Conférence on Information and Automation, June 22-25,2009 China
- [19] Abdelhamid ZEKKOUR, "Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associé à un observateur adaptatif", Mémoire de Magister, Université de Batna,11/07/2010.
- [20] N. S. BOUKHALFA, "Synthèse d'observateurs non linéaires : Application au diagnostic de défauts", Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou
- [21] Seifeddine BENGHALI, "On multiphysics modeling and control of marine current turbine systems", Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 08/12/2009.
- [22] Hanene TAMRABET, "Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone", Mémoire de Magister, Batna, 20/05/2006
- [23] Z. JUNHUI, W. CAISHENG, L. FENG, W.LEYI, C .ZHENG, "Nouvel integration sliding mode speed controller for vector controlled induction machines", National Science foundation USA 978-1-4577-1002-5/11/IEEE 2011.
- [24] B. DEHIBA, A. MEROUFEL, A. BENDAOU, M. B. BENABDELLAH, "Commande en vitesse par mode de glissement d'un moteur asynchrone avec limitation du courant par poursuite d'une surface de commutation", ACTA ELECTROTEHNICA Volume 48, Number 3, 2007.

RESUME: L'objectif principal dans le cadre de ce mémoire est l'étude de la commande robuste avec observation d'état de la machine asynchrone. La technique de commande utilisée est de type mode glissant d'ordre un et deux dans le but d'améliorer les performances et de remédier aux problèmes des incertitudes provoquées par les variations paramétriques en cours de fonctionnement ainsi pour assurer les bonnes performances statiques et dynamique du système. Les algorithmes de commande à régime glissant d'ordre supérieur sont développés pour éliminer le phénomène de chattering et pour assurer une certaine robustesse en fonctionnement à basse vitesses avec observateur.

Mots clés: machine asynchrone, commande robuste, mode glissant d'ordre un, mode glissant d'ordre deux, observateur Luemberger.

Abstract: The main aims in the context of this thesis is the study of the robust control with state observer of the asynchronous machine. The technique of control used is the sliding mode order one and two, in order to improve the performance and to remedy the problems of the uncertainties caused by parametric variations during operation and to ensure the good of static and dynamic performance of the system. The higher order of the algorithms sliding mode control are developed in order to eliminate the phenomenon of chattering and ensure a robustness at low speed operation of the machine with observer or estimator.

Keywords: asynchronous machine, robust control, first order sliding mode, second order sliding mode, Luemberger observer.

ملخص

الهدف الرئيسي في سياق هذه المذكرة هو دراسة التحكم المتين وملاحظة التغيرات الحالة في الآلة اللامتزامنة. على وجه الخصوص، ومن أجل تحسين المميزات وإيجاد حلول لمشكل تغيرات المعاملات أثناء نشاطها وضمان نوعية وكفاءة الساكنة والحركية للنظام من حيث السرعة والدقة، قمنا بدراسة التحكم الأسلوب الانزلاقي من الدرجة الأولى والثانية، وقد تم تطوير خوارزميات لهذا التحكم بأسلوب الانزلاقي بدرجات عالية مطابقة من أجل القضاء على ظاهرة الضجيج وضمان نوع من القوة في حالة التشغيل بسرعة منخفضة.

الكلمات المفتاحية: الماكنة اللامتزامنة، المراقبة متينة، الأسلوب الانزلاقي درجة أولى، لاقط لوميرجر، الأسلوب الانزلاقي درجة ثانية.