

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud MAMMERRI, Tizi-Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Automatique

Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme

Master académique en automatique

Option commande des systèmes

Thème

***La commande par mode glissant
d'un moteur asynchrone***

Dirigé par :

M. SAIDI.K

Présenté par :

M^{elle} GAOUAOUI Djamila

Soutenu le : 27 / 09 /2012

Promotion 2012

Remerciements

Mes sincères remerciements vont d'abord à mon promoteur «M. OSAJDI» qui a suivi l'évolution de mon projet, et pour son aide précieuse, je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude et reconnaissance.

Je tiens à remercier chaleureusement les membres du jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'évaluer ce projet.

Mes remerciements vont également à tous les Enseignants du Département Automatique.

Enfin, que tous ceux, qui de près ou de loin, ont participé à l'élaboration de ce travail trouvent ici l'expression de mes meilleurs remerciements.

Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail
A ma mère et mon père,
A mes frères Boualeme, Samir, Mohammed et sa femme Naima,
A mes sœurs Hacéra et Hakima,
A mes meilleures amies Zineb et Lilia,
Et à tous mes amis(es).*

Résumé

Le but de ce travail est l'application d'un régulateur par mode glissant pour la commande de vitesse d'un moteur asynchrone. Pour cela nous avons commencé d'abord par le développement d'un modèle mathématique décrivant le fonctionnement de la machine asynchrone, ensuite nous avons passé à la théorie de commande par mode glissant. Et à la fin on a appliqué ce type de commande au moteur asynchrone.

Mots clés: MAS, commande vectorielle, commande scalaire, réglage par mode glissant.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction générale	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I : Etat de l'art de la machine asynchrone

I.1 Modélisation de la machine asynchrone	4
I.1.1 Introduction	4
I.1.2 Description de la machine	4
I.1.2.1 Le stator	5
I.1.2.2 Le rotor	5
I.1.2.3 Les paliers	6
I.1.3 Hypothèses simplificatrices	6
I.1.4 Modèle de la machine asynchrone triphasé	7
I.1.5 Transformation de Park	11
I.1.6 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park	13
I.1.7 Choix du référentiel	14
I.1.7.1 Référentiel lié au stator	15
I.1.7.2 Référentiel lié au rotor	15
I.1.7.3 Référentiel lié au champ tournant	15
I.2 Variation de la vitesse d'un moteur asynchrone	16
I.2.1 Intérêt de la variation de vitesse	16
I.2.2 La variation de la vitesse d'un moteur asynchrone	17
I.2.2.1 Réglage par variation du nombre de paires de pôles	17
I.2.2.2 Réglage par action sur le glissement	18
I.2.2.3 Réglage par variation de la fréquence	18
I.3 Stratégies de commande d'une machine asynchrone	18
I.3.1 La commande scalaire	19
I.3.1.2 Principe de la méthode	19
I.3.1.3 Résultats et interprétations	24
I.3.1.4 Conclusion	24
I.3.2 La commande vectorielle	25
I.3.2.1 Principes de la commande vectorielle par orientation de flux	25

I.3.2.2 Procédé d'orientation du flux	26
I.3.2.3 Méthodes du contrôle vectoriel	28
I.3.2.3.1 Commande directe	28
I.3.2.3.2 Commande indirecte	28
I.3.2.3.3 Commande simplifiée	28
I.3.2.4 Les estimateurs de commande	29
I.3.2.5 Le découplage	31
I.3.2.6 Le découplage par compensation	31
I.3.2.7 Détermination des régulateurs	33
I.3.2.7.1 Le régulateur de courant I_φ	33
I.3.2.7.2 Le régulateur de courant I_{qs}	35
I.3.2.7.3 Le régulateur de vitesse	37
I.3.2.8 Résultats et interprétations	38
I.4 Conclusion	41

CHAPITRE II : Théorie de commande par mode glissant

II.1 Introduction	43
II.2 Les systèmes à structures variables	44
II.2.1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable	45
II.2.2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande	46
II.3 Principe de la commande a structure variable par régime glissant	47
II.4 Conditions pour l'existence du mode de glissement	49
II.5 Conception de la commande par mode de glissement	50
II.6 Expression analytique de la commande	55
II.7 Phénomène de réticence	57
II.8 Elimination du phénomène de chattering	57
II.8.1 Solution de couche limite	57
II.8.2 Solution basée sur un observateur	59
II.8.3 Commande par mode glissant d'ordre supérieur	59

II.9 Conclusion	59
------------------------------	----

CHAPITRE III : application de commande par mode glissant à la MAS

III.1 Introduction	61
III.2 Application du mode glissant à la partie mécanique du moteur	61
III.2.1 Représentation d'état du système	62
III.2.2 Structure du régulateur de vitesse par mode de glissement	63
III.2.2.1 Choix de la surface de glissement	63
III.2.2.2 Détermination de la loi de commande et des conditions de glissement	63
III.2.3 Résultats et interprétations	65
III.3 Application à la commande scalaire	66
III.3.1 Représentation d'état du système	66
III.3.2 Choix de la surface de glissement	68
III.3.3 Détermination de la loi de commande et des conditions de glissement	69
III.3.4 Résultats et interprétations	70
III.4 Application à la commande vectorielle	72
III.4.1 Représentation d'état du système	72
III.4.2 Choix de la surface de glissement	74
III.4.3 Détermination de la loi de commande et des conditions de glissement	74
III.4.4 Résultats et interprétations	75
III.5 Tests de robustesse	78
III.6 Conclusion	82
Conclusion générale	84
Annexes	85
Références	86

LISTE DES FIGURES

Liste des figures

Figure I.1 : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.	5
Figure I. 2 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.	7
Figure 3 : Repère de Park.....	12
Figure I.4 : Schéma bloc du processus.	21
Figure I.5 : Autopilotage d'un moteur asynchrone.....	22
Figure I.6 : Schéma bloc du processus autopiloté et à flux constant	23
Figure I.7.a : Réponse de la vitesse à vide.....	24
Figure I.7.b : Couple électromagnétique.	24
Figure I.7.c : Le flux rotorique.....	24
Figure I.8 : Principe d'orientation du flux rotorique.	27
Figure I.9 : Estimateur de flux.....	29
Figure I.10 : Commande découplée (expression de I_ϕ et I_{q_s}).	32
Figure I.11 : Commande découplée (expression de Φ_r et C_{em})......	33
Figure I.12 : Boucle de régulation du courant I_ϕ	33
Figure I.13 : Boucle de régulation du courant I_{q_s}	35
Figure I.14 : Boucle de régulation de la vitesse	37
Figure I.15 : Diagramme bloc du régulateur IP	38
Figure I.16.a : Réponse de la vitesse à vide puis en charge à $t=1.1s$	39
Figure I.16.b : La réponse après régulation de la vitesse.....	39
Figure I.17.a : Réponse du couple électromagnétique.....	39
Figure I.17.b : Réponse du couple électromagnétique après régulation du courant.	39
Figure I.18.a: Réponse du courant I_ϕ	40
Figure I.18.b : Réponse du courant I_ϕ après régulation.	40
Figure I.19.a : Réponse du courant I_{q_s}	40
Figure I.19.b : Réponse du courant I_{q_s} après régulation.	40
Figure I.20.a: le flux rotorique.	40
Figure I.20.b: le flux rotorique après régulation de	40
Figure II.1 : Différent modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	45
Figure II. 2 : Configuration par changement de retour d'état.	45

Figure II.3 : Configuration par changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.	47
Figure II.4.a : Glissement idéal.	48
Figure II.4.b : Glissement réel.....	48
Figure II.5 : Démonstration du mode de glissement.	49
Figure II.6 : Linéarisation exacte de l'écart.	51
Figure II.7 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface de glissement.	53
Figure II.8 : Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min}	55
Figure II.9 : Représentation de la fonction <i>Sign</i>	56
Figure II.10 : Phénomène de chattering autour de la surface de glissement.	57
Figure II.11 : Représentation de la fonction <i>sat</i>	58
Figure III.1 : Vitesse et couple.	65
Figure III. 2 : Schéma de simulation de la commande par mode glissant de la partie mécanique d'un moteur asynchrone.	66
Figure III.3 : Résultats pour la première consigne	70
Figure III.4 : Résultats pour la deuxième consigne.....	71
Figure III.5 . Résultats pour la troisième consigne	71
Figure III.6 : Schéma de simulation de la commande par mode pour la commande scalaire d'un moteur asynchrone	72
Figure III.7 : Résultats pour la première consigne	76
Figure III.8 : Résultats pour la deuxième consigne.....	76
Figure III.9 : Résultats pour la troisième consigne	77
Figure III.10 : Schéma de simulation de la commande par mode pour la commande vectorielle d'un moteur asynchrone.....	78
Figure III.11 : Résultats pour la première consigne	79
Figure III.12 : Résultats pour la deuxième consigne.....	79
Figure III.13 : Résultats pour la troisième consigne	80
Figure III.14 : Résultats pour la première consigne	81
Figure III.15 : Résultats pour la deuxième consigne.....	81
Figure III.16: Résultats pour la troisième consigne	82

NOTATIONS

Notations et symboles

MAS	Machine asynchrone triphasé.
MCC	Machine à courant continu.
CSV	commande à structure variable.
MG	Mode de glissement.
PI	Régulateur de type Proportionnel-Intégrale.
a,b,c	Phases du enroulement statorique.
A,B,C	Phases rotoriques.
d,q	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
θ	Angle entre l'axe de la phase du premier enroulement statorique et l'axe du rotor.
θ_s	Angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement statorique et l'axe d.
θ_r	Angle entre l'axe de la première phase du rotor et l'axe d.
ω	vitesse relative du rotor.
ω_s	vitesse du champ tournant.
ω_r	pulsation de glissement.
V_a, V_b, V_c	Tensions des trois phases de l'enroulement statorique.
V_A, V_B, V_C	Tensions des trois phases de l'enroulement rotorique.
I_a, I_b, I_c	Courants des trois phases de l'enroulement statorique.
I_A, I_B, I_C	Courants des trois phases de l'enroulement rotorique.
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Flux des trois phases de l'enroulement statorique.
Φ_A, Φ_B, Φ_C	Flux des trois phases de l'enroulement rotorique.
V_{ds}, V_{dr}	Tensions respectivement de l'enroulement statorique et rotorique dans l'axe d.
V_{qs}, V_{qr}	Tensions respectivement de l'enroulement statorique et rotorique dans l'axe q.
I_{ds}, I_{dr}	Courants respectivement de l'enroulement statorique et rotorique dans l'axe d.
I_{qs}, I_{qr}	Courants respectivement de l'enroulement statorique et rotorique dans l'axe q.
Φ_{ds}, Φ_{dr}	Flux respectivement de l'enroulement statorique et rotorique dans l'axe d.
Φ_{qs}, Φ_{qr}	Flux respectivement de l'enroulement statorique et rotorique dans l'axe q.
Φ	Flux rotorique résultant.

R_a, R_b, R_c	Résistances des trois phases de l'enroulement statorique.
R_A, R_B, R_C	Résistances des trois phases de l'enroulement rotorique.
L_a, L_b, L_c	Inductance cyclique des trois phases de l'enroulement statorique.
L_A, L_B, L_C	Inductance cyclique des trois phases de l'enroulement rotorique.
M_{sr}	Inductance mutuelle entre phase statorique et phase rotorique.
M_{rs}	Inductance mutuelle entre phase rotorique et phase statorique.
M	Inductance mutuelle cyclique
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
f_v	Coefficient de frottement visqueux.
J	Moment d'inertie.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
Ω_n	Vitesse nominale du moteur.
g	Le glissement.
p	Nombre de paire de pôles.
$P(\theta)$	Matrice de Park.
s	Opérateur de Laplace.
K_p, K_i	Constantes du régulateur PI (proportionnelle - intégrale)
σ	Coefficient de dispersion magnétique.
u_{eq}	Commande équivalente.
u_s	Commande discontinue.

Les autres symboles utilisés son définis dans le texte.

***INTRODUCTION
GENERALE***

Introduction générale

La machine asynchrone (MAS), de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. TESLA, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse du synchronisme on dit alors qu'il y a glissement.

La première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupée une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

La commande vectorielle constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

De nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques. Le recours à des algorithmes de commande robuste est donc souhaitable aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire.

La commande à structure variable (CSV) qui par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper-surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper-surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper-surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées.

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis, de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissement ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et une commande discontinue de haute fréquence.

Ainsi donc ce mémoire est organisé comme suit :

Dans la première partie du premier chapitre, on donnera la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera aux méthodes de variation de la vitesse de la machine. Puis dans la troisième partie on exposera les principes de la commande scalaires et vectorielle des machines asynchrones, en se limitant plus particulièrement à la commande simplifiée à flux rotorique orienté.

Dans le deuxième chapitre on présente, les fondements de la commande par mode de glissement. On mettra notamment en évidence les principales forces de cette technique que sont sa robustesse ainsi que la grande variété des problèmes qu'elle permet de traiter. On détaillera également sa principale faiblesse liée au phénomène de réticence, mais aussi les moyens d'y remédier.

Dans le dernier chapitre on va appliquer la commande par mode glissant sur un moteur asynchrone. On l'applique d'abord sur la partie mécanique du moteur car celle-ci possède une dynamique plus lente que la partie électrique, puis en l'applique sur la commande scalaire

(alimentée en courant) et en termine par son application à la commande vectorielle (alimentée en tension).

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

CHAPITRE 1

***ETUDE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE A CAGE***

I.1 Modélisation de la machine asynchrone

I.1.1 Introduction

Le Moteur Asynchrone ou Moteur à Induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone ; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans ce chapitre, nous présenterons d'abord le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et sa transformation dans le système diphasé. Puis en passe à la commande de cette dernière, où on va utiliser deux types de commandes ; la commande vectorielle à flux rotorique orienté et la commande scalaire.

I.1.2 Description de la machine

Une MAS comporte une partie fixe, dite stator, constituée par des empilages de tôles à faible taux de perte, supportant des bobinages symétrique triphasées, alimentés en alternatif triphasé. Une partie mobile, dite rotor, qui n'est pas alimentée, elle est en court circuit et peut être de deux type:

- Bobinée (à bague).
- A cage d'écureuil.

Et une partie mécanique, dite paliers, qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

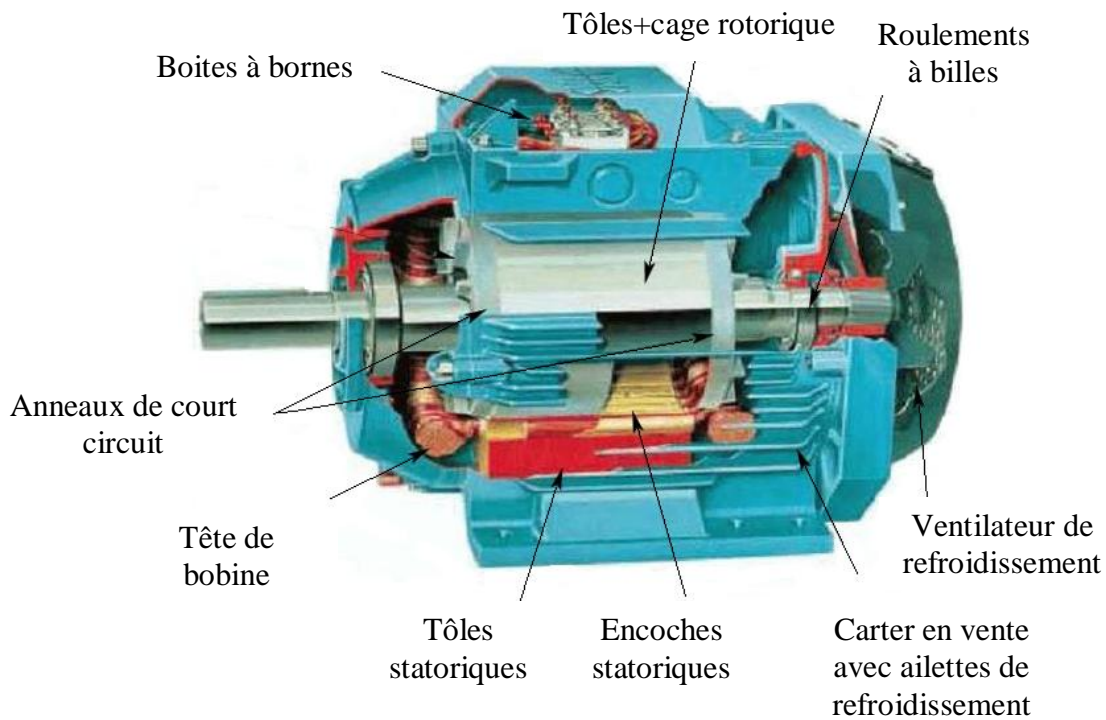


Fig. I.1 Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.1.2.1 Le stator

Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles d'acier qui constitue un cylindre vide. Ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure et généralement sont isolées entre elles par une couche de vernis afin de limiter la circulation des courants de Foucault. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles loge un bobinage triphasé. Les enroulements statoriques logés dans les encoches peuvent être insérés de manière imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'isolation entre ces enroulements et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

I.1.2.2 Le rotor

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué d'un empilement de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celle utilisées pour la construction du stator. Il existe deux types de rotors, le rotor bobinés et le rotor à cage d'écureuil.

Le circuit magnétique du rotor bobiné comprend un enroulement triphasé semblable à celui du stator. Placé dans les encoches rotoriques, il est composé de trois enroulements connectés en étoile, l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague qui tourne avec l'arbre. Ces bagues permettent grâce à trois balais d'accéder aux trois phases rotoriques.

En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre introduites dans les encoches. Ces barres sont reliées à chaque extrémité par deux anneaux qui les court-circuitent. Pour les moteurs de petites et moyennes puissances, les barres et les anneaux de court-circuit sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé [16].

I.1.2.3 Les paliers

Les paliers permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, ils sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble de ces constituants (le stator, le rotor et les paliers) forme alors la machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.1.3 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone (MAS), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices:

- Entrefer constant, effet d'encoche négligé.
- Pas de variations des résistances des enroulements rotoriques et statoriques en fonction de la température
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau sont négligeables.
- On admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoidale. On suppose aussi que la machine est parfaitement symétrique.

I.1.4 Modèle de la machine asynchrone triphasé

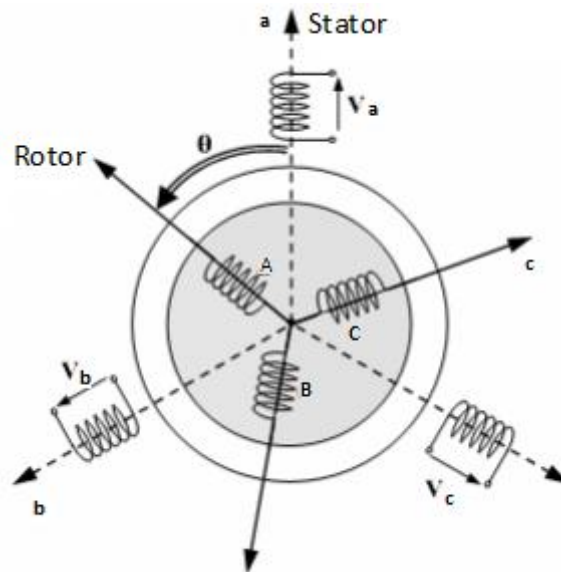


Fig. I.2 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

La MAS triphasée est représentée schématiquement par:

- trois enroulements statoriques fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- trois enroulements rotoriques identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont court-circuités et la tension à leurs bornes est nulle.

θ est l'angle électrique entre l'axe de première phase statorique et la première phase rotorique.

En prenant en compte les hypothèses simplificatrices citées précédemment, les équations qui décrivent le fonctionnement de la machine sont :

a. Equations électriques

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit:

✚ pour le stator :

$$\begin{cases} V_a = R_a I_a + \frac{d[\Phi_a]}{dt} \\ V_b = R_b I_b + \frac{d[\Phi_b]}{dt} \\ V_c = R_c I_c + \frac{d[\Phi_c]}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

✚ pour le rotor (à cage):

$$\begin{cases} 0 = V_A = R_A I_A + \frac{d[\Phi_A]}{dt} \\ 0 = V_B = R_B I_B + \frac{d[\Phi_B]}{dt} \\ 0 = V_C = R_C I_C + \frac{d[\Phi_C]}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Les équations (I.1) (I.2) peuvent se mettre sous la forme matricielle :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; [I_s] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix}$$

La matrice des résistances R_s , où sont regroupées les résistances de chacune des phases statoriques, se met sous la forme suivante :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix}$$

La matrice des résistances R_r , où sont regroupées les résistances de chacune des phases rotoriques, se met sous la forme suivante :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix}$$

V_a, V_b, V_c	Tensions instantanées aux bornes des enroulements statoriques
I_a, I_b, I_c	Courants instantanés dans les phases des enroulements statoriques.
R_a	Résistance statorique de la phase a.
R_A	Résistance rotorique de la phase A.
Φ_a, Φ_b, Φ_c	Flux totalisés instantanés traversant les enroulements statoriques.
Φ_A, Φ_B, Φ_C	Flux totalisés instantanés traversant les enroulements rotoriques.

b. Equations de flux

Directement sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (I.4)$$

Dans l'équation (I.4) nous devons définir les matrices d'inductances :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{ab} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_{AB} & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

- L_{aa} L'inductance propre de la phase a .
- L_{ab} L'inductance mutuelle entre la phase a et b .
- $[M_{sr}]$ La matrice des inductances mutuelles entre stator et rotor.
- M La matrice des inductances mutuelles maximales entre stator et rotor, par exemple phase A et phase a alignées sur le même axe magnétique.
- θ L'écart angulaire entre deux phases, statorique et rotorique correspondant.

c. Equations mécaniques

L'équation électrique dépend de la position angulaire du rotor au travers des mutuelles stator/rotor. Il est donc indispensable de relier cette équation à l'équation mécanique régissant la position angulaire du rotor. Le principe fondamental de la dynamique appliqué au rotor permet d'exprimer l'accélération du rotor en fonction du couple électromagnétique et du couple de charge :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \\ \Omega = \frac{d\theta}{dt} \\ C_{em} = p [I_s]^T \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [I_r] \end{cases} \quad (I.6)$$

Avec J représente le moment d'inertie de la machine étudiée, Ω sa vitesse mécanique du rotor, C_{em} son couple électromagnétique, f_v son frottement visqueux et C_r son couple de charge appliqué à la machine.

L'équation (I.6) lie la vitesse rotorique à la position du rotor. Les paramètres J , f_v et C_r dépendent directement de la machine étudiée et de sa charge.

Les relations (I.7) donnent un récapitulatif des équations électriques et mécaniques qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone à cage.

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt} \\ [\Phi_s] = [L_s] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt} \\ [\Phi_r] = [L_r] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - f_v \Omega - C_r) \\ C_{em} = p [I_s]^T \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [I_r] \end{array} \right. \quad (I.7)$$

Le problème du traitement des équations en grandeur triphasée est celui d'avoir un système non linéaire à cause notamment des inductances mutuelles en fonction de l'angle (voir équations (I.5)). Pour cette raison nous allons travailler par la suite avec un modèle transformé dans un repère à deux axes orthogonaux qui va permettre de rendre toutes les inductances constantes, la transformation est dite de *Park* (Park 1929), le système reste néanmoins non linéaire.

I.1.5 Transformation de Park

La transformation de Park, consiste tout d'abord à remplacer le moteur triphasé par le moteur biphasé équivalent. D'un système triphasé fixe on passe à un système biphasé fixe (les grandeurs restent sinusoïdales) puis à un repère tournant à la vitesse du champ statorique ; dans ce repère les grandeurs électriques deviennent des grandeurs continues.

Cette transformation nécessite de nombreuses opérations mathématiques et d'avoir accès à tous les paramètres de la machine (résistances, inductances, flux). La transformation réciproque, également possible, va permettre de générer les courants alternatifs statoriques dans le moteur triphasé.

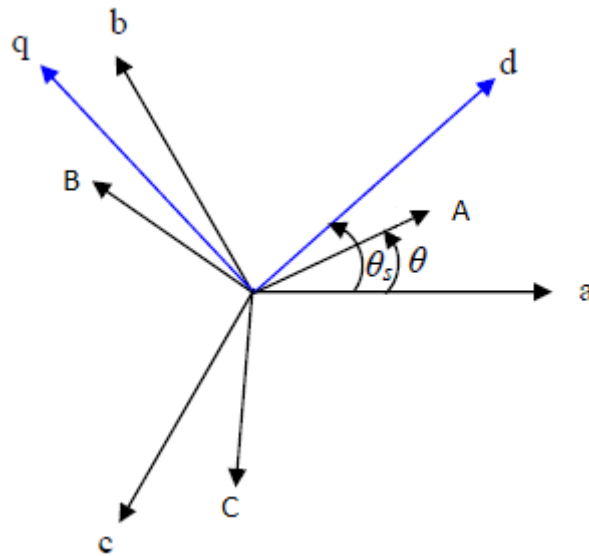


Fig. I.3 Repère de Park.

Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées dans un même repère (axe direct d et axe en quadrature q).

La transformation de Park est définie comme suit:

$$\begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix} = P(\theta) \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Où X peut être un courant, une tension ou un flux. Les termes X_d , X_q représentent les composantes longitudinales et transversales des variables statorique tensions, courants, flux et inductances. θ représente la position du rotor [9].

La transformation de Park définie par la matrice de rotation $[p(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

I.1.6 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

En appliquant la transformée de Park pour chaque vecteur défini précédemment (tension, courant, flux), en remplaçant dans la matrice de Park θ par θ_s pour les équations du stator et θ par θ_r pour celles du rotor, on obtient :

a. Equations électriques

✚ Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{d_s} = R_s I_{d_s} + \frac{d}{dt} \Phi_{d_s} + \omega_s \Phi_{q_s} \\ V_{q_s} = R_s I_{q_s} + \frac{d}{dt} \Phi_{q_s} - \omega_s \Phi_{d_s} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

✚ Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{d_r} + \frac{d}{dt} \Phi_{d_r} - \omega_r \Phi_{q_r} \\ 0 = R_r I_{q_r} + \frac{d}{dt} \Phi_{q_r} + \omega_r \Phi_{d_r} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Avec :

$$\omega_r = \omega_s - \omega \quad \left| \begin{array}{l} \omega_r : \text{pulsation de glissement.} \\ \omega_s : \text{vitesse du champ tournant.} \\ \omega : \text{vitesse relative du rotor.} \end{array} \right.$$

b. Equations de flux

✚ Pour le stator :

$$\begin{cases} \Phi_{d_s} = L_s I_{d_s} + M I_{d_r} \\ \Phi_{q_s} = L_s I_{q_s} + M I_{q_r} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

✚ Pour le rotor :

$$\begin{cases} \Phi_{d_r} = L_r I_{d_r} + M I_{d_s} \\ \Phi_{q_r} = L_r I_{q_r} + M I_{q_s} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

c. Equations mécaniques

Afin de concevoir le modèle complet il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique caractérisant le mode lent de la machine. Le couple électrique, fourni par la machine et l'équation mécanique de mouvement s'exprime comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (\text{I.15})$$

Avec :

$$\begin{cases} C_{em} = p(\Phi_{d_s} I_{q_s} - \Phi_{q_s} I_{d_s}) \\ \text{ou bien} \\ C_{em} = \frac{3}{2} p(\Phi_{d_s} I_{q_s} - \Phi_{q_s} I_{d_s}) \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

On peut aussi, on utilisant les flux rotoriques obtenir:

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{d_r} I_{q_s} - \Phi_{q_r} I_{d_s}) \quad (\text{I.17})$$

I.1.7 Choix du référentiel

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytique. Trois types de référentiels sont intéressants. En pratique, le choix se fait en fonction du problème étudié.

I.1.7.1 Référentiel lié au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation.

Il est caractérisé par:

$$\begin{cases} \theta_s = 0 \\ \theta_r = -\theta \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Alors :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \theta_s = 0 \\ \frac{d}{dt} \theta_r = -\frac{d}{dt} \theta = -\omega \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

I.1.7.2 Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régime transitoire ou la vitesse de rotation est considérée comme constante, il est caractérisé par:

$$\begin{cases} \theta_s = 0 \\ \theta_r = \theta \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Alors :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \theta_s = 0 \\ \frac{d}{dt} \theta_r = \frac{d}{dt} \theta = \omega \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

I.1.7.3 Référentiel lié au champ tournant

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé lorsque la fréquence de l'alimentation est constante, et à fréquence variable lors de petites perturbations autour d'un régime donné, ce type de référentiel est caractérisé par les équations :

$$\begin{cases} \theta_s = \omega_s t \\ \theta_r = g \omega_s t \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

Alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \theta_s = \omega_s \\ \frac{d}{dt} \theta_r = g \omega_s = \omega_s - \omega = \omega_r \end{array} \right. \quad (\text{I.23})$$

(g Est le glissement. $g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$)

Dans notre étude nous avons choisi le référentiel (d-q) lié au champ tournant, Les relations (I.24) donnent un récapitulatif des équations électriques et mécaniques qui régissent sur le modèle de la machine asynchrone à cage dans un repère de Park.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d_s} = R_s I_{d_s} + \frac{d}{dt} \Phi_{d_s} - \omega_s \Phi_{q_s} \\ V_{q_s} = R_s I_{q_s} + \frac{d}{dt} \Phi_{q_s} + \omega_s \Phi_{d_s} \\ V_{d_r} = 0 = R_r I_{d_r} + \frac{d}{dt} \Phi_{d_r} - \omega_r \Phi_{q_r} \\ V_{q_r} = 0 = R_r I_{q_r} + \frac{d}{dt} \Phi_{q_r} + \omega_r \Phi_{d_r} \\ \Phi_{d_s} = L_s I_{d_s} + M I_{d_r} \\ \Phi_{q_s} = L_s I_{q_s} + M I_{q_r} \\ \Phi_{d_r} = L_r I_{d_r} + M I_{d_s} \\ \Phi_{q_r} = L_r I_{q_r} + M I_{q_s} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{d_r} I_{q_s} - \Phi_{q_r} I_{d_s}) \end{array} \right. \quad (\text{I.24})$$

I.2 Variation de la vitesse d'un moteur asynchrone

I.2.1 Intérêt de la variation de vitesse

De nombreux systèmes industriels entraînés par des moteurs électriques utilisent la variation de vitesse pour optimiser leur fonctionnement (réglage du débit d'une pompe, de la vitesse d'un ventilateur, réglage de la vitesse d'un système de transport (train, téléphérique) etc.)

Deux technologies permettent d'obtenir cette variation de vitesse :

- La technologie mécanique : boîte de vitesse de voiture, système poulie-courroie de perceuse etc.

- La technologie électronique : variateurs de vitesse.

Cette dernière technologie présente de nombreux avantages (diminution des pertes mécaniques, diminution des surintensités et à-coups au démarrage, réglage précis et modification facile de la valeur de la vitesse etc.)

I.2.2 La variation de la vitesse d'un moteur asynchrone

Le réglage de la vitesse de la machine asynchrone est obtenu en agissant sur le couple qu'elle produit, soit, si l'on se réfère à son expression ci-dessus : le nombre de paires de pôles, le glissement ou la fréquence d'alimentation de la machine.

$$\Omega = \Omega_s(1 - g) = \frac{f(1-g)}{p} \quad (\text{I.25})$$

Avec :

$$\Omega_s = \frac{f}{p} \quad (\text{I.26})$$

(Ω_s : vitesse de synchronisme)

Et :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (\text{I.27})$$

g : Le glissement.

I.2.2.1 Réglage par variation du nombre de paires de pôles

Ceci donnant une variation non continue de la vitesse ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré.

I.2.2.2 Réglage par action sur le glissement

L'utilisation de résistances rotorique permet un réglage de la vitesse au dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor.

I.2.2.3 Réglage par variation de la fréquence

La solution qui paraît, a priori, la plus simple pour faire varier la vitesse d'un moteur asynchrone est celle qui consiste à faire varier la fréquence de sa source d'alimentation. La mise en œuvre de ce principe pour des applications industrielles utilise un convertisseur triphasé-triphasé qui transforme le système industriel triphasé de tensions de fréquence et d'amplitude fixes, aux légères fluctuations normales près, en un système triphasé de tensions ou de courants de fréquence et d'amplitude maîtrisées.

Les principaux types de convertisseurs employés pour les moteurs asynchrones sont des convertisseurs indirects de fréquence, c'est-à-dire qui utilisent un étage intermédiaire à fréquence nulle (tension ou courant continu) par l'association d'un convertisseur alternatif-continu (redresseur) et d'un convertisseur continu-alternatif (onduleur). Plusieurs technologies de convertisseurs reposent sur ce principe, selon que l'étage à fréquence nulle est constitué d'une source de tension ou d'une source de courant et selon les formes d'ondes produites par l'onduleur.

Des convertisseurs directs de fréquence, dénommés cycloconvertisseurs, qui réalisent la conversion de fréquence sans recourir à un étage intermédiaire à fréquence nulle, sont aussi utilisés pour des cas particuliers d'entraînements par moteurs asynchrones de forte puissance (quelques mégawatts).

I.3 Stratégies de commande d'une machine asynchrone

Afin de faire fonctionner les machines asynchrone dans des plages de vitesse variable, plusieurs stratégies de commande peuvent être envisagées pour permettre de conserver les performances fixées à l'avance même en présence de perturbations et de variations paramétriques.

Généralement on trouve trois types de commandes :

- Commande scalaire.
- Commande vectorielle.
- Commande directe du couple.

Dans notre cas on va étudier les deux premières.

I.3.1 La commande scalaire

D'une façon générale utilisée pour les systèmes en boucle ouverte, la commande scalaire approvisionne un grand nombre d'applications où le besoin majeur est de changer la vitesse du moteur et réaliser une commande efficace, elle est également rentable et simple à implémenter. Ce type de contrôle convient surtout pour des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone [1].

I.3.1.2 Principe de la méthode

Pour faire varier la vitesse sans modifier le couple, il faut garder le flux de la machine constant, soit en imposant le rapport *tension/fréquence*, soit avec une commande avec auto pilotage qui asservit la fréquence et courant statorique. Dans notre cas on s'est intéressé à la commande en courant, car la commande en tension est tributaire des paramètres de la machine, on utilise pour cela le modèle où les courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}) et la vitesse de glissement (ω_r) sont considérées comme variables de commande, le couple résistant (C_r) comme perturbation et les flux rotoriques (Φ_{dr}, Φ_{qr}) et la vitesse mécanique (Ω) comme variables d'états [6].

La forme générale de l'équation d'état est uniforme et s'écrit de la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (I.28)$$

a. Modélisation de la machine alimentée en courant

A partir des équations électriques et mécaniques qui régissent sur le modèle de la machine asynchrone à cage dans un repère de Park représentées dans la première partie de ce chapitre (équation I.24) et pour une alimentation en courant, on pose :

$$x = \left[-\frac{\Phi_{qr}}{L_r} \quad \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \quad \Omega \right]^T = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T : \text{est le vecteur d'état}$$

$$u = [I_{d_s} \ I_{q_s} \ \omega_r]^T = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T : \text{est le vecteur de commande.}$$

Nous obtenons le modèle mathématique décrivant les dynamiques du moteur :

➤ **Partie électrique :**

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{T_r} x_1 + (\omega_s - \omega) x_2 \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{T_r} x_2 - (\omega_s - \omega) x_1 + \frac{K_e}{T_r} I_{sm} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} ; K_e = \frac{M}{L_r}$$

I_{sm} Est la valeur maximale du courant statorique I_s .

➤ **Partie mécanique :**

$$\dot{\omega} = -\frac{1}{T_m} \omega + \frac{K_m}{T_m} (C_{em} - C_r) \quad (\text{I.30})$$

Avec :

$$C_{em} = a_m I_{sm} x_1 \quad (\text{I.31})$$

Et :

$$T_m = \frac{J}{f_v} ; K_m = \frac{1}{f_v} ; a_m = p M ; \omega = p \Omega.$$

Le flux rotorique est donné par :

$$\Phi_r = L_r \sqrt{x_1^2 + x_2^2} \quad (\text{I.32})$$

Ceci est illustré par le schéma bloc de la figure (I.4) :

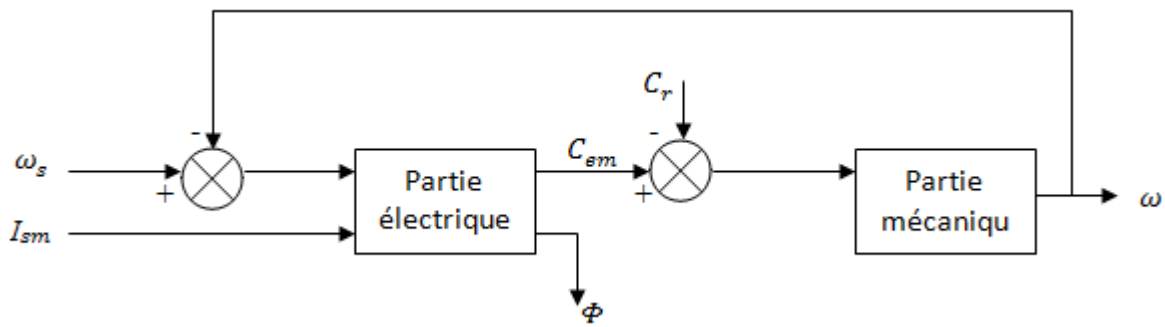


Fig. I.4 Schéma bloc du processus.

Cette figure met en évidence l'interaction de la sortie ω sur l'entrée ω_s qui peut être éliminée par un autopilotage.

b. Autopilotage et asservissement du flux

Dans un fonctionnement classique à fréquence variable de la machine asynchrone les grandeurs d'entrées sont I_s (ou V_s), ω_s (ou ω_r), les grandeurs de sortie étant Φ_r , C_{em} et ω . Pour le choix des grandeurs d'entrée c'est-à-dire les grandeurs sur les quelles on doit agir pour modifier le point de fonctionnement, nous parlons de fonctionnement direct ou autopiloté. De plus les grandeurs sont indépendantes, soit liées entre elles de manière à satisfaire une condition de fonctionnement telle que le flux reste constant, puissance constante etc.

Notre travail consiste à effectuer la synthèse de la commande d'un moteur asynchrone autopiloté alimenté en courant (entrées : I_s , ω_r) et de fonctionnement à flux constant.

b.1 Autopilotage

Pour la machine asynchrone l'autopilotage est le même pour les deux modes de fonctionnement (figure I.5) la pulsation de rotation ω est ajoutée ou retranchée à la pulsation rotorique ω_r , le résultat de l'opération étant ω_s , ceci conduit à une expression algébrique simple.

$$\omega_s = \omega_r \pm \omega \quad (\text{I.33})$$

+ : pour le fonctionnement en moteur.

- : pour le fonctionnement en génératrice.

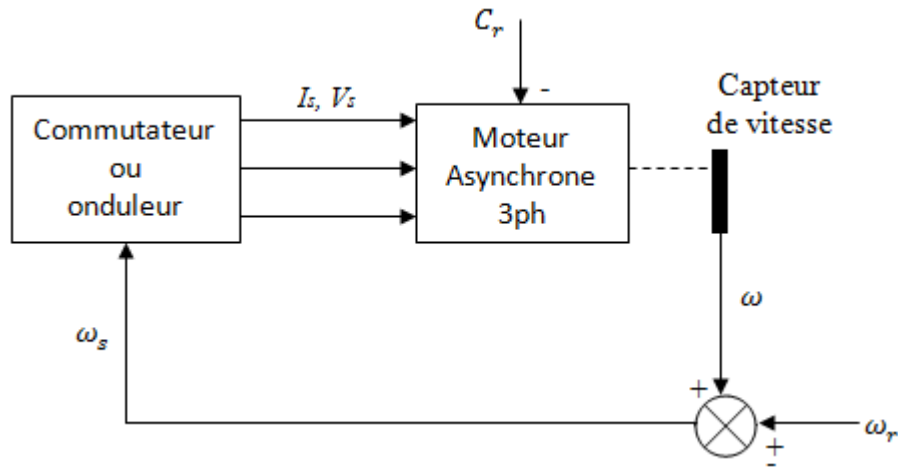


Fig. I.5 Autopilotage d'un moteur asynchrone.

b.2 Asservissement du flux

Il faut établir une expression algébrique I_s en fonction de ω_r obtenue à partir des équations électriques du régime permanent qui s'écrivent :

$$0 = -\frac{1}{T_r}x_1 + \omega_r x_2 \quad (\text{I.34})$$

$$0 = -\frac{1}{T_r}x_2 - \omega_r x_1 + \frac{K_e}{T_r}I_{sm} \quad (\text{I.35})$$

A partir de ces équations et l'équation (I.32):

$$\begin{cases} x_1 = \frac{K_e T_r \omega_r I_{sm}}{1 + (T_r \omega_r)^2} \\ x_2 = \frac{K_e I_{sm}}{1 + (T_r \omega_r)^2} \\ \Phi_r = \frac{K_e L_r I_{sm}}{\sqrt{1 + (T_r \omega_r)^2}} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

Et pour maintenir le flux constant égal au flux nominal Φ_{rn} il faut :

$$I_{sm} = \frac{\Phi_{rn}}{K_e L_r} \sqrt{1 + (T_r \omega_r)^2} \quad (\text{I.37})$$

Donc :

$$I_{sm} = \frac{\Phi_{rn}}{M} \sqrt{1 + (T_r \omega_r)^2} \quad (\text{I.38})$$

Sachant que :

$$I_{\phi} = \frac{\Phi_{rn}}{M} \quad (\text{I.39})$$

La loi non linéaire permettant de maintenir le flux constant en régime permanent s'écrit :

$$I_{sm} = I_{\phi} \sqrt{1 + (T_r \omega_r)^2} \quad (\text{I.40})$$

Cependant pour la simulation, il est nécessaire de connaître le courant magnétisant, ainsi nous allons proposer une méthode de calcul utilisant les caractéristiques données sur la plaque signalétique du moteur. Pour un fonctionnement nominal la loi s'écrit :

$$I_{sn} = I_{\phi} \sqrt{1 + (T_r \omega_r)^2} \quad (\text{I.41})$$

$$I_{\phi} = \frac{I_{sn}}{\sqrt{1 + (T_r \omega_r)^2}} \quad (\text{I.42})$$

Avec :

$$\omega_{rn} = \omega_{sn} - \omega_n \quad (\text{I.43})$$

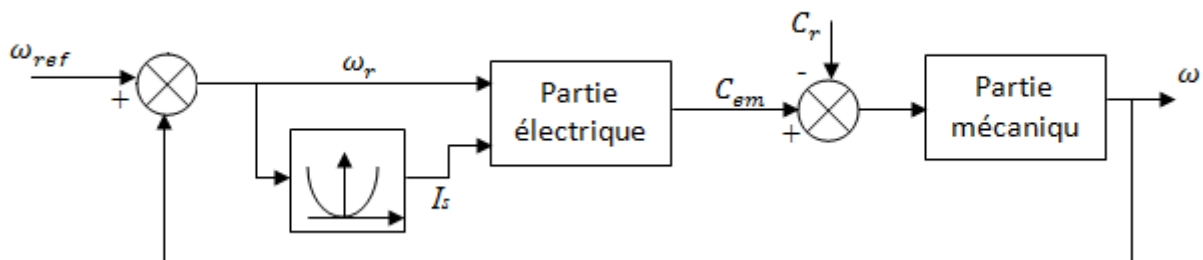


Fig. I.6 : Schéma bloc du processus autopiloté et à flux constant

I.3.1.3 Résultats et interprétations

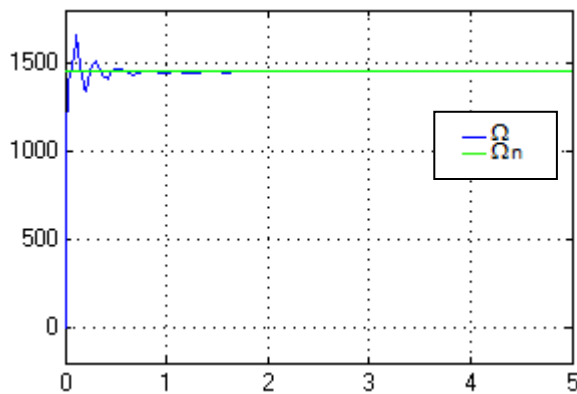


Fig. I.7.a Réponse de la vitesse à vide.

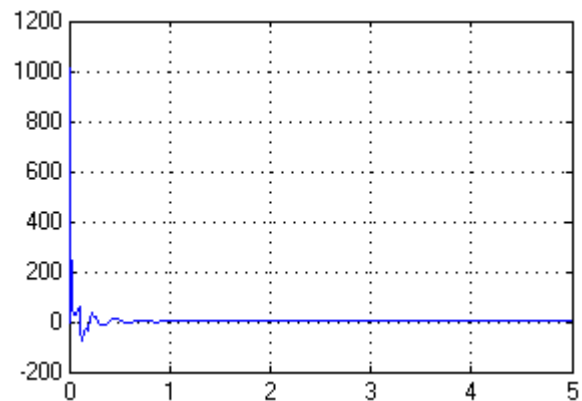


Fig. I.7.b Couple électromagnétique.

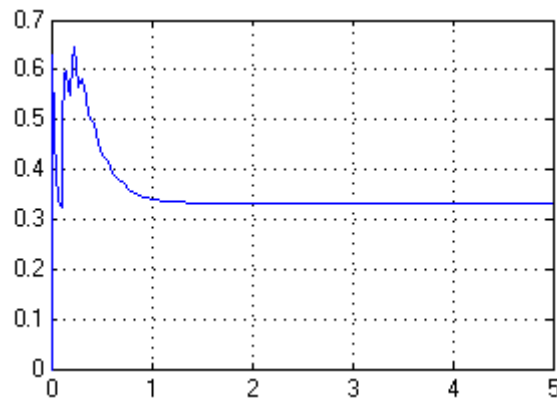


Fig. I.7.c Le flux rotorique

Les figures ci dessus représentent les résultats obtenus de la commande scalaire autopilotée alimentée en courant d'un moteur asynchrone.

La figure (I.7.a) représente la réponse de la vitesse à une consigne échelon $\Omega_n = 1450 \text{tr/min}$ (vitesse nominale). On remarque qu'au démarrage qu'il y'a présence d'un dépassement important de la vitesse de référence après environ un temps $t=1.6\text{s}$.

I.3.1.4 Conclusion

Pour la machine à induction alimentée en courant et contrôlée par la commande scalaire, le couple électromagnétique et le flux rotorique sont en fonction du courant ce qui provoque de mauvaises performances dynamiques. C'est pourquoi ce type de commande

convient pour les applications où la précision sur la vitesse n'est pas importante et où le couple aux faibles vitesses est faible, telle que les ventilateurs, les compresseurs, les pompes etc. [6] [11]

Vu les limitations que présente cette méthode, il est donc évident que pour des applications exigeant plus de performances surtout durant les régimes transitoires les industriels optent pour d'autres alternatives et plus particulièrement la commande vectorielle.

I.3.2 La commande vectorielle

De multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, où la commande scalaire avec ses performances modeste ne peut satisfaire.

La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où la force magnétomotrice de l'induit forme un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur. Ainsi, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant induit. Si on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, d'où le découplage entre les deux paramètres (flux et couple). Ce découplage offre à la machine à courant continu une caractéristique très importante par rapport aux machines à courant alternatif : simplicité de commande et de réglage de vitesse [5] [7] [8] [12].

I.3.2.1 Principes de la commande vectorielle par orientation de flux

Le principe de la commande vectorielle consiste à assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée par deux aspects [4] :

- Le couple et le flux contrôlés indépendamment l'un de l'autre.
- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant, les champs statoriques et rotoriques et d'entrefer tournent à la vitesse du référentiel (d-q) par rapport au stator.

L'orientation de l'un de ces trois champs suivant l'axe «d» du référentiel constitue le principe de base de la commande vectorielle. Grâce à la transformation de Park, nous obtenons un modèle similaire de la MCC à excitation séparée. Ainsi, en imposant le flux à orienter colinéairement avec l'axe «d» du référentiel du champ tournant, la composante I_{ds} du courant statorique détermine l'amplitude du flux à orienter. Si cette composante est maintenue constante, le couple est commandé uniquement par le courant en quadrature I_{qs} . Par conséquent, l'enroulement suivant l'axe «q» est producteur du couple; ceci est équivalent à l'induit de la MCC: il doit donc être dépourvu du flux suivant cet axe.

De ce qui précède, nous nous déduisons que le fonctionnement de la machine asynchrone à cage sera similaire à celui de la MCC à excitation séparée avec la décomposition de courant statorique en :

- Un courant magnétisant I_{ds} qui va générer le flux.
- Un courant actif I_{qs} qui va générer le couple.

I.3.2.2 procédé d'orientation du flux

La méthode du flux orienté est basée sur le choix du repère de référence. Selon la vitesse attribuée au repère (d-q), il existe trois types du référentiel [16] [21]. Par le choix du repère lié au champ tournant, il en découle que le flux à orienter (rotorique, statique ou entrefer) doit coïncider avec l'axe «d».

La commande par orientation du flux peut se faire par orientation de l'un de ces trois flux:

✚ Par le flux rotorique avec les conditions : $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$

✚ Par le flux statorique avec les conditions : $\Phi_{ds} = \Phi_s$ et $\Phi_{qs} = 0$

✚ Par le flux d'entrefer avec les conditions : $\Phi_{dm} = \Phi_m$ et $\Phi_{qm} = 0$

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment, respectivement par les composantes du courant statorique I_{d_s} , I_{q_s} .

Les résultats des différents travaux [16] [21], ont montré que l'orientation du flux rotorique est la plus simple.

Dans cette partie, nous allons appliquer la technique d'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine asynchrone à cage.

Nous avons vu que l'expression de couple électromagnétique en régime transitoire s'exprime dans un repère (d-q) comme un produit croisé du courant ou du flux. Si nous reprenons l'écriture du couple électromagnétique :

$$c_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{d_r} I_{q_s} - \Phi_{q_r} I_{d_s}) \quad (I.44)$$

Et en appliquant la commande par orientation de flux rotorique ($\Phi_{d_r} = \Phi_r$ et $\Phi_{q_r} = 0$) le couple s'écrit alors :

$$c_{em} = P \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{q_s} \quad (I.45)$$

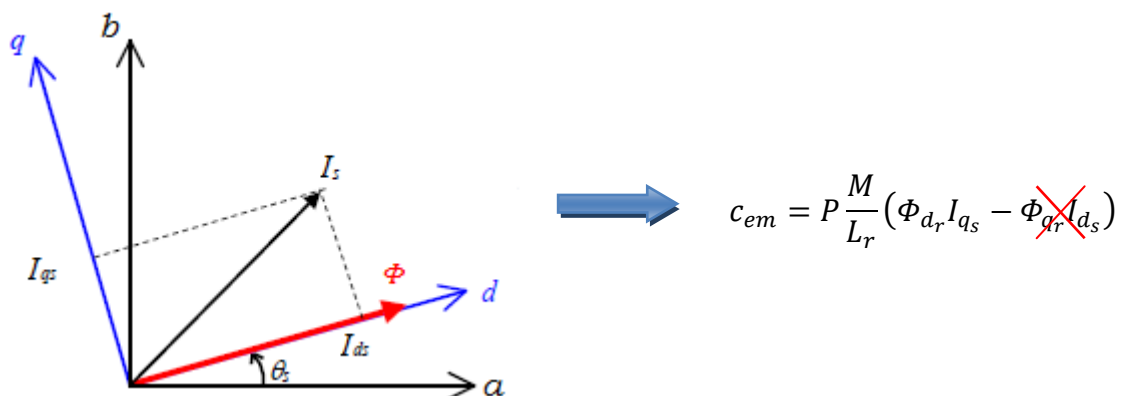


Fig. I.8 Principe d'orientation du flux rotorique.

I.3.2.3 Méthodes du contrôle vectoriel

Il existe trois méthodes de commande vectorielle directe, indirecte et simplifiée :

I.3.2.3.1 commande directe

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches [2], ce qui nécessite un filtrage à fréquence variable. Cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) cependant l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication.

I.3.2.3.2 commande indirecte

Le flux dans ce cas n'est pas régulé, les capteurs de flux, les estimateurs et les observateurs ne sont pas nécessaires. Nous n'avons donc pas de connaissance du module et de la phase du flux rotorique, ceci exige une mesure de la position rotorique. Cette commande est plus simple mais évidemment à des performances plus faibles par rapport au contrôle direct, ceci est dû à la sensibilité de ce type de commande face aux variations de la constante de temps rotorique. L'avantage c'est que ce contrôle nécessite peu de temps de calcul dans le microprocesseur.

I.3.2.3.3 Commande simplifiée

Cette commande consiste à rendre le modèle de la MAS linéaire et similaire à celui de la MCC à excitation séparée, ceci nous offre la possibilité d'utiliser des techniques de commande modernes qui ne s'appliquent qu'aux systèmes linéaires, on a aussi une réduction de la complexité de l'algorithme de commande et par conséquent une réduction du coût de la réalisation pratique.

Dans le cadre de ce projet c'est la commande vectorielle simplifiée qui sera traitée dans l'objectif est la réduction de la complexité de la réalisation pratique.

I.3.2.4 Les estimateurs de commande

Les grandeurs d'états ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines électriques sont souvent difficilement accessibles, pour des raisons techniques (flux) ou pour des problèmes de coût (vitesse, position), elles sont donc évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension).

a- Estimation de flux rotorique

En utilisant l'équation du flux rotorique :

$$\Phi_r = L_r I_{d_r} + M I_{d_s} \quad (\text{I.46})$$

On tire l'expression du courant I_{d_r} à partir de l'équation :

$$R_r I_{d_r} + \frac{d}{dt} \Phi_r = 0 \quad (\text{I.47})$$

On aura donc, l'expression de flux :

$$\Phi_r = L_r \left(-\frac{1}{R_r} \frac{d}{dt} \Phi_r \right) + M I_{d_s} \quad (\text{I.48})$$

L'équation peut être réécrite en utilisant la notation de Laplace « s » :

$$\tilde{\Phi}_r = \frac{M}{1 + T_r s} I_{d_s} \quad (\text{I.49})$$

Avec :

T_r : Constante de temps rotorique de la machine.

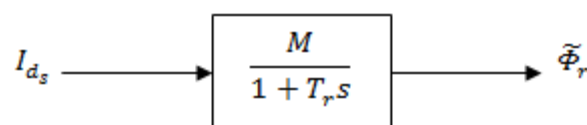


Fig. I.9 Estimateur de flux.

Et le courant magnétisant :

$$\tilde{I}_\phi = \frac{\tilde{\Phi}_r}{M} \quad (\text{I.50})$$

Donc :

$$\tilde{I}_\phi = \frac{I_{d_s}}{1+T_r s} \quad (\text{I.51})$$

D'où :

$$\tilde{\Phi}_r = M\tilde{I}_\phi \quad (\text{I.52})$$

b- Estimation de la pulsation

L'estimation de ω_s est donnée par l'équation suivante : $\tilde{\omega}_s = p\Omega + \tilde{\omega}_r$ sachant que $\Phi_{qr} = 0$, par conséquent $\dot{\Phi}_{qr} = 0$.

A partir de l'équation (I.53):

$$\omega_r \Phi_r + R_r I_{q_r} = 0 \quad (\text{I.53})$$

On peut écrire :

$$\tilde{\omega}_r = -\frac{R_r I_{q_r}}{\Phi_r} \quad (\text{I.54})$$

On tire l'expression de I_{q_r} à partir de l'équation:

$$L_r I_{q_r} + M I_{q_s} = 0 \quad (\text{I.55})$$

Finalement, ω_r est estimée par la relation suivante :

$$\tilde{\omega}_r = \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{q_s} \quad (\text{I.56})$$

Avec :

$\tilde{\omega}_r$: Pulsation estimée.

$\tilde{\Phi}_r$: Le flux rotorique estimé.

I.3.2.5 Le découplage

L'objectif de découplage est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèle.

Différentes techniques existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation que nous allons présenter [17].

I.3.2.6 Le découplage par compensation

Les expressions des tensions, et des flux peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension, mais V_{ds} et V_{qs} influent à la fois sur I_{ds} et I_{qs} donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage dont l'objet est de modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes monovariables évoluant en parallèle de façon à ce que les commandes sont indépendantes.

- La tension V_{ds} permet de commander le courant I_ϕ (I_{ds}) et par conséquent le flux.
- La tension V_{qs} permet de commander le courant I_{qs} et par conséquent le couple.

A partir des équations des tensions statoriques, rotoriques et du flux citées (équations (I.24)) ainsi que celles des estimateurs, nous obtenons les équations de découplage suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s[1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s s^2]I_\phi - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s(1 + \sigma T_s s)I_{qs} + L_s \omega_s(1 + \sigma T_r s)I_\phi \end{cases} \quad (\text{I.57})$$

Avec :

T_r : Constante de temps rotorique de la machine $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

T_s : Constante de temps statorique de la machine $T_s = \frac{L_s}{R_s}$

$$I_\phi : \text{Le courant magnétisant } I_\phi = \frac{\Phi_r}{M} = \frac{I_{d_s}}{1+T_r s}$$

On pose :

$$\begin{cases} e_d = +\sigma L_s \omega_s I_{q_s} \\ e_q = -L_s \omega_s (1 + \sigma T_r s) I_\phi \end{cases} \quad (\text{I.58})$$

Le découplage est possible par l'introduction de deux nouvelles variables e_d et e_q . La dynamique du stator est alors représentée à partir des équations suivantes:

$$\begin{cases} U_{d_s} = R_s [1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s s^2] I_\phi \\ U_{q_s} = R_s (1 + \sigma T_s s) I_{q_s} \end{cases} \quad (\text{I.59})$$

Donc, on définit, deux nouvelles variables de commande U_{d_s} et U_{q_s} afin d'assurer le découplage entrée-sortie tel que :

$$\begin{cases} U_{d_s} = V_{d_s} + e_d \\ \text{et} \\ U_{q_s} = V_{q_s} + e_q \end{cases} \quad (\text{I.60})$$

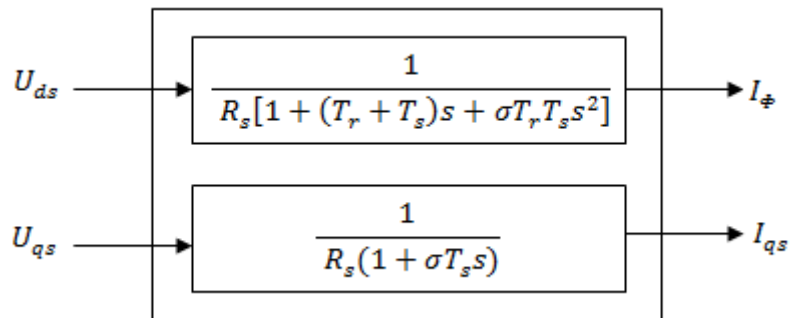


Fig. I.10 Commande découplée (expression de I_ϕ et I_{q_s}).

On pose :

$$\begin{cases} F_\phi(s) = \frac{1}{R_s [1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s s^2]} \\ F_q(s) = \frac{1}{R_s (1 + \sigma T_s s)} \end{cases} \quad (\text{I.61})$$

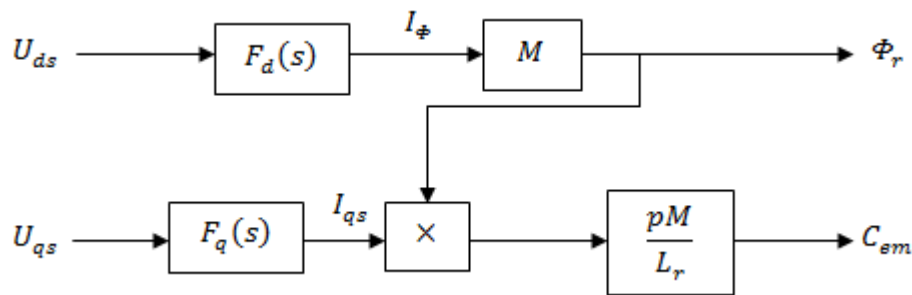


Fig. I.11 Commande découplée (expression de Φ_r et C_{em}).

I.3.2.7 Détermination des régulateurs

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale *PI* sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle « *P* » assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral « *I* » élimine l'erreur statique en régime permanent.

Dans notre commande il y a trois régulateurs *PI*, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants I_ϕ et I_{qs} . Notons qu'une structure *IP* a été utilisée dans la boucle de régulation de la vitesse, elle est parfois bien meilleure que celle à régulateur *PI* classique [3].

I.3.2.7.1 Le régulateur de courant I_ϕ

Il prend en entrée le courant de référence $I_{\phi ref}$ et sa mesure. Il agit sur la tension de référence V_{dsref} pour ajuster le courant I_ϕ .

La boucle de régulation se présente comme suit :

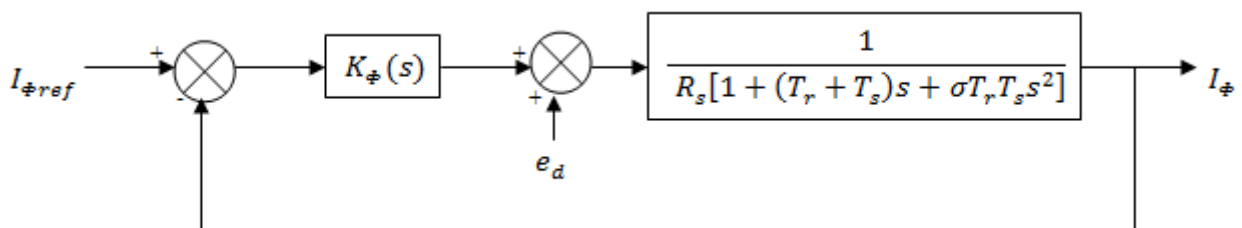


Fig. I.12 Boucle de régulation du courant I_ϕ .

Le régulateur $K_\phi(s)$ est un régulateur proportionnel-intégral (PI), avec la fonction de transfert de la forme suivante :

$$K_\phi(s) = \frac{K_{p\phi}}{s} \left(s + \frac{K_{i\phi}}{K_{p\phi}} \right) \quad (\text{I.62})$$

On a:

$$F_\phi(s) = \frac{1}{R_s[1+(T_r+T_s)s+\sigma T_r T_s s^2]} \quad (\text{I.63})$$

On pose: $\frac{1}{R_s} = K$.

$$F_\phi(s) = \frac{K}{[1+(\tau_1+\tau_2)s+\tau_1\tau_2s^2]} \quad (\text{I.64})$$

$$F_\phi(s) = \frac{K}{(1+\tau_1s)(1+\tau_2s)} \quad (\text{I.65})$$

Où :

$$\tau_1 + \tau_2 = T_r + T_s$$

$$\tau_1\tau_2 = \sigma T_r T_s$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_\phi(s) = \left(K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{s} \right) \frac{K}{(1+\tau_1s)(1+\tau_2s)} \quad (\text{I.66})$$

$$G_\phi(s) = \left(1 + \frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} s \right) \frac{KK_{i\phi}}{s(1+\tau_1s)(1+\tau_2s)} \quad (\text{I.67})$$

Le calcul donne $\tau_1 = 0.3967$ et $\tau_2 = 0.0063$. On compense le pôle dominant τ_1 ($\tau_1 > \tau_2$)

En boucle ouverte et en compensant le pôle τ_1 la fonction de transfert est :

$$G_\phi(s) = \frac{KK_{i\phi}}{s(1+\tau_2s)} \quad (\text{I.68})$$

Avec :

$$\frac{K_{p\phi}}{K_{i\phi}} = \tau_1 \quad (\text{I.69})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est alors :

$$H_\phi(s) = \frac{K}{1 + \frac{1}{K_{i\phi}}s + \frac{\tau_2}{K_{i\phi}}s^2} \quad (\text{I.70})$$

On aura donc :

$$K_{i\phi} = \frac{1}{2\tau_2} \text{ (Afin d'obtenir un amortissement optimale sur la réponse).}$$

$$K_{p\phi} = K_{i\phi}\tau_1$$

I.3.2.7.2 Le régulateur de courant I_{qs}

Il prend en entrée l'écart entre le courant I_{qs} de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence V_{qsref} .

La boucle de régulation de courant se présente comme suit :

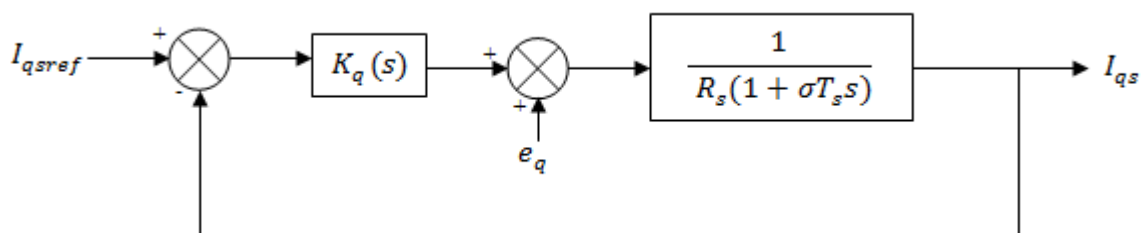


Fig. I.13 Boucle de régulation du courant I_{qs} .

Le régulateur $K_q(s)$ est un régulateur proportionnel-intégral, avec la fonction de transfert de la forme suivante :

$$K_q(s) = \frac{K_{pq}}{s} \left(s + \frac{K_{iq}}{K_{pq}} \right) \quad (\text{I.71})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_q(s) = \frac{K_{pq}}{s} \left(s + \frac{K_{iq}}{K_{pq}} \right) \frac{\frac{1}{R_s}}{(1 + \sigma T_s s)} \quad (\text{I.72})$$

Donc :

$$G_q(s) = \frac{K_{pq}}{s} \left(s + \frac{K_{iq}}{K_{pq}} \right) \frac{1}{(\frac{1}{\sigma T_s} + s)} \quad (\text{I.73})$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles on aura :

$$\frac{K_{iq}}{K_{pq}} = \frac{1}{\sigma T_s} \quad (\text{I.74})$$

Et la fonction de transfert se simplifie à :

$$G_q(s) = \frac{K_{pq}}{s} \quad (\text{I.75})$$

On aura donc en boucle fermée :

$$H_q(s) = \frac{G_q(s)}{1 + G_q(s)} \quad (\text{I.76})$$

Donc :

$$H_q(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{pq}} s} \quad (\text{I.77})$$

On aura donc :

$$\frac{1}{K_{pq}} = \tau \quad (\text{I.78})$$

D'où :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{1}{\tau} \\ K_{iq} = \frac{1}{\tau \sigma T_s} \end{cases} \quad (\text{I.79})$$

On pose : $\tau = 0.15s$

I.3.2.7.3 Le régulateur de vitesse

a. Régulateur *PI*

Il prend en entrée l'écart de la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence) pour réguler la vitesse.

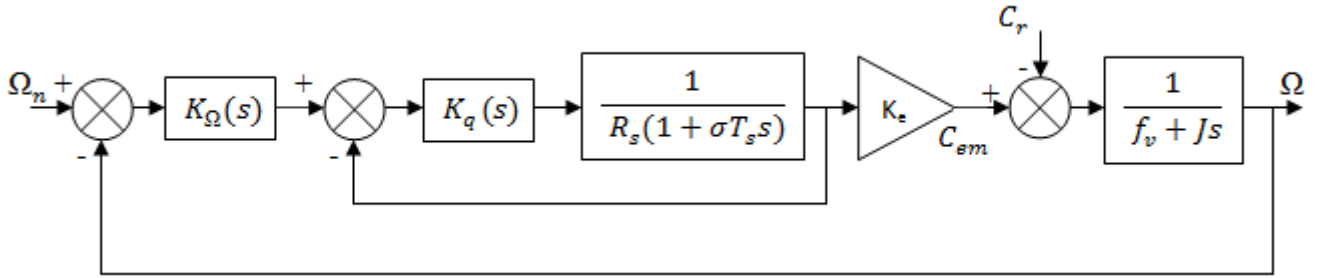


Fig. I.14 Boucle de régulation de la vitesse.

Le régulateur $K_{\Omega}(s)$ est un régulateur proportionnel-intégral, avec la fonction de transfert de la forme suivante :

$$K_{\Omega}(s) = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \quad (\text{I.80})$$

On a :

$$\Omega = \frac{1}{(f_v + Js)} (C_{em} - C_r) \quad (\text{I.81})$$

$$\Omega = \frac{1}{(f_v + Js)} \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega_n - \Omega) - \frac{1}{(f_v + Js)} C_r \quad (\text{I.82})$$

$$\Omega = \frac{K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}{Js^2 + (f_v + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}} \Omega_n - \frac{s}{Js^2 + (f_v + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}} C_r \quad (\text{I.83})$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ($C_r = 0$) :

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}s + 1}{\frac{J}{K_{i\Omega}}s^2 + \left(\frac{f_v + K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} \right) s + 1} \Omega_n \quad (\text{I.84})$$

Par identification membre à membre le dénominateur de l'équation à la forme canonique:

$$\Omega = \frac{1}{\frac{J}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{I.85})$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f_v}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{I.86})$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement ($\xi = 0.7$), et un temps de réponse du système $t_r = 0.5s$.

b. Régulateur *IP*

Dans ce régulateur seul l'erreur est intégrée, la partie proportionnelle est introduite à la sortie comme présentée sur la figure (I.15).

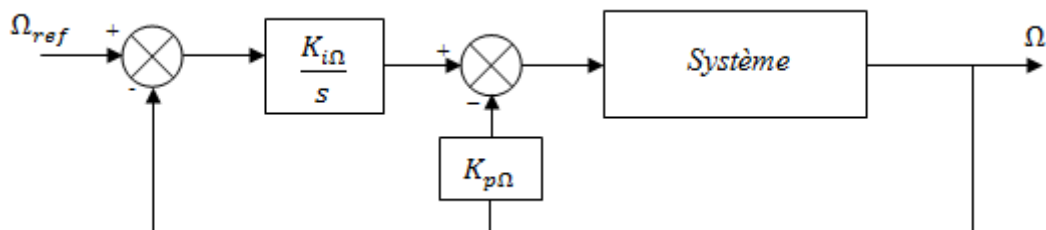


Fig. I.15 Diagramme bloc du régulateur *IP*.

Il est prouvé qu'un régulateur *IP* est équivalent à un régulateur *PI* doté d'un filtre de premier ordre à l'entrée, ce qui réduit considérablement les dépassements [3].

I.3.2.8 Résultats et interprétations

Le but de cette simulation est d'implanter la commande vectorielle à flux rotorique orienté simplifiée numériquement sur *Matlab/Simulink* et d'analyser son comportement

lorsque le moteur est commandé en tension et en appliquant un couple résistant (perturbation) $C_r = 45 N.m$ à $t=1.1s$ après l'instant initiale. Et en va montrer les résultats sans régulation et avec régulation de la vitesse Ω ($\omega = p\Omega$) et des courants I_ϕ et I_{qs} . Pour une vitesse de référence $\Omega_n = 1450 tr/min$ (vitesse nominale) et un courant de référence $I_\phi = 10A$.

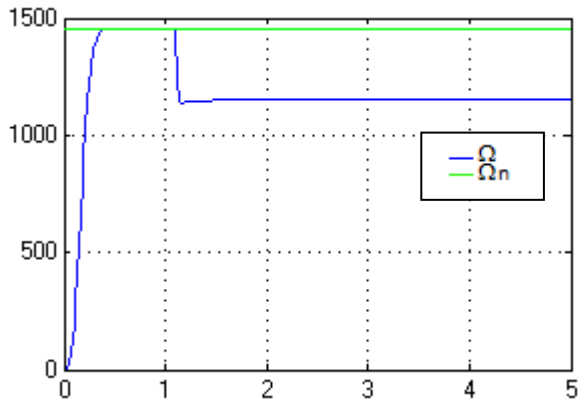


Fig. I.16.a Réponse de la vitesse à vide puis en charge à $t=1.1s$.

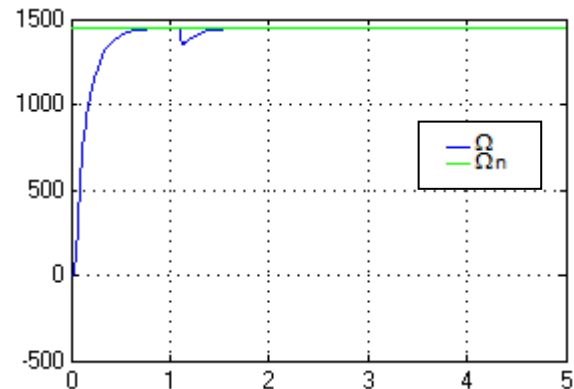


Fig. I.16.b La réponse après régulation de la vitesse.

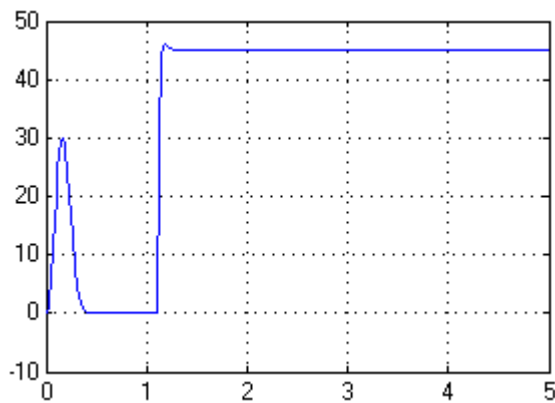


Fig. I.17.a Réponse du couple électromagnétique.

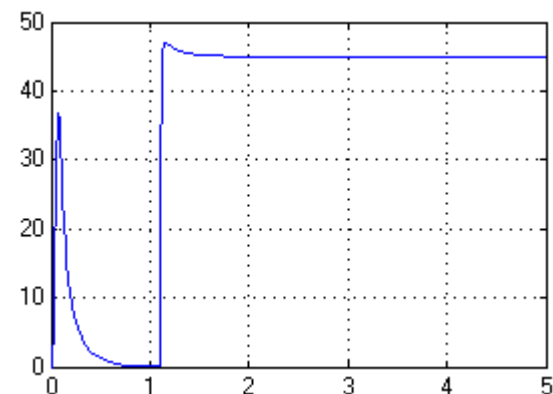


Fig. I.17.b Réponse du couple électromagnétique après régulation du courant.

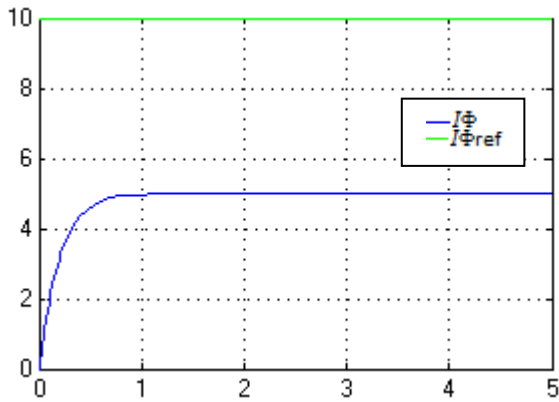


Fig. I.18.a Réponse du courant I_ϕ .

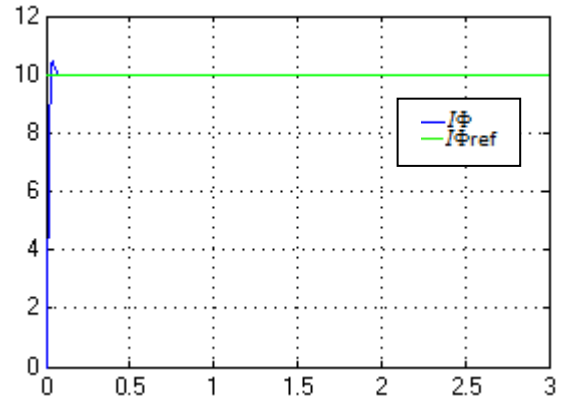


Fig. I.18.b Réponse du courant I_ϕ après régulation.

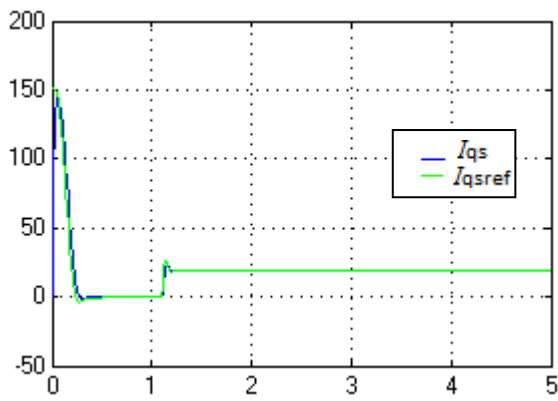


Fig. I.19.a Réponse du courant I_{qs} .

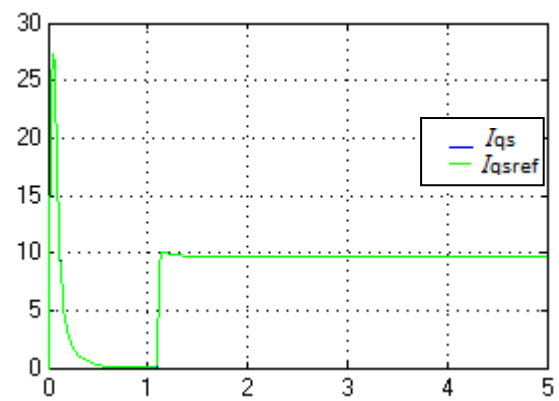


Fig. I.19.a Réponse du courant I_{qs} après régulation.

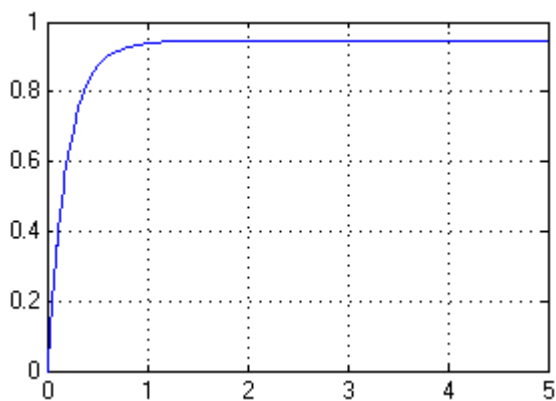


Fig. I.20.a le flux rotorique.

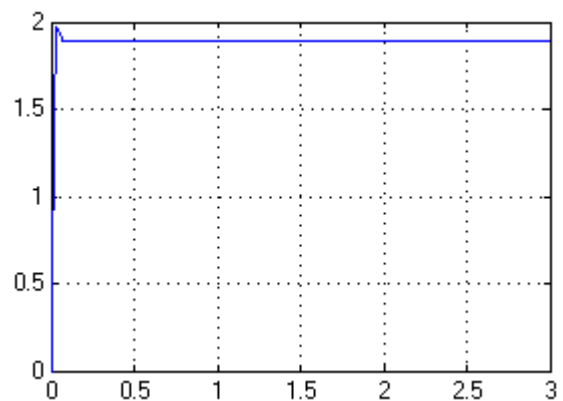


Fig. I.20.b le flux rotorique après régulation de I_ϕ .

La figure (I.16.a) montre le comportement de la vitesse de rotation du moteur lors d'un démarrage à vide puis en charge après un temps $t = 1.1s$.

On remarque que la vitesse subit une diminution à l'instant où l'on applique le couple de charge et elle ne se rétablit pas donc le système est non précis, et pour éliminer cette erreur on a implanté un régulateur de type proportionnel intégral (*PI*). Dans ce cas, à l'instant où l'on applique le couple de charge, la vitesse est réduite (Figure. I.16.b), mais elle se rétablit à nouveau à sa valeur nominale avec une bonne dynamique et sans erreur statique donc la vitesse suit sa commande avec une bonne réponse. La vitesse se stabilise lorsque le couple électromagnétique est égal au couple de charge. Cela exprime le couplage existant entre ces trois grandeurs.

La figure (I.18.a) montre le comportement du courant I_ϕ . On remarque une erreur statique importante entre la référence et la consigne de ce dernier, et pour éliminer cette erreur on a inséré un régulateur (*PI*). On remarque que ce courant atteint sa référence avec une bonne dynamique après implantation du régulateur. Et on remarque aussi une augmentation de flux rotorique après l'implantation de ce dernier (figure I.20.b).

Enfin on constate par ces figures que cette commande présente des résultats satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite. Le correcteur Proportionnel-intégral est donc précis et rapide.

I.4 conclusion

Ce chapitre est divisé en trois parties. La première partie concerne le développement d'un modèle mathématique décrivant le fonctionnement de la machine asynchrone à cage. Ce modèle est basé sur la transformée de Park afin de réduire sa complexité et permettre l'élaboration de l'algorithme de commande.

La deuxième partie concerne la variation de la vitesse de la machine asynchrone.

Enfin, dans la dernière partie, nous avons présenté deux méthodes de contrôle de la machine asynchrone, la première est la commande scalaire alimentée en courant, cette méthode a donné des résultats non satisfaisants. La deuxième est la méthode simplifiée de la commande par orientation du flux rotorique alimentée en tension. Avec cette technique de

commande, la machine asynchrone peut être commandée comme une machine à courant continu à excitation séparé : un courant producteur de flux et un courant producteur de couple, comme l'ont montré les résultats de simulation. L'insertion du régulateur *PI* a permis d'asservir la vitesse de rotation de la machine asynchrone et d'obtenir de bonnes performances dynamiques.

CHAPITRE 2

***THEORIE DE COMMANDE
PAR MODE GLISSANT***

II.1 Introduction

De nombreux systèmes réels présentent en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques. Le recours à des algorithmes de commande robuste est donc souhaitable aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire.

La commande en régime glissant (ou plus exactement la commande à structure variable générant un régime glissant) a essentiellement pour vocation de permettre l'obtention, en boucle fermée, d'une dynamique largement indépendante de celle du processus et surtout de ses variations éventuelles. En ce sens, elle peut être considérée comme appartenant à la classe des commandes robustes.

Sur le plan théorique, elle repose essentiellement sur l'utilisation d'une commande discontinue ayant pour but de maintenir l'évolution du système sur une surface de commutation judicieusement choisie, qui fixe de fait la dynamique résultante. Autrement dit, la commande ne sert qu'à amener puis maintenir l'évolution du système sur la surface. Cette surface fixe alors les performances obtenues.

Sur le plan pratique, l'utilisation d'une commande discontinue peut évidemment poser a priori des problèmes, puisque, idéalement, la commande bat à haute fréquence. Ces problèmes peuvent toutefois être largement réduits en utilisant une commande constituée de deux composantes [19]:

- une composante continue, la « commande équivalente » en glissement ;
- une composante discontinue (d'amplitude réduite) qui a pour fonction essentielle de maintenir l'évolution sur la surface choisie en dépit des variations du processus.

De plus, la composante discontinue peut être linéarisée dans un voisinage de la surface de commutation, permettant ainsi d'éviter le phénomène gênant de commutations à haute fréquence.

Parmi les intérêts de la commande à structure variable, il faut noter sa très grande versatilité dans la mesure où elle permet de traiter :

- les systèmes non linéaires aussi bien que les systèmes linéaires.
- les systèmes multivariables aussi bien que les systèmes monovariables.

- les problèmes de poursuite de modèles ou de trajectoires aussi bien que les problèmes de régulation.

Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales de la commande à structure variable, et quelques concepts de base de la théorie des modes glissants.

II.2 Les systèmes à structures variables

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Dans la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [10].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- Le mode de convergence (*MC*): c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x, y) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode de glissement (*MG*): c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x, y) = 0$.
- Le mode du régime permanent (*MRP*): Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

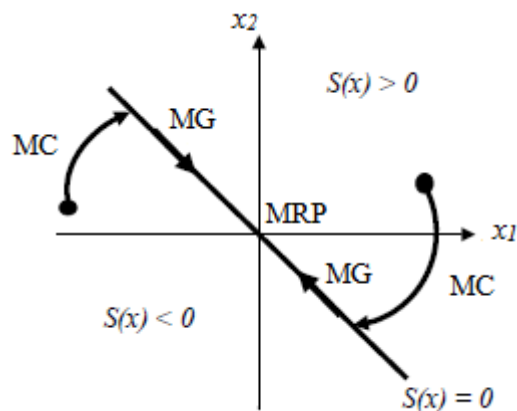


Fig. II.1 Différent modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

II.2.1 Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable [9]

La figure (II.2) montre un système de réglage à structure variable dont le changement de la structure se fait par commutation d'une contre réaction d'état variable.

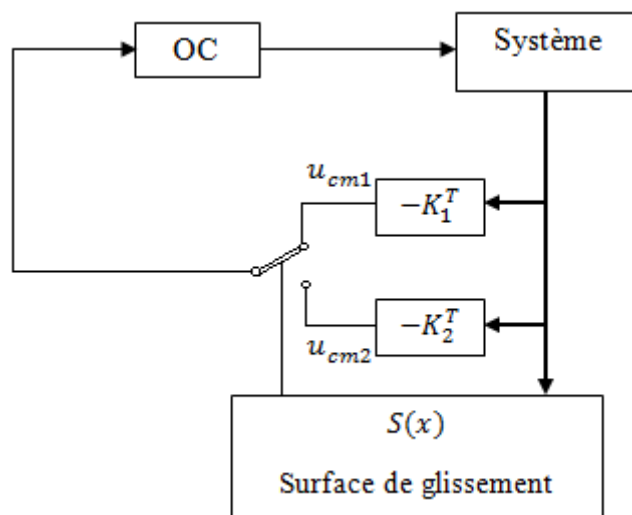


Fig. II.2 Configuration par changement de retour d'état.

Le système à régler possède une grandeur de commande u et une grandeur de sortie y . Son comportement dynamique est décrit par le vecteur d'état x . Ce dernier est mis en contre réaction soit par le vecteur ligne $-K_1^T$ soit par $-K_2^T$ selon la position d'un commutateur. La

tension de commande u_{cm} est amenée à l'organe de commande (régulateur) qui fournit la grandeur de commande u .

Le choix de la contre réaction d'état par $-K_1^T$ ou $-K_2^T$ se fait à l'aide de la loi de commutation $S(x)$ également en fonction de vecteur d'état x . on a :

$$u_{cm} = \begin{cases} u_{cm1} = -K_1^T x & \text{pour } S(x) > 0 \\ u_{cm2} = -K_2^T x & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec une loi de commutation $S(x)$ adéquate, on peut obtenir un phénomène transitoire stable et bien amorti même si les deux réactions d'état donnent un comportement instable ou à la limite de stabilité.

Sous certaines conditions, la commutation se fait à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée). Le système travail alors en mode de glissement. Le comportement de système est alors déterminé par la condition :

$$S(x) = 0 \quad (\text{II.2})$$

L'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande u_{cm} qui commute rapidement entre deux valeurs variables u_{cm1} et u_{cm2} , ce qui peut provoquer des fortes sollicitations de l'organe de commande. Ce désavantage empêche très souvent une réalisation pratique de cette configuration.

II.2.2 Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande [9]

Une autre configuration, où le changement de la structure se fait par commutation au niveau de l'organe de commande, est représentée à la figure (II.3).

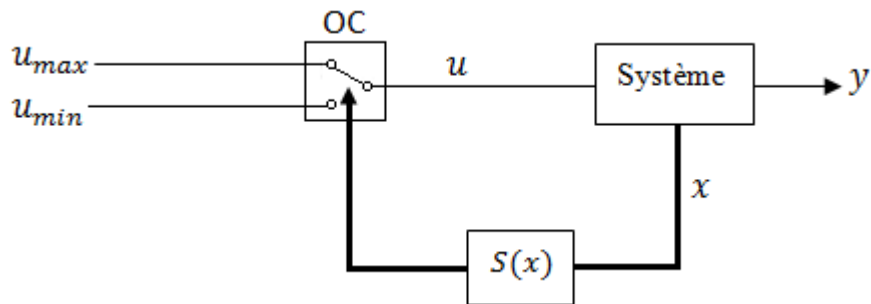


Fig. II.3 Configuration par changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

Dans ce cas, l'organe de commande (*OC*) doit être conçu de sorte que la commande ne prenne que deux valeurs constantes u_{max} ou u_{min} . La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation selon :

$$u = \begin{cases} u_{max} & \text{pour } S(x) > 0 \\ u_{min} & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Dans ce cas aussi, il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée) de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement. Pour le comportement dynamique de système existe alors également la condition :

$$S(x) = 0 \quad (\text{II.4})$$

Cette configuration correspond en principe à un réglage à deux positions, cependant avec une loi de commutation plus performante.

II.3 Principe de la commande à structure variable par régime glissant [18]

Le principe de la commande à structure variable par régime glissant consiste à ramener tout d'abord et le plus rapidement le système sur une hyper-surface, puis de l'y laisser glisser librement sans subir les effets des perturbations paramétriques et extérieures.

Comme son nom l'indique, la commande à structure variable par régime glissant est liée à la variabilité des paramètres du système de commande discontinu selon l'état de l'hyper-surface contraindre le point représentatif du système à glisser dans le cas idéal (Figure. II.4.a) sur l'hyper-surface ou, de rester dans le cas réel (Figure. II.4.b) dans un voisinage proche de cette hyper-surface.

Contrairement au cas de mode glissant idéal où la commande discontinue est de fréquence infinie et d'amplitude nulle, en régime glissant réel, les oscillations de la commande fréquence finie et d'amplitude non nulle, donne naissance à un phénomène indésirable et néfaste aux actionneurs entraînant un cycle limite au point d'équilibre.

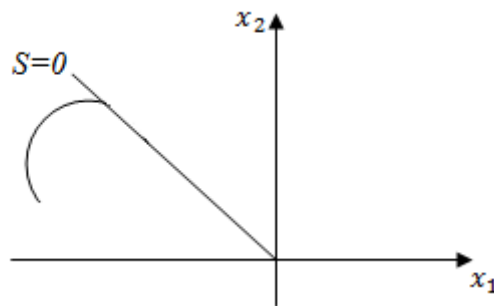


Fig. II.4.a Glissement idéal.

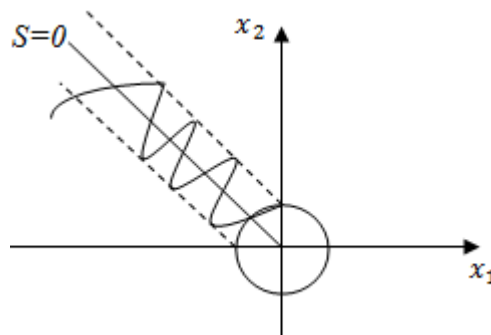


Fig. II.4.b. Glissement réel.

II.4 Conditions pour l'existence du mode de glissement

Il existe un mode de glissement lorsque les commutations ont lieu continuellement entre u_{max} et u_{min} . Ce phénomène peut être démontré à l'aide de la (figure II.5) Pour le cas d'un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état x_1 et x_2 .

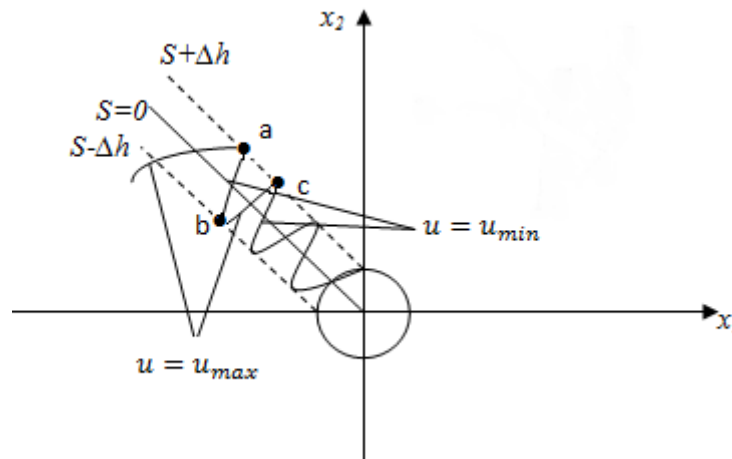


Fig. II.5. Démonstration du mode de glissement.

On admet d'abord une hystérèse (augmentation puis diminution) sur la loi de commutation $S(x) = 0$ (droite en trait mixte). Par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm\Delta h$.

Une trajectoire avec $u = u_{max}$ touche au point « a » le seuil de basculement inférieur. Si avec $u = u_{min}$, la trajectoire est orienté vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point « b » le seuil de basculement supérieur où à lieu une commutation sur $u = u_{max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera au point « c » le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y'a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérèse. Ce mouvement s'approche de régime stationnaire dans une certaine zone. Où des commutations existent. La fréquence de commutation est finie [9].

Par la suite, on supposera une hystérèse infiniment petite, ce qui facilitera les études théoriques. Dans ce cas, le phénomène du mode de glissement peut être expliqué de la manière suivante.

On suppose qu'à un instant t_0 le point de fonctionnement du système coupe la surface de glissement avec la commande u_{min} et dès l'atteinte de point « a » la commande prend la valeur u_{max} , et de nouveau le point « b » la commande prend la valeur u_{min} et le point de fonctionnement est forcé à évoluer sur la surface de glissement et ainsi de suite.

II.5 Conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples, la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse... etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre partie discontinue représente la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et des perturbations sur le modèle.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une de l'autre [13].

- **Etape 1 : choix d'une surface de glissement [10]**

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre ainsi que la forme des fonctions nécessaires, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (\text{II.5})$$

Où : $x \in R^n$ et $u \in R^m$, le nombre de surfaces est choisies égal au nombre m d'entrées du système. Pour le choix de la forme, deux possibilités sont offertes. La première dans le plan d'état et la seconde dans le plan de phase. La première présente une réponse transitoire lente et elle est parfois de conception difficile. Par contre la deuxième est une fonction scalaire assujettie à la dynamique désirée. A cet effet, une forme assez générale à été proposée par Slotine [10] pour déterminer la surface de glissement qui assure une convergence de la grandeur vers sa valeur de référence.

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.6})$$

Avec :

x La variable à réguler.

$e(x)$ L'écart entre la variable à régler et sa référence; ($e(x) = y - y_d$) avec y_d c'est la sortie désirée)

λ Constante positive.

r Le degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande. (C'est le plus petit entier positif tel que : $\frac{\partial S}{\partial u} \neq 0$ Assure la commandabilité).

$S(x) = 0$ Est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)$ pour un choix convenable du gain λ . En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire. Ce problème est équivalent à celui du problème qui consiste à amener les points représentatifs du système à rester sur la surface de glissement définie par l'équation $S(x) = 0$.

Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant une condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart (figure II.6), consiste à forcer l'écart à avoir une dynamique similaire à celle d'un système linéaire autonome d'ordre r .

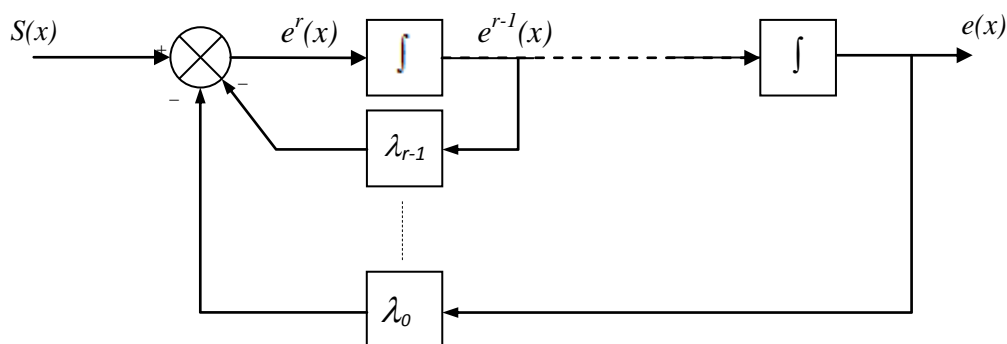


Fig. II.6 Linéarisation exacte de l'écart.

- **Etape 2 : Etablissement des conditions d'existence du mode de glissement**

Les conditions de convergence permettent à la dynamique du système, dans le plan de phase, de converger vers la surface de glissement, nous citons deux conditions :

➤ **La condition directe de commutation**

C'est la première condition de convergence. Elle a été proposée par Emilyanov et Utkin [20] et elle est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 \text{ lorsque } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 \text{ lorsque } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Autrement dit nous avons :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.8})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivé $\dot{S}(x)$ les valeurs justes à gauche ou à droite de la droite de commutation. La condition (II.7) exige que la dérivée de $S(x)$ doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la droite, ceci s'exprime par :

$$\text{sign}(\dot{S}(x)) = -\text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.9})$$

➤ **La fonction de Lyapunov**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. La loi de commutation doit faire décroître cette fonction c'est-à-dire ($\dot{V}(x) < 0$). L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande et l'étude de la robustesse, et garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{II.10})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié par la condition (II.8).

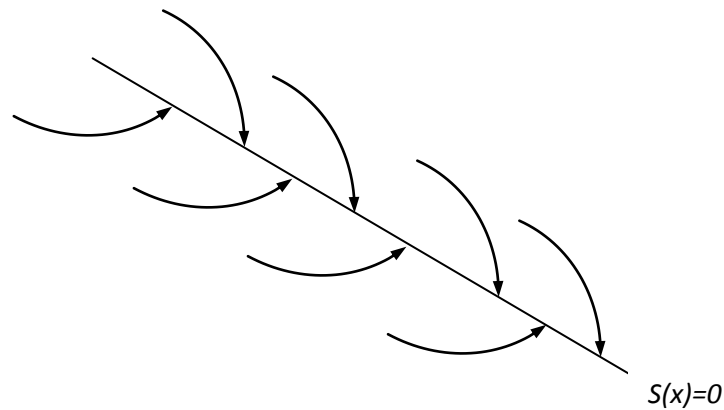


Fig. II.7 Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface de glissement.

L'équation (II.10) explique que le carré de la distance vers la surface mesurée par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (figure II.7).

La condition de convergence (II.8) suppose un régime glissant idéal. Dans le cas d'un régime glissant pratique, la condition de convergence prend la forme suivante:

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} S(x)^2 \leq -\eta |S(x)| \quad (\text{II.11})$$

η est une constante positive qui définira le temps de convergence vers la surface de glissement. La satisfaction de la condition (II.11), garantit que si la condition $x(t=0)$ n'est pas exactement vérifiée, ce qui revient à supposer que $S(t \neq 0)$ soit en dehors de $\dot{x}(t=0)$, la surface $S(x)$ sera atteinte en un temps T_r fini:

$$Tr = \frac{S(t=0)}{\eta} \quad (\text{II.12})$$

- **Etape 3 : détermination de la loi de commande**

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre, en maintenant la condition d'existence du mode glissant.

Lorsqu'il y a un régime glissant, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce fait, on peut introduire une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité, on aura donc :

$$u = u_{eq} + u_s \quad (\text{II.13})$$

u_{eq} Correspond à la commande équivalente proposé par Filipov et Utkin. On peut la considérer comme la valeur moyenne continue que prend la commande lors d'une commutation rapide entre deux valeurs u_{max} et u_{min} (Figure II.8).

u_s Correspond à la commande qui garantie l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition de convergence $S(x)\dot{S}(x) < 0$, en d'autre terme définir le comportement dynamique du système durant le mode de convergence par :

$$\dot{S}(x) = u_s \quad (\text{II.14})$$

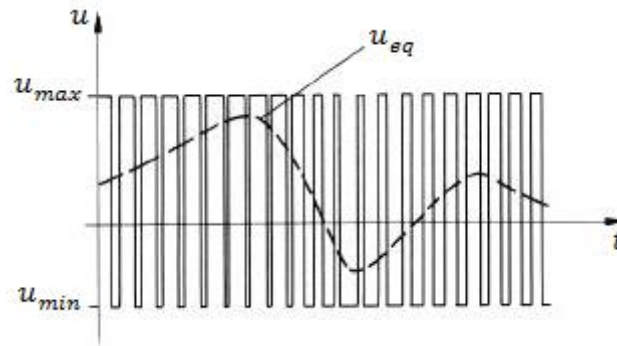


Fig. II.8 Valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min} .

II.6 Expression analytique de la commande

On s'intéresse à déterminer l'expression analytique de la commande équivalente pour les systèmes définis dans l'espace d'état par l'équation (II.5). La grandeur de commande u est définie par l'équation (II.13).

Le but de ce qui suit est de déterminer les expressions analytiques de u_{eq} et u_s .

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T \dot{x} \quad (\text{II.15})$$

En régime de glissement idéal, l'expression des surfaces et de leurs dérivées sont nulles. Ceci se traduit par $u_s = 0$.

Donc :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T \dot{x} = 0 \quad (\text{II.16})$$

D'où :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T (f(x) + g(x)u) = 0 \quad (\text{II.17})$$

Avec : $u = u_{eq}$

Ainsi, la commande équivalente est donnée par :

$$u_{eq} = - \left(\left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T g(x) \right)^{-1} \left\{ \left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T f(x) \right\} \quad (\text{II.18})$$

Avec la condition de transversalité :

$$\det \left[\left(\frac{\partial S(x)}{\partial x} \right)^T g(x) \right] \neq 0 \quad (\text{II.19})$$

Mais, le régime idéal n'est pas pratiquement jamais réalisable. On doit ainsi faire usage du deuxième terme de la commande pour ramener l'état du système vers la surface à chaque fois qu'il s'en écarte. Ainsi, il convient de prendre :

$$u_s \equiv \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.20})$$

Où $K = \text{diag}(k_1, k_2, \dots, k_m)$ qui est la forme d'un relais (figure II.10).



Fig. II.9 Représentation de la fonction *Sign*.

Le problème des régimes glissants d'ordre 1 est que la commande est discontinue sur la surface de glissement et par conséquent elle va commuter régulièrement à chaque traversée de cette surface à une fréquence théoriquement infinie, ce qui peut provoquer des fortes oscillations indésirables appelées « chattering ». Cet inconvénient peut être vraiment néfaste pour le moteur en provoquant un échauffement important dans les enroulements mais aussi en excitant des dynamiques de hautes fréquences non modélisées.

II.7 Phénomène de réticence (chattering)

Pour des raisons de perturbations ou de paramètres du système mal connus ou variants, les systèmes en boucle fermée ne glissent pas parfaitement sur la surface de glissement, ils quittent celle-ci mais la commande discontinue l'y ramènent, il existe alors un phénomène de commutation autour de la surface de glissement (chattering) comme représenté sur la (figure. II.10).

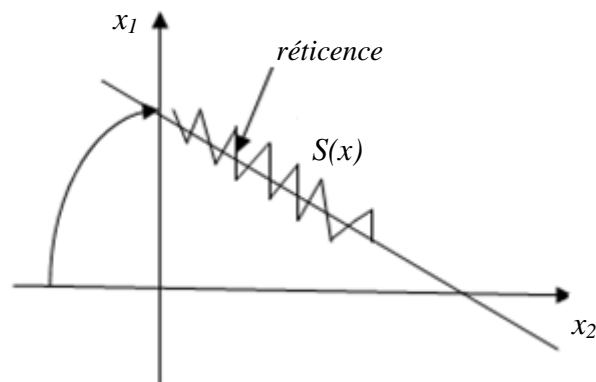


Fig. II.10 Phénomène de chattering autour de la surface de glissement.

Le phénomène de réticence constitue un inconvénient majeur non négligeable, car même s'il est possible de le filtrer à la sortie de processus, il est susceptible d'exciter les modes de hautes fréquences qui n'ont pas été pris en compte lors de la modélisation du système. Ceci peut dégrader les performances et même conduire au problème d'instabilité. Les actionneurs, niveau des circuits de puissance électrique. Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées.

II.8 Elimination du phénomène de chattering

II.8.1 Solution de couche limite

Elle est aussi connue par le nom «boundary layer solution», elle a été proposée par Slotine 1984, elle consiste à effectuer une approximation continue des discontinuités présentes dans la loi de commande au voisinage de la surface de glissement.

Supposons que la commande discontinue qui provoque le phénomène de réticence s'écrit sous la forme :

$$u(t) = -K \text{sign}(s(t)) \quad (\text{II.21})$$

La fonction $\text{sign}(s(t))$ est remplacée par une fonction plus lisse dans la couche limite de $s(t)=0$. Parmi les fonctions utilisées nous citerons la fonction «sat» de saturation.

$$\text{sat}(s(t)) = \begin{cases} \frac{s(t)}{\varepsilon} & \text{si } \left| \frac{s(t)}{\varepsilon} \right| \leq 1 \\ \text{sign}(s(t)) & \text{si } \left| \frac{s(t)}{\varepsilon} \right| > 1 \end{cases} \quad (\text{I.22})$$

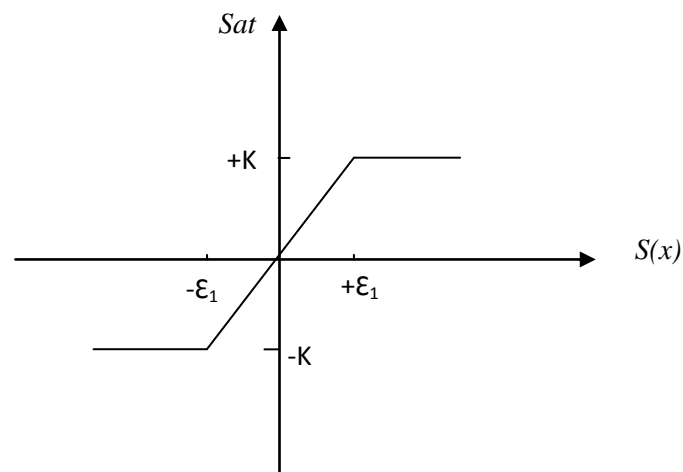


Fig. II.11 Représentation de la fonction *sat*.

Le système ne converge plus vers la valeur désirée, mais vers un voisinage de cette dernière. Ainsi, la mise en place d'une commande continue dans une bande de la surface nécessite un compromis entre la robustesse et les performances. D'autres fonctions d'adoucissement existent telles que les fonctions : $\frac{2}{\pi} \arctan\left(\frac{s}{\varepsilon}\right)$, $\frac{s}{|s|+\varepsilon}$, $\tanh\left(\frac{s}{\varepsilon}\right)$, ...etc

II.8.2 Solution basée sur un observateur

La solution de la couche limite nécessite l'approximation continue du terme de discontinuité. Cependant, dans plusieurs applications les discontinuités de commande sont inhérentes au système.

D'autre part, ce terme de discontinuité de commande permet de réaliser une convergence asymptotique de l'équation décrivant la surface de glissement vers zéro, ce qui n'est pas garanti en effectuant cette approximation continue.

En conséquence, lors de l'application d'une commande discontinue, le placement d'un observateur asymptotique par mode de glissement peut éliminer la réticence due à cette discontinuité de la loi de commande. L'idée de base consiste à générer les modes glissants idéaux dans une boucle auxiliaire d'observation, telle que cette boucle n'intègre aucune dynamique non modélisée. La boucle principale est poursuivie de la boucle d'observateur. Sous les dynamiques de cet observateur, aucun problème de réticence n'apparaît et le système évolue comme si la commande équivalente continue est appliquée.

II.8.3 Commande par mode glissant d'ordre supérieur

Une autre solution plus efficace pour résoudre le problème de réticence est l'introduction de nouvelles dynamiques dans la commande. Cette technique est à la base du concept du mode glissant d'ordre supérieur où le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation est déplacé sur les dérivées d'ordre supérieur ce qui permet de réduire la réticence tout en conservant les propriétés de robustesse et de la précision de la loi glissante d'ordre 1.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu la notion générale de la commande par mode de glissement qui est très utilisée dans la commande non linéaire et dans l'étude de stabilité des systèmes. L'intérêt majeur de cette étude réside dans la simplicité de la mise en œuvre de la loi de commande.

Dans le chapitre suivant, nous allons appliquer la commande par mode glissant à un moteur asynchrone amortisseur.

CHAPITRE 3

***APPLICATION DU
REGULATEUR PAR MODE
GLISSANT A LA MAS***

III.1 Introduction

En se basant sur l'étude théorique de régulateur par mode de glissement vu précédemment, nous allons maintenant procéder à son application à la machine asynchrone, notre objectif est la commande de vitesse pour différentes consignes, ainsi que pour différents types de commande de la MAS (commande scalaire (alimentée en courant) et vectorielle (alimentée en tension)).

En premier lieu, nous allons appliquer la commande par mode glissant à la partie mécanique du moteur, puis à la commande scalaire (alimentée en courant), ensuite à la commande vectorielle (alimentée en tension).

Afin d'éliminer le phénomène de Chattering tout en gardant les performances de la commande, nous avons introduit la fonction tangente hyperbolique « tanh » dans le signal de commande.

A la fin on effectue un test de robustesse qui consiste à faire varier les paramètres de la machine afin de vérifier la robustesse de la commande vis-à-vis des perturbations et des changements paramétriques.

III.2 Application du mode glissant à la partie mécanique du moteur

Dans ce cas on ne s'intéresse qu'à la partie mécanique du moteur asynchrone, et pour cela on définit un modèle dynamique simplifié ou on ne va utiliser que les paramètres mécaniques, car la dynamique de la partie mécanique du moteur asynchrone est plus lente que celle de la partie électrique.

La partie mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (\text{III.1})$$

Cette équation peut être réécrite en utilisant la transformation de Laplace :

$$\Omega = \frac{1}{f_v + Js} (C_{em} - C_r) \quad (\text{III.2})$$

III.2.1 Représentation d'état du système

Pour la commande de vitesse, les variables d'état sont la vitesse et l'accélération, la dynamique du moteur est donnée par l'équation (III.2). On prenant comme variables d'état x_1 et x_2 , tel que :

$$\begin{cases} x_1 = \Omega_n - \Omega \\ x_2 = \frac{d\Omega}{dt} = -\dot{x}_1 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

x_1 : Erreur de vitesse.

x_2 : L'accélération.

L'erreur de vitesse est traitée par le régulateur par mode glissant pour générer le signal de commande u , l'intégration analogique de cette variable nous donne le couple électromagnétique C_{em} .

En dérivant l'équation (III.2), on obtient :

$$J\Omega s^2 + f_v\Omega s = s C_{em} \quad (\text{III.4})$$

$$-J \ddot{x}_1 - f_v \dot{x}_1 = s C_{em} \quad (\text{III.5})$$

$$J \dot{x}_2 + f_v x_2 = s C_{em} \quad (\text{III.6})$$

D'où :

$$J \dot{x}_2 = -f_v x_2 + s C_{em} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$s C_{em} = u \quad (\text{III.8})$$

Donc :

$$C_{em} = \frac{1}{s} u \quad (\text{III.9})$$

On obtient :

$$\dot{x}_2 = -\frac{f_v}{J}x_2 + \frac{1}{J}u \quad (\text{III.10})$$

Les équations (III.3) et (III.10) Peuvent être représentées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & -\frac{f_v}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \end{bmatrix} u \quad (\text{III.11})$$

III.2.2 Structure du régulateur de vitesse par mode de glissement

III.2.2.1 Choix de la surface de glissement

Dans la majorité des cas, on préfère un régime rapide sans dépassement. Par conséquent le choix de la droite de commutation (surface de glissement) définie dans le deuxième chapitre (équation II.6) est :

$$S(x) = \frac{d}{dt}e(x) + \lambda e(x) = 0 \quad (r = 2) \quad (\text{III.12})$$

Avec :

$$e(x) = \Omega_n - \Omega = x_1 \text{ (L'erreur entre la consigne de vitesse et la vitesse mesurée).}$$

D'où :

$$S(x) = \dot{x}_1 + \lambda x_1 = 0 \quad (\text{III.13})$$

III.2.2.2 Détermination de la loi de commande et des conditions de glissement

La commande utilisée est de type :

$$u = u_{eq} + u_s \quad (\text{III.14})$$

Détermination de u_{eq}

La commande équivalente est déterminée à partir de la condition :

$$S(x) = \dot{S}(x) = 0 \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$\dot{S}(x) = \ddot{x}_1 + \lambda \dot{x}_1 = 0 \quad (\text{III.16})$$

$$\dot{S}(x) = -\dot{x}_2 - \lambda x_2 = 0 \quad (\text{III.17})$$

On obtient à partir de l'équation (III.10) et (III.17) :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{f_v}{J} - \lambda\right) x_2 - \frac{1}{J}(u_{eq} + u_s) = 0 \quad (\text{III.18})$$

Etant donné que $u_s = 0$, l'expression de la commande équivalente devient :

$$u_{eq} = (f_v - \lambda J)x_2 \quad (\text{III.19})$$

Détermination de la condition de glissement et de la commande discontinue u_s

La commande discontinue u_s est choisie de manière à assurer la condition de glissement :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$\dot{S}(x) = \frac{1}{J}u_s \quad (\text{III.21})$$

L'expression de $\dot{S}(x)$ est obtenue en substituant la valeur de u_{eq} donnée par (III.19) dans (III.18).

Donc :

$$\begin{cases} S(x) > 0 & \text{si } u_s < 0 \\ S(x) < 0 & \text{si } u_s > 0 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

$$u_s \equiv \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.23})$$

III.2.3 Résultats et interprétations

Le moteur démarre à vide pour une vitesse $\Omega_n = 1450 \text{tr/min}$ (vitesse nominale), et reçoit un couple résistant brusque $C_r = 45 \text{N.m}$. Les figures ci-dessous montrent les résultats de simulation de la vitesse mécanique et du couple électromagnétique avec et sans application du régulateur par mode glissant lors d'application d'une perturbation de charge à l'instant $t=1.1\text{s}$ après l'instant initial.

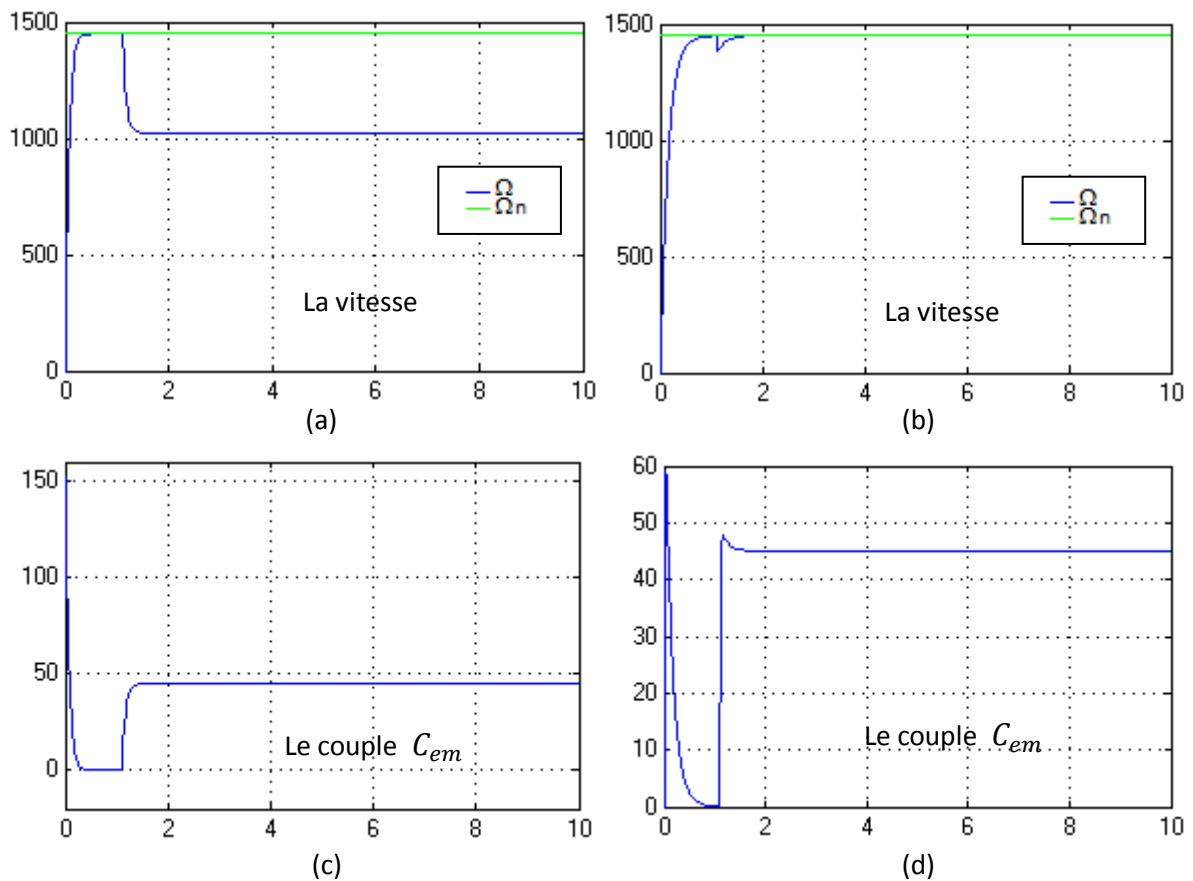


Fig. III.1 Vitesse et couple.

Aux premiers instants du démarrage, le couple augmente et atteint sa valeur maximale (150N.m) mais qui s'annule très rapidement (figure. III.1.c), mais à l'instant de l'application du couple résistant, on remarque une augmentation de la valeur de couple ; à cette instant la

vitesse subit une chute importante (figure III.1.a) et sans rétablissement, donc on a pensée à appliqué à ce système un régulateur par mode glissant pour éliminer cette erreur.

La réponse en vitesse obtenue avec la commande par mode de glissement est très rapide (figure III.2.b). On observe aussi que l'erreur de vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très rapidement compensée et cela pour un couple maximale égale à $60N.m$ (figure III.1.d).

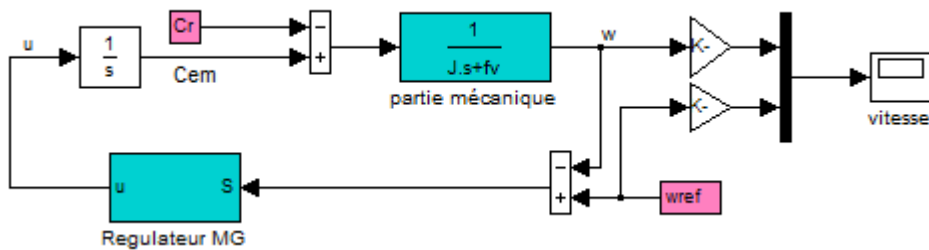


Fig. III.2 Schéma de simulation de la commande par mode glissant de la partie mécanique d'un moteur asynchrone.

III.3 Application à la commande scalaire

Dans ce cas on applique un régulateur de vitesse par mode glissant utilisant la fonction « tanh » pour la machine asynchrone associée à une commande scalaire alimentée en courant.

III.3.1 Représentation d'état du système

On a :

$$\dot{\Omega} = -\frac{1}{T_m}\Omega + \frac{K_m}{T_m}(C_{em} - C_r) \tag{III.24}$$

Cette équation peut être réécrite en utilisant la notation de Laplace « s » :

$$\Omega = \frac{1}{T_ms+1}(C_{em} - C_r) \tag{III.25}$$

Avec :

$$C_{em} = a_m I_{sm} \frac{K_e T_r \omega_r I_{sm}}{1+(T_r \omega_r)^2} \tag{III.26}$$

Donc :

$$C_{em} = a_m I_{sm} \frac{K_e T_r \omega_r I_{sm}}{1 + (T_r \omega_r)^2} \quad (\text{III.27})$$

$$C_{em} = \frac{a_m K_e T_r \omega_r}{1 + (T_r \omega_r)^2} I_{sm}^2 \quad (\text{III.28})$$

Avec :

$$I_{sm} = \frac{\Phi_{rn}}{K_e L_r} \sqrt{1 + (T_r \omega_r)^2} \quad (\text{III.29})$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{a_m T_r \Phi_{rn}^2}{K_e L_r^2} \omega_r \quad (\text{III.30})$$

$$C_{em} = A \omega_r \quad (\text{III.30})$$

Avec :

$$A = \frac{a_m T_r \Phi_{rn}^2}{K_e L_r^2}$$

On remplace l'expression de couple dans l'équation (II.25), on aura :

$$T_m \Omega s + \Omega = A \omega_r - C_r \quad (\text{III.31})$$

On prend :

$$\begin{cases} x_1 = \Omega_n - \Omega \\ x_2 = \frac{d\Omega}{dt} = -\dot{x}_1 \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

Avec :

x_1 : Erreur de vitesse.

x_2 : L'accélération.

L'erreur de vitesse est traitée par le régulateur par mode glissant pour générer le signal de commande u , l'intégration analogique de cette variable nous donne la vitesse ω_r .

En dérivant l'équation (III.31), on obtient :

$$T_m \Omega s^2 + \Omega s = A \omega_r s \quad (\text{III.33})$$

$$T_m \dot{x}_2 + x_2 = A \omega_r s \quad (\text{III.34})$$

D'où :

$$T_m \dot{x}_2 = -x_2 + A \omega_r s \quad (\text{III.35})$$

On pose:

$$\omega_r s = u \quad (\text{III.36})$$

Donc :

$$\omega_r = \frac{1}{s} u \quad (\text{III.37})$$

On obtient :

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{T_m} x_2 + \frac{A}{T_m} u \quad (\text{III.38})$$

Les équations (III.32) et (III.38) Peuvent être représentées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & -\frac{1}{T_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{A}{T_m} \end{bmatrix} u \quad (\text{III.39})$$

III.3.2 Choix de la surface de glissement

On choisit la même forme de surface que précédemment

$$S(x) = \frac{d}{dt} e(x) + \lambda e(x) = 0 \quad (r = 2) \quad (\text{III.40})$$

Avec :

$$e(x) = \Omega_n - \Omega = x_1 \quad (\text{III.41})$$

D'où :

$$S(x) = \dot{x}_1 + \lambda x_1 = 0 \quad (\text{III.42})$$

III.3.3 Détermination de la loi de commande et des conditions de glissement

La commande utilisée est de type :

$$u = u_{eq} + u_s \quad (\text{III.43})$$

✚ Détermination de u_{eq}

$$\dot{S}(x) = \ddot{x}_1 + \lambda \dot{x}_1 = 0 \quad (\text{III.44})$$

$$\dot{S}(x) = -\dot{x}_2 - \lambda x_2 = 0 \quad (\text{III.45})$$

On obtient :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{1}{T_m} - \lambda\right)x_2 - \frac{A}{T_m}u = 0 \quad (\text{III.46})$$

Etant donné que $u_s = 0$, l'expression de la commande équivalente devient :

$$u_{eq} = \frac{T_m}{A} \left(\frac{1}{T_m} - \lambda\right)x_2 \quad (\text{III.47})$$

✚ Détermination de la condition de glissement et de la commande discontinue u_s

La commande discontinue u_s est choisie de manière à assurer la condition de glissement :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.48})$$

Avec :

$$\dot{S}(x) = \frac{A}{T_m}u_s \quad (\text{III.49})$$

L'expression de $\dot{S}(x)$ est obtenue en substituant la valeur de u_{eq} donnée par l'équation (III.46) dans l'équation (III.45).

Donc :

$$\begin{cases} S(x) > 0 & \text{si } u_s < 0 \\ S(x) < 0 & \text{si } u_s > 0 \end{cases} \quad (\text{III.50})$$

$$u_s \equiv \dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.51})$$

III.3.4 Résultats et interprétations

Pour la simulation, on a choisi $K = 39$ et $\lambda = 150$.

Pour illustrer les performances du réglage par mode de glissement dans ce modèle (commande scalaire), nous avons simulé dans un premier temps un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de 1450 tr/mn , puis pour une entrée qui varie entre deux valeurs (la valeur maximale est 1450 et la valeur minimale est 1160). Ensuite pour des impulsions d'amplitude égale à l'inverse de la vitesse nominale (-1450 tr/min) et de période de 5.2 s .

Pour toutes les consignes citées ci-dessus la machine est soumise à une perturbation de charge à l'instant $t = 1.1 \text{ s}$ (couple résistant $C_r = 45 \text{ N.m}$).

Les résultats obtenus sont montrés par les figures (III.3), (III.4), (III.5). Avec (a), (b), (c), (d) représentent successivement la vitesse, le couple électromagnétique, le flux rotorique ainsi que le signal de commande, cela pour les trois type d'entrées.

- Entrée 1

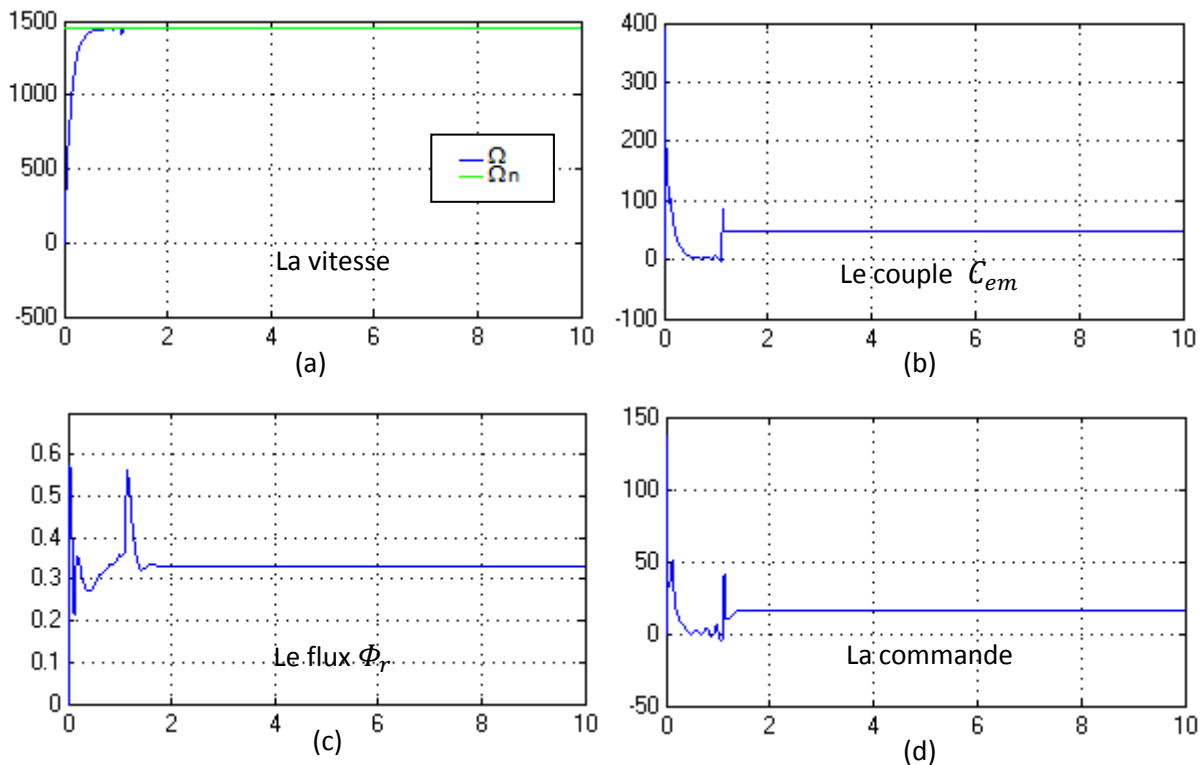


Fig. III.3 Résultats pour la première consigne.

• **Entrée 2**

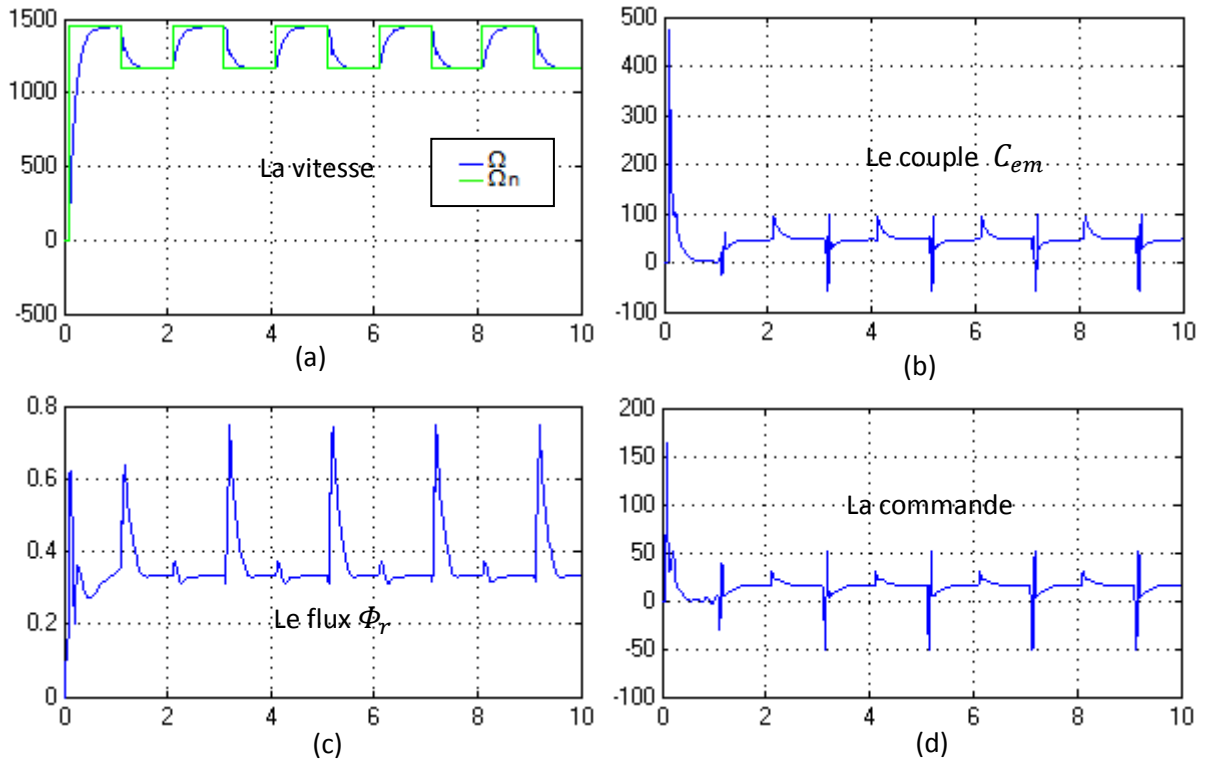


Fig. III.4 Résultats pour la deuxième consigne.

• **Entrée 3**

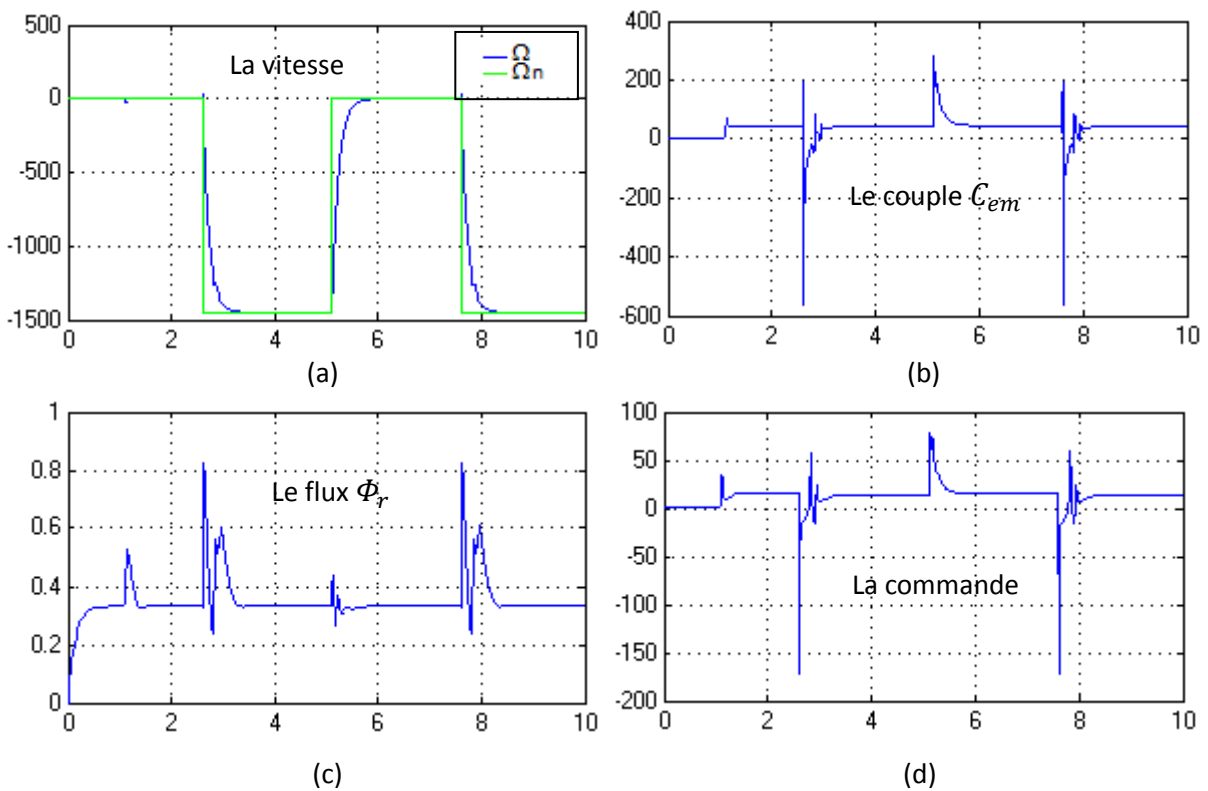


Fig. III.5 Résultats pour la troisième consigne.

La réponse en vitesse obtenue avec la CSV pour un démarrage à vide est très rapide. On observe que l'erreur de vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très rapidement compensée comparant avec les résultats obtenus par la commande par *PI*. Aux premiers instants du démarrage (entrée 1), le couple augmente et atteint sa valeur maximale (400N.m) mais qui s'annule très rapidement (figure. III.1.c) avant de rejoindre la valeur de couple résistant après son application.

Pour les entrées (2) et (3) de même que pour la première entrée la vitesse suit bien sa référence avec rapidité et précision, donc la variation de la consigne n'influe pas sur la commande.



Fig. III.6 Schéma de simulation de la commande par mode pour la commande scalaire d'un moteur asynchrone.

III.4 Application à la commande vectorielle

Maintenant on va tester pour la commande vectorielle d'une machine asynchrone par mode glissant. La vitesse est contrôlée par un régulateur à mode glissant utilisant la fonction « tanh ».

III.4.1 Représentation d'état du système

On a:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \tag{III.52}$$

Et :

$$c_{em} = P \frac{M}{L_r} \Phi_r I_{qs} \quad (\text{III.53})$$

Avec :

$$I_{qs} = \frac{1}{R_s(1+\sigma T_s)} U_{qs} \quad (\text{III.54})$$

Donc :

$$J\dot{\Omega} = \frac{a \Phi_r}{(1+\sigma T_s)} U_{qs} - f_v \Omega - C_r \quad (\text{III.55})$$

$$a = P \frac{M}{R_s L_r}$$

On prend :

$$\begin{cases} x_1 = \Omega_n - \Omega \\ x_2 = \frac{d\Omega}{dt} = -\dot{x}_1 \end{cases} \quad (\text{III.56})$$

Avec :

x_1 : Erreur de vitesse.

x_2 : L'accélération.

L'erreur de vitesse est traitée par le régulateur par mode glissant pour générer le signal de commande u , l'intégration analogique de cette variable nous donne la tension U_{qs} .

En dérivant l'équation (III.55), on obtient :

$$J\Omega s^2 = \frac{a \Phi_r}{(1+\sigma T_s)} U_{qs} s - f_v \Omega s \quad (\text{III.57})$$

On pose :

$$\frac{a \Phi_r}{(1+\sigma T_s)} U_{qs} s = u \quad (\text{III.58})$$

Donc :

$$U_{qs} = \frac{(1+\sigma T_s)}{a \Phi_r} \frac{1}{s} u \quad (\text{III.59})$$

On obtient :

$$\dot{x}_2 = -\frac{f_v}{J}x_2 + \frac{1}{J}u \quad (\text{III.60})$$

Les équations (III.56) et (III.60) Peuvent être représentées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & -\frac{f_v}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \end{bmatrix} u \quad (\text{III.61})$$

III.4.2 Choix de la surface de glissement

On choisit la même surface de glissement que précédemment

$$S(x) = \frac{d}{dt}e(x) + \lambda e(x) = 0 \quad (r = 2) \quad (\text{III.62})$$

Avec :

$$e(x) = \Omega_n - \Omega = x_1$$

D'où :

$$S(x) = \dot{x}_1 + \lambda x_1 = 0 \quad (\text{III.63})$$

III.4.3 Détermination de la loi de commande et des conditions de glissement

La commande utilisée est de type :

$$u = u_{eq} + u_s \quad (\text{III.64})$$

Détermination de u_{eq}

$$\dot{S}(x) = \ddot{x}_1 + \lambda \dot{x}_1 = 0 \quad (\text{III.65})$$

$$\dot{S}(x) = -\dot{x}_2 - \lambda x_2 = 0 \quad (\text{III.66})$$

On obtient :

$$\dot{S}(x) = \left(\frac{f_v}{J} - \lambda\right) x_2 - \frac{1}{J}u = 0 \quad (\text{III.67})$$

Etant donné que $u_s = 0$, l'expression de la commande équivalente devient :

$$u_{eq} = (f_v - \lambda J)x_2 \quad (\text{III.68})$$

✚ Détermination de la condition de glissement et de la commande discontinue u_s

La commande discontinue u_s est choisie de manière à assurer la condition de glissement :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.69})$$

Avec :

$$\dot{S}(x) = \frac{1}{J}u_s \quad (\text{III.70})$$

D'où :

$$u_s \equiv \dot{S}(x) = -K\text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.68})$$

III.4.4 Résultats et interprétations

Pour la simulation, on a choisi $K = 21$ et $\lambda = 30$.

Pour illustrer les performances du réglage par mode de glissement dans ce modèle (commande vectorielle), nous avons simulé dans un premier temps un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de 1450 *tr/mn*, puis pour une entrée qui varie entre deux valeurs (la valeur maximale est 1450 et la valeur minimale est 1160). Puis pour des impulsions d'amplitude égale à l'inverse de la vitesse nominale (-1450*tr/min*) et de période de 5.2s.

Pour toutes les consignes citées ci-dessus la machine est soumise à une perturbation de charge à l'instant $t = 1.1s$ (couple résistant $C_r = 45N.m$).

Les résultats obtenus sont montrés par les figures (III.7), (III.8), (III.9). Avec (a), (b), (c), (d) représentent successivement la vitesse, le couple électromagnétique, le courant I_{qs} et le flux rotorique, et cela pour les trois type d'entrée.

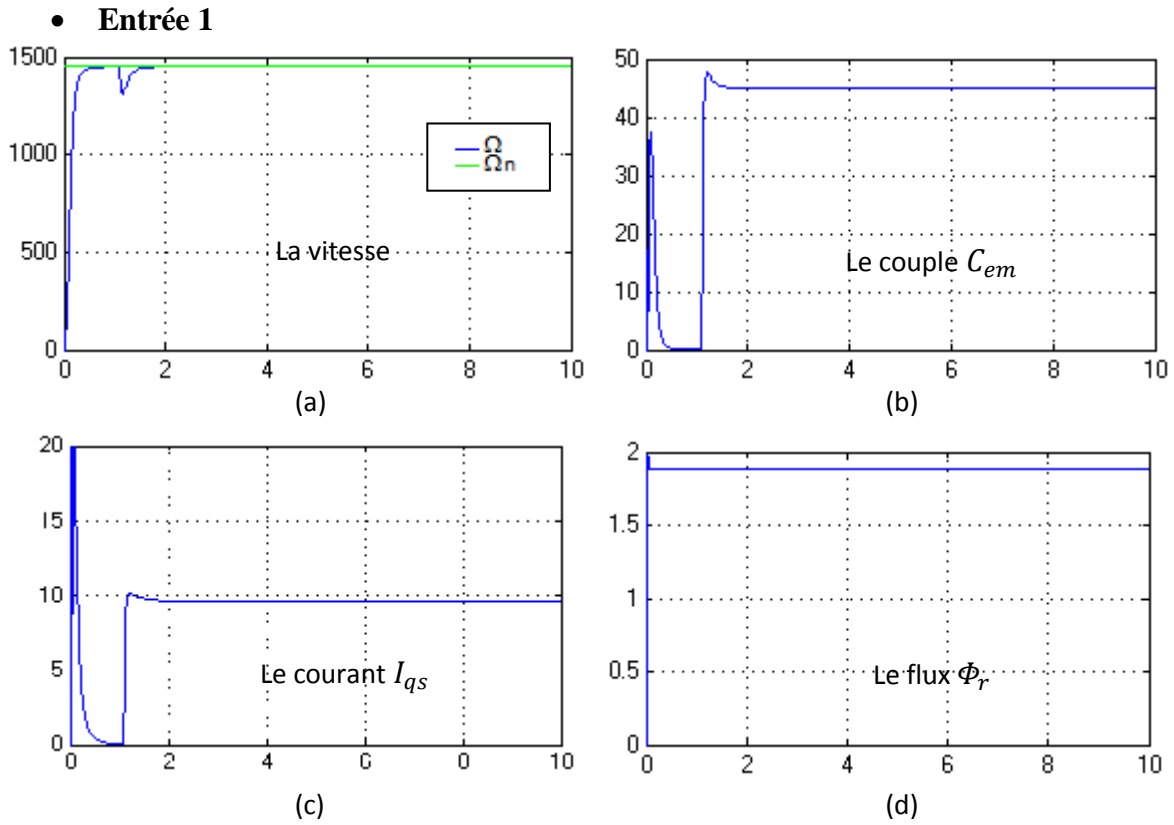


Fig. III.7 Résultats pour la première consigne.

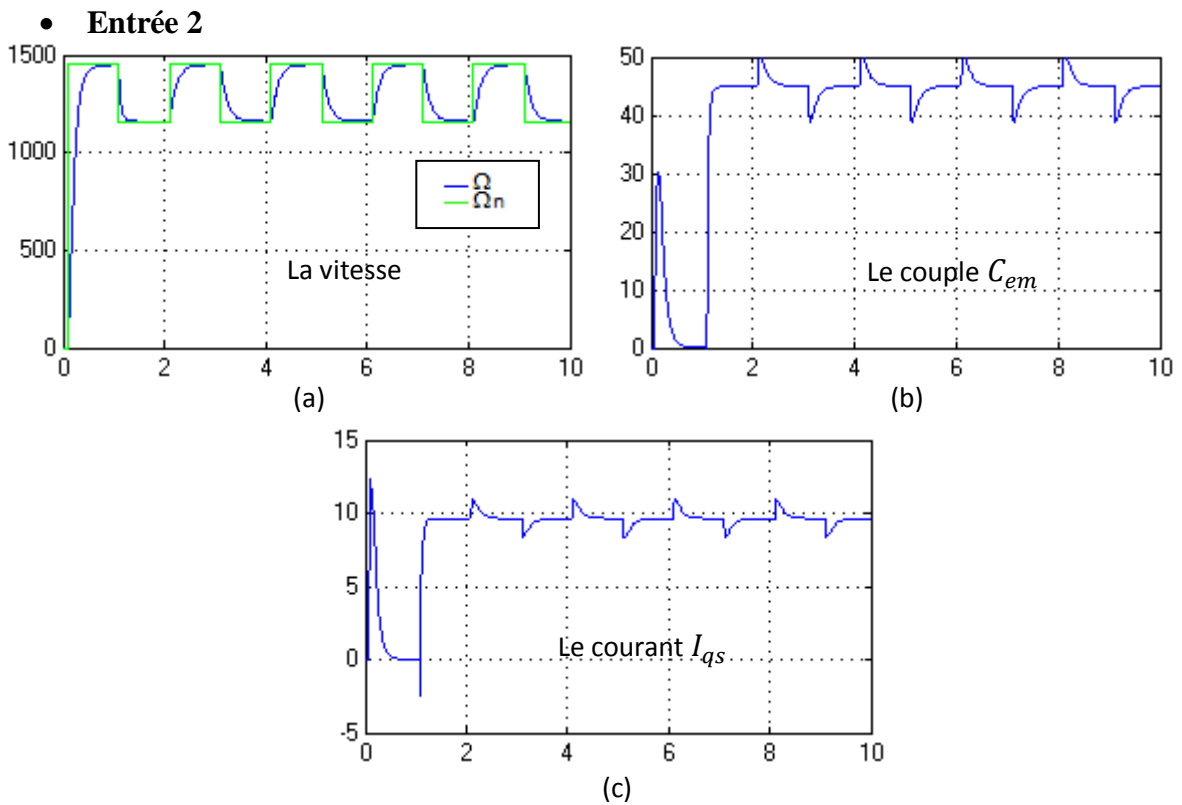


Fig.III.8 Résultats pour la deuxième consigne.

- **Entrée 3**

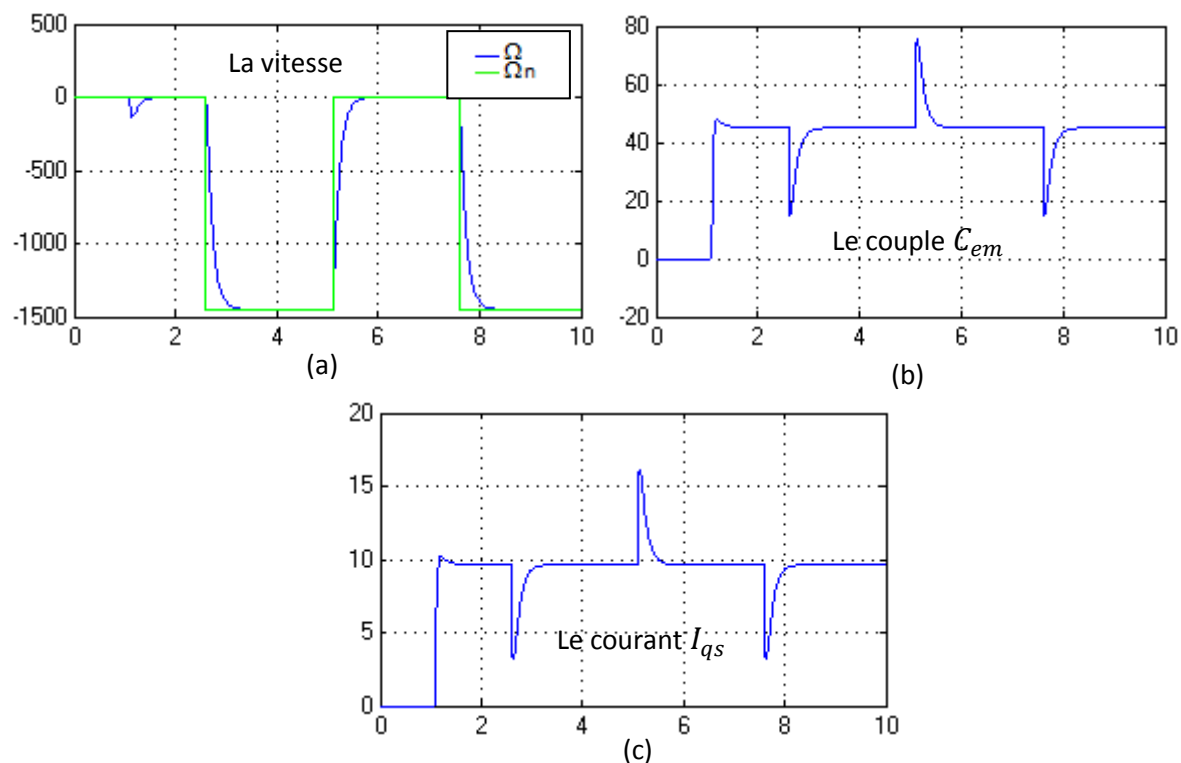


Fig.III.9 Résultats pour la troisième consigne.

La réponse en vitesse obtenue pour un démarrage à vide est très rapide pour les trois entrées. On observe que l'erreur de vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très rapidement compensée.

Le flux ne varie pas pour tous les cas puisque il est en fonction de I_ϕ , ce dernier est commandé par la tension V_{ds} .

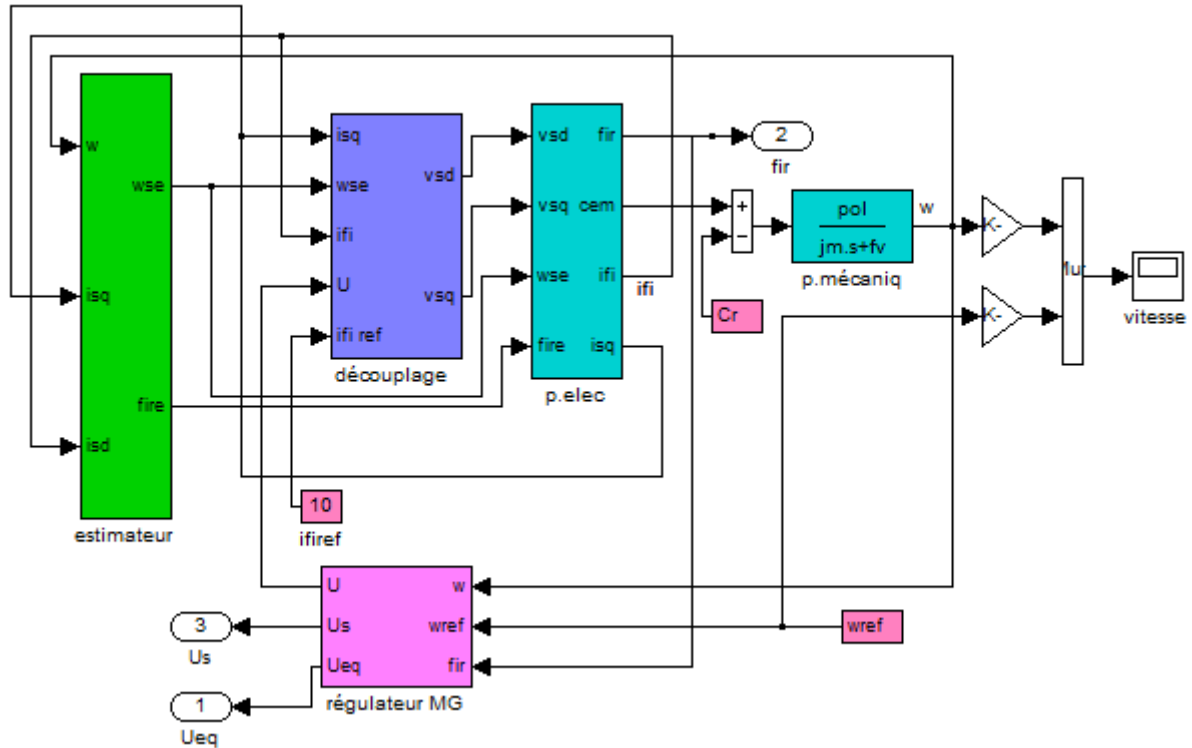


Fig.III.10 Schéma de simulation de la commande par mode pour la commande vectorielle d'un moteur asynchrone.

III.5 Tests de robustesse

Afin de tester la robustesse de la commande par mode glissant nous avons étudié l'influence des variations paramétriques sur les performances du réglage de la vitesse. Nous considérons des variations sur l'inertie, sur les frottements visqueux ainsi que sur la résistance rotorique. Nous introduisons une augmentation de 50% sur ces derniers.

La robustesse de la commande est testée sur la commande scalaire ainsi que sur la commande vectorielle. Nous représentons les grandeurs les plus importants qui sont la sortie du système (vitesse), le couple électromagnétique, le flux rotorique ainsi que le courant I_{qs} dans le cas de la commande vectorielle.

a. Pour la commande scalaire

Les figures (III.11) (III.12) (III.14) représentent les testes de robustesse du réglage de vitesse basé sur le modèle non linéaire (commande scalaire).

• Entrée 1

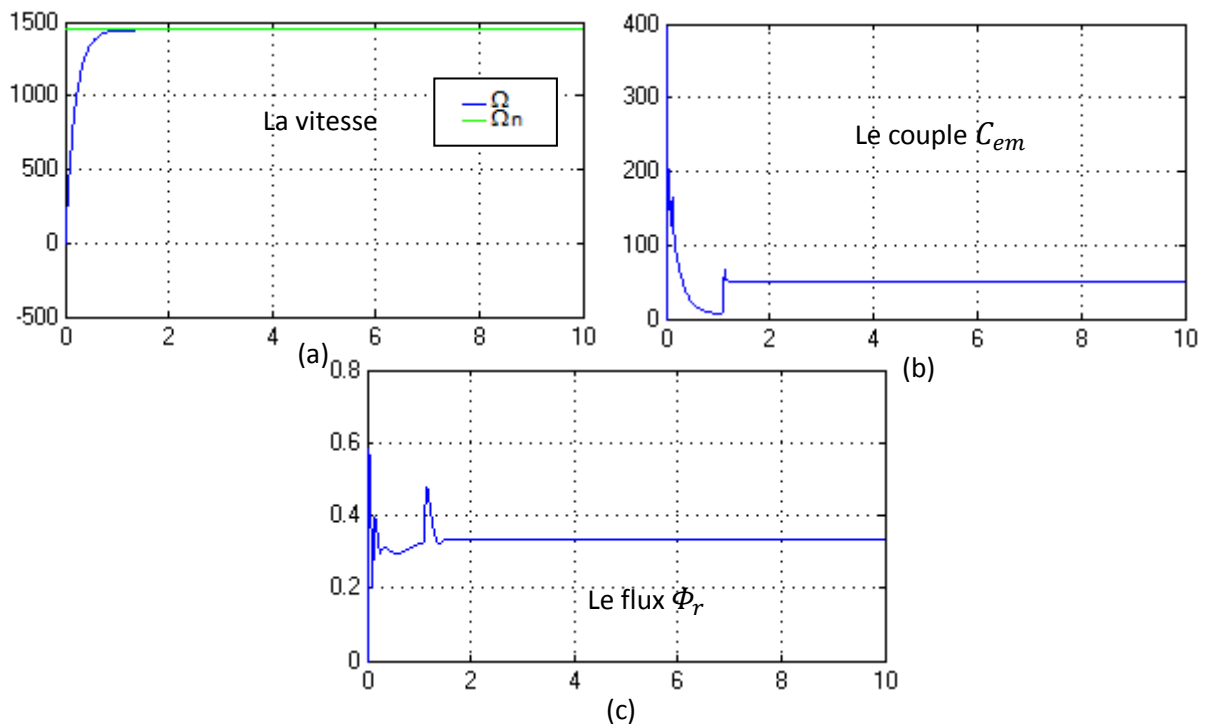


Fig.III.11 Résultats pour la première consigne.

• Entrée 2

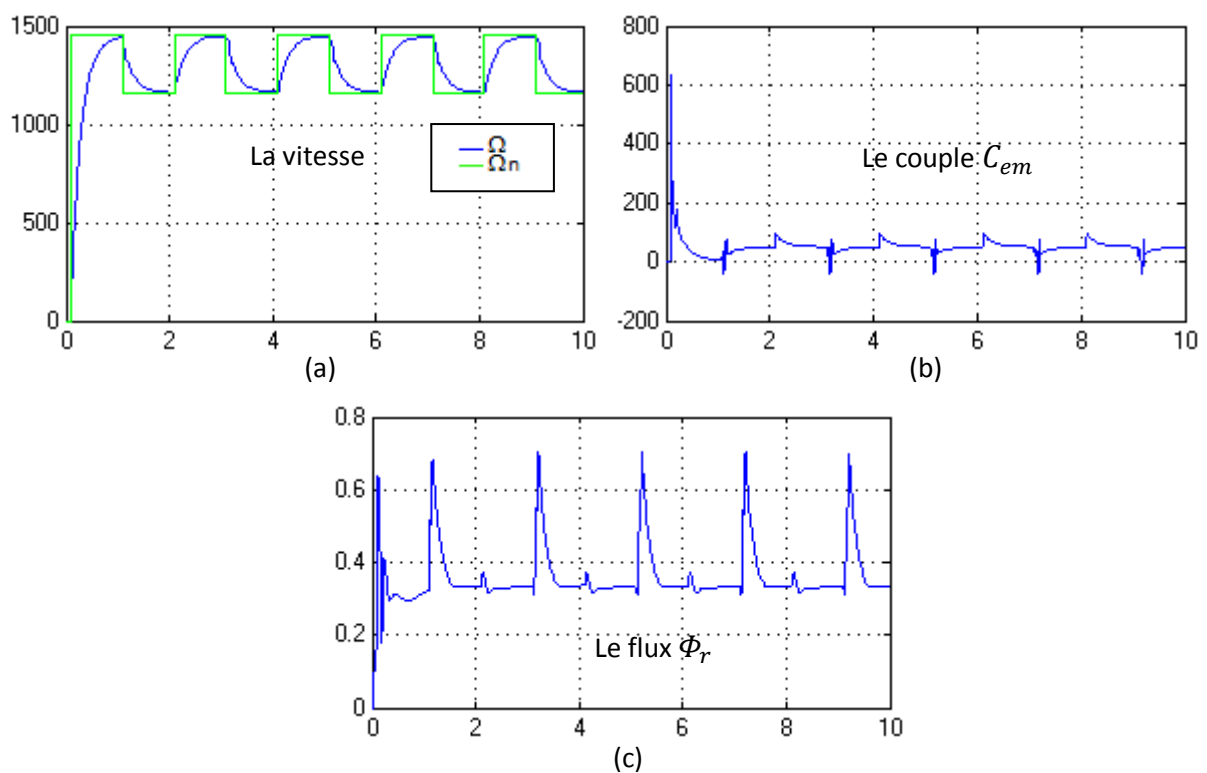


Fig.III.12 Résultats pour la deuxième consigne.

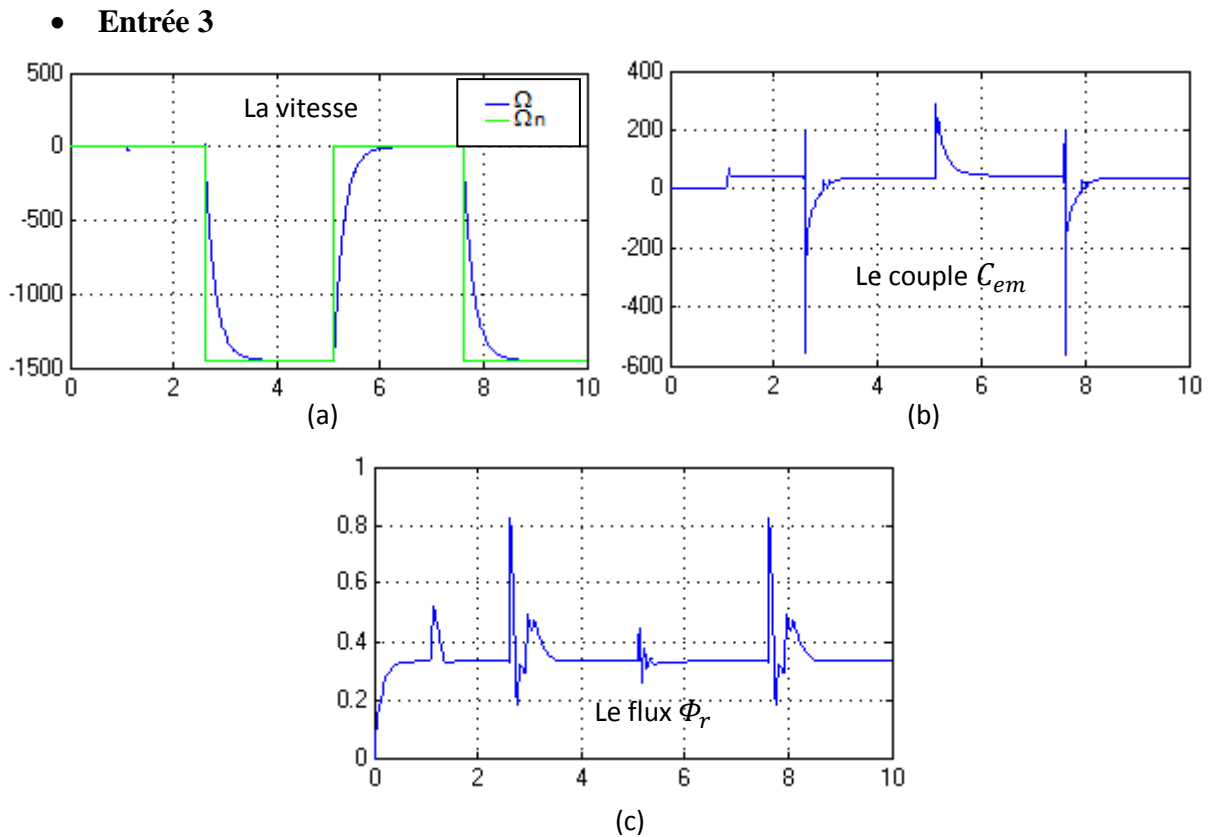


Fig.III.13 Résultats pour la troisième consigne.

Les variations introduites dans ces essais ressemblent en pratique aux conditions de travail (perturbations et variations paramétrique). Elles n'ont l'influence que peu sur le temps de réponse, donc on peut dire que la commande par mode de glissement garde ses meilleures performances en dépit de ces erreurs.

b. Pour la commande vectorielle

Les figure III.14) (III.15) (III.16) représentent les testes de robustesse du réglage de vitesse basé sur le modèle non linéaire (commande vectorielle).

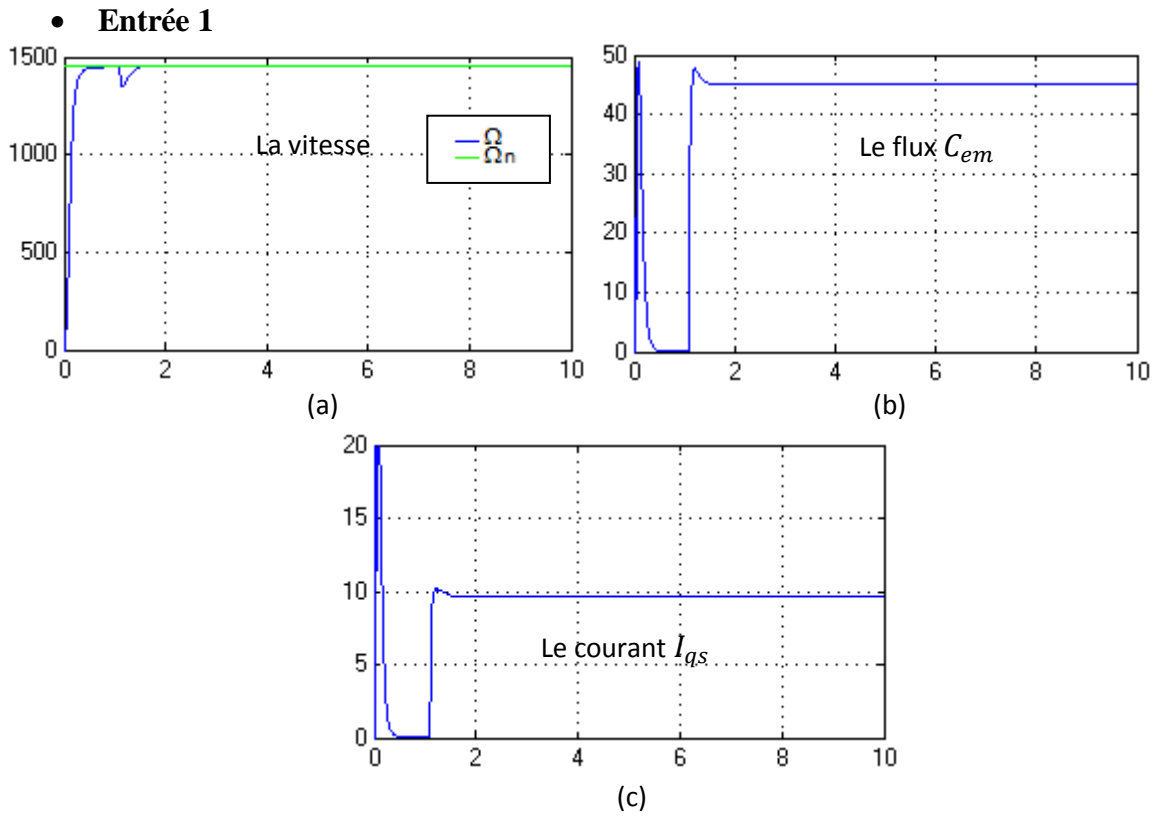


Fig.III.14 Résultats pour la troisième consigne.

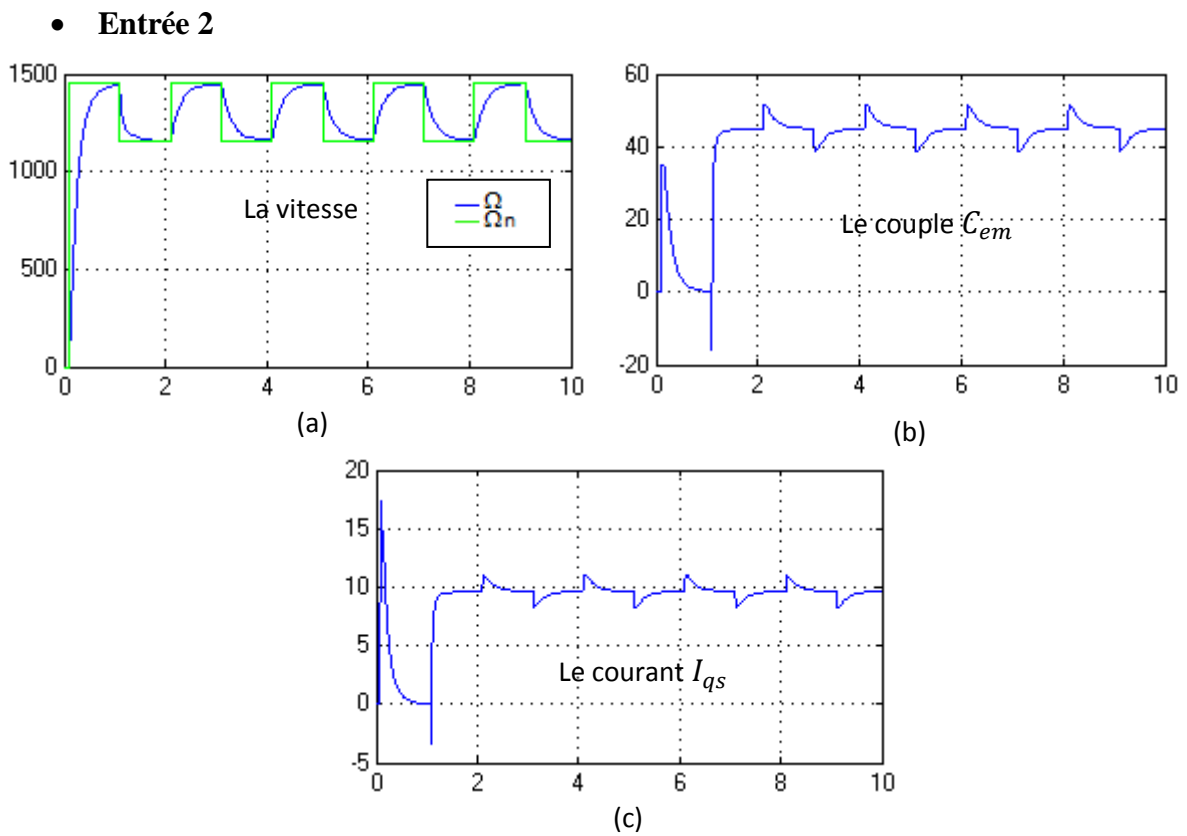


Fig.III.15 résultats pour la deuxième consigne.

- **Entrée 3**

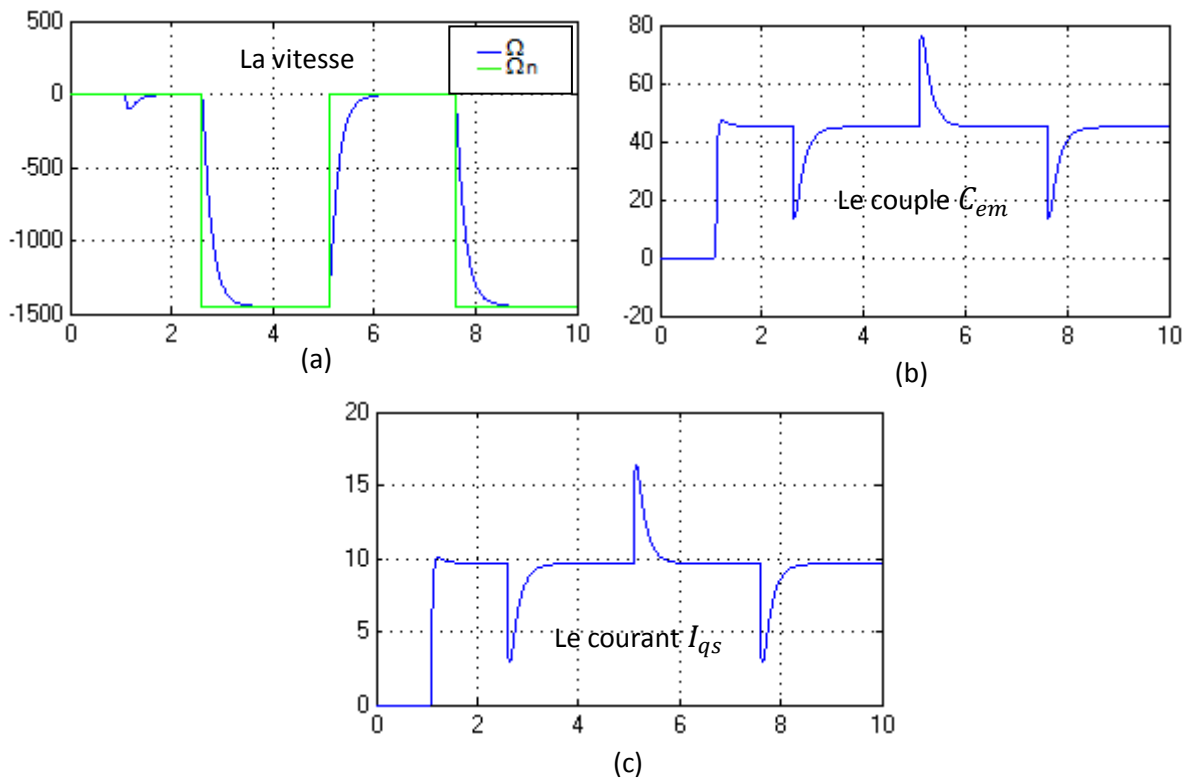


Fig.III.16 résultats pour la troisième consigne.

On peut remarquer que les variations introduites dans ces essais n'ont l'influence que très peu sur le temps de réponse ainsi on remarque une petite augmentation de la valeur de couple au démarrage.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé et appliqué une méthode de réglage à structure variable avec mode glissant pour l'asservissement de vitesse d'une MAS.

Tout d'abord on a appliqué ce dernier à la partie mécanique du moteur, les résultats obtenus avec ce modèle sont rapides et précis (la vitesse suit sa référence avec une rapidité et une précision). Puis dans un second temps on l'a appliqué à la commande scalaire alimentée en courant, dans ce cas aussi on a eu des résultats très satisfaisant, avec un rétablissement très rapide de la vitesse lors de l'application de couple résistant et cela pour les différentes

consignes. Puis à la fin on l'a appliquée à la commande vectorielle alimentée en tension, de même que pour les deux cas précédents, la rapidité et la précision sont appréciables.

En introduisant des conditions de travail ressemblantes aux conditions pratique (variations paramétriques et perturbations), des changements presque négligeables sont apparus ce qui vérifie la robustesse de cette commande, ce qui n'était pas le cas pour la commande classique introduite dans le premier chapitre.

***CONCLUSION
GENERALE***

Conclusion générale

L'objectif de notre travail visait l'utilisation d'une technique de contrôle pour la commande d'un moteur asynchrone. Cette méthode doit être efficace et robuste face aux perturbations extérieures et aux variations du système contrôlé. Notre attention s'est fixée sur la méthode du contrôle par mode de glissement qui est actuellement largement utilisée dans le domaine industriel et qui a supplanté presque toutes les autres méthodes de contrôle. Notre but était de vérifier par simulations les performances acquises par notre système.

Les résultats obtenus par simulation ont prouvé les avantages de la méthode utilisée. Nous avons constaté que le régulateur par mode de glissement réagit avec une action rapide face à des perturbations de charge. On a remarqué que la vitesse subit une légère chute avant de rejoindre rapidement sa valeur de référence.

Une étude comparative avec un régulateur *PI* pourra donner une meilleure appréciation des qualités de notre régulateur.

Le travail réalisé a atteint une bonne partie de son objectif, mais ça reste le phénomène de chattering le problème majeur pour ce type de commande. Pour cela on propose comme perspective l'utilisation de la commande par mode glissant flou « fuzzy sliding mode ».

Ce projet nous a permis de mettre en application nos connaissances acquises durant notre cursus, ça nous a aussi permis de nous familiariser avec les techniques de calcul numérique et de simulation par ordinateur.

ANNEXES

ANNEXE A

A.1 Paramètres du moteur

A.1.1 Pour la commande scalaire

La machine à étudier dans notre projet dans le modèle scalaire, est une MAS alimentée en courant qui a les paramètres suivants :

$$\begin{array}{lll} R_r=0.11\Omega; & f_v=0.00812; & p=2; \\ J=0.1; & I_{sn}=8.54A; & R_s=0.12\Omega; \\ f_{sn}=50Hz; & M=0.048H; & L_s=0.017H; \\ L_r=0.015H; & \Omega_n=1450tr/min; & P_{un}=3\text{ Kw}; \end{array}$$

A.1.2 Pour la commande vectorielle

Le modèle utilisé dans cette partie concerne une MAS alimentée en tension, ses paramètres sont :

$$\begin{array}{lll} R_s=1\Omega; & L_s=0.25H; & T_r=0.153; \\ R_r=1\Omega; & f_v=1e-5; & \Omega_n=1450tr/min \\ \sigma=0.066; & J=0.07; & p=2; \\ f_{sn}=50Hz; & P_{un}=3*10^3w; & \end{array}$$

REFERENCES

References

- [1] **AP0801701.** “Constant V/f Control of Induction Motors Using Space Vector Modulation”. Infineon Technologies AG 2006. www.infineon.com
- [2] **Canudas De Wit, and J Ramirez.** “Optimisation discrétisation et observateurs commande des moteurs asynchrones”. HERMES Science Europe Ltd, Paris, 2000.
- [3] **Dariusz L. Sobczuk.** “Application of ANN for Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drives”. Ph.D. Thesis, University of Technology Faculty of Electrical Engineering Warsaw 1999.
- [4] **F.Blaschke.** “The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines”. Siemens Review, XXXIX, n°5, pp. 217-220, 1972.
- [5] **G.A. Capolino, Y.Y. Fu.** “Commande des Machines Asynchrones par Flux Orienté : Principe, Méthodes et Simulation”. Actes des Journées SEE : Actionneurs Electriques, Valence, Novembre 1989.
- [6] **G. Grellet, G. Clerc.** “Actionneurs Electrique Principes-Modèles-Commande”. Edition Eyrolles 97. ISBN 2-212-09352-7.
- [7] **G.Séguier.** “Electrotechnique Industriel”. Tome 2, Edition Technique et Documentation, 1977.
- [8] **G. Séguier.** “Les Convertisseurs de l’Electronique de Puissance, Conversion Continu/Alternatif”. Volume 4, Edition Technique et Documentation, Paris, 1995.
- [9] **Hansruedi Bühler.** “Réglage par mode de glissement”. Complément au traité d’électricité, presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.
- [10] **J.J.E. SLOTINE et W. LI.** “Applied Non-linear Control”, Prentice-Hall Englewood, New Jersey, 1991.
- [11] **Kheldoun Aissa.** “Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté”, Thèse de Doctorat Université de Boumerdès Faculté des hydrocarbures et de la chimie 2007.
- [12] **M.O. Mahmoudi.** “Analyse Microscopique et Macroscopique d’un Moteur Alimenté par un Onduleur à MLI”. 11^{ème} Journées Tunisiennes d’Electronique et d’Automatique, Tunisie, 19
- [13] **Mustafa Resa Becan.** “Fuzzy Boundary Layer Solution To Nonlinear Hydraulic Position Control Problem”. Transactions On Engineering, Computing and Technology V5, April 2005 ISSN 1305-5313

-
- [14] **N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi.** “*Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive*”. Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE, Sept. 1998.
- [15] **O.Ondel.** “*Diagnostic par reconnaissance des formes application à un ensemble ‘convertisseur –machine asynchrone’*”. Thèse de l’Ecole Doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, 2006.
- [17] **S. Khojet El Khil.** “*Commande Vectorielle d’une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)*”. Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 2006.
- [18] **Taleb Moustapha OULD ABDOU.** “*Commande par Mode de Glissement Floue avec Observateur : Application à Différents Pendules Inversés*”. Ecole Nationale Polytechnique, El-Harrach Alger, 2006.
- [19] **Techniques de l’ingénieur.** “*Commande en régime glissant*”.s7435, 06/05/2012.
- [20] **V. Utkin.** “*VSS with Sliding Mod’IEEE*”. IEEE trans. Automatic Control, vol. AC-22, N° 2, 1977.
- [21] **Y. Fu.** “*Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées*”. Thèse Doctorat Université de Montpellier II, France, 1991.