



République algérienne démocratique populaire
Ministre de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Echahid Hamma-Lakhdar d'El oued
Faculté de Technologie
Département de génie électrique



Mémoire de Fin d'Études
En vue de l'obtention du diplôme
MASTER ACADEMIQUE
Spécialité : Commande électrique

Thème

Commande par mode de glissant d'un
moteur asynchrone

Dirigé par :

Dr. Kechida Ridha

Réalisé par :

Hamlaoui Aymen

Bensghier Ramz Eddin

Aribi Mohammed Elhadj

Année universitaire :2021/2022

Remerciements

Nous remercions Dieu qui nous a donné la force et la volonté d'accomplir ce modeste travail.

*Nous tenons tout d'abord à exprimer nos sincères remerciements ainsi que nos vives
gratitudes envers tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce
modeste travail.*

*Mes sincères remerciements et reconnaissances vont à notre encadrant, Mr Kechida Ridha
pour son aide, ainsi que pour la confiance qu'il nous a prodiguée durant la réalisation de ce
travail.*

*Nos plus vifs remerciements s'adressent également aux membres de jury qui nous a
honorées en acceptant d'évaluer ce travail.*

*Que tous les enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent nos gratitudes et en
particulier ceux du département génie électrique de Université Echahid Hamma-Lakhdar
d'El_Oued.*

*Sans oublier d'exprimer mes remerciements à tous nos amis Chacun avec son nom et tous
ceux qui nous a aidé de près ou de loin.*

Sommaire

Liste des figures	I
Liste des symboles	II
Introduction générale	1
Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone	
I.1 Introduction	4
I.2. Constitution de la machine asynchrone	4
I.2.1. Stator	5
I.2.2. Rotor	5
I.3.Principe de fonctionnement de la MAS	6
I.4.Hypothèses simplificatrices	7
I.5.Modèle dynamique de la machine asynchrone	8
I.5.1. Stator	8
I.5.1.1. Equations électriques	8
I.5.1.2. Equation magnétique	8
I.5.2. Rotor	8
I.5.2.1. Equations électriques	8
I.5.1.2. Equations magnétiques	9
I.5.2.3. Equation électromagnétique	9
I.6.Transformation de Park	9
I.6.1. Equations électriques	11
I.6.2. Equations magnétiques	11
I.6.3. Equation électromagnétique	11
I.7.Choix du référentiel	12
I.7.1. Référentiel lié au stator	12
I.7.2. Référentiel lié au rotor	13
I.7.3. Référentiel lié au champ tournant	13
I.8. Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone triphasé	13
I.9. Modélisation de redresseur	14
I.10. Modélisation du circuit de filtrage	15
I.11. Modélisation de l'onduleur	16
I.12. Simulation	16
Chapitre II : Commande vectorielle de la MAS	
II.1 Introduction	20
II.2 Principe de la commande vectorielle	20
II.3 La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté	21
II.3.1 Introduction	21
II.3.2 Mise en équation de la commande vectorielle	21
II.3.3 Estimation de ω_s et de θ_s	22
II.3.4 Expression du couple électromagnétique	23
II.3.5 Découplage	24
II.3.5.1 Découplage par compensation	24
II.3.6 Calculs des régulateurs	25
II.3.7 Résultats de simulation avec onduleur à deux niveaux	26
II.3.7.1 Démarrage à vide	26

II.3.7.2 Démarrage en charge	26
II.4 Conclusion	27
Chapitre III : Commande de la MSA par mode glissant	
III.1. Introduction	29
III.2. Théorie de la commande par mode de glissant	29
III.2.1. Condition d'existence du mode de glissement	29
III.2.2. Conception de la commande par mode de glissement	30
III.2.3. Choix de la surface de glissement	30
III.3. Le mode de convergence (MC)	31
III.3.1. Fonction directe de commutation	31
III.3.2. Fonction de Lyapounov	32
III.4. Calcul de la commande	32
III.5. Élimination du phénomène de Chattering	34
III.6. Domaine d'application de la commande par Mode Glissement	36
III.7. Application de la commande par mode de glissement à la MAS	37
III.7.1. Régulateur de la vitesse rotoriques	38
III.7.2. Régulateur du flux rotoriques	38
III.7.3. Régulation du courant directe i_{sd}	39
III.7.4. Régulateur du courant quadrature	40
III.8. Simulation et résultat	41
III.8.1. Interprétation des résultats de simulations	42
IV.8.2 Etude comparative entre le réglage par CV et celle par MG	42
III.9. Conclusion	43
Conclusion Générale	44
Bibliographie	45
Annexe	47

Liste des figures

Figure (I. 1)	Moteur asynchrone à rotor à cage d'écureuil	4
Figure (I. 2)	Le stator de la MAS	5
Figure (I. 3)	Le rotor de la MAS	5
Figure (I. 4)	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	7
Figure (I. 5)	Représentation des axes de la machine	10
Figure (I.6)	Schéma d'une redresseur-triphasé double alternance à diodes	16
Figure (I.7)	Circuit de filtrage de la tension redressée	17
Figure (I.8)	Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus triangle	17
Figure (I.9)	Schéma de simulation de MAS alimentée par source de tension	17
Figure (I.10)	Résultats de simulation de la MAS alimentée par source de tension	18
Figure (I.11)	Résultats de simulation de la MAS alimentée par L'onduleur	18
Figure (I. 12)	Couple électromagnétique	19
Figure (I. 13)	Vitesse rotorique	19
Figure (II.1)	Représentation de l'orientation du repère dq	21
Figure (II.2)	Les nouvelles commandes obtenues	24
Figure (II.3)	Reconstitution des tensions v_{sd} et v_{sq}	25
Figure (II.4)	Schéma de simulation de la commande vectorielle	25
Figure (II.5)	Simulation du démarrage à vide puis en charge de la MAS	25
Figure (III.1)	Fonction signe	34
Figure (III.2)	Phénomène de broutement	34
Figure (III.3.a)	Fonction Sat a un seuil	36
Figure (III.3.b)	Fonction Sat a deux seuils	36
Figure (III.4)	Fonction Smooth	36
Figure (III.5)	Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement	37
Figure (III.6)	Simulation du démarrage à vide puis en charge de la MAS	41
Figure (III.7)	Commande vectorielle	42
Figure (III.8)	Commande par mode de glissant	42

LISTE DES SYMBOLES

MAS	Machine asynchrone
s, r	Indices du stator et du rotor, respectivement.
L_S, L_r	Inductances cycliques propres statoriques (rotoriques) par phase.
R_S, R_r	Résistances d'enroulements statoriques (rotoriques) par phase.
M	Inductance cyclique mutuelle.
J	Inertie des masses tournantes.
f	Coefficient de frottement visqueux.
T_S, T_r	Constante de temps rotorique (statorique)
σ	Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.
ϕ_S, ϕ_r	Flux statorique (rotorique).
g	Glissement
C_{em}	Couple électromagnétique de la machine.
C_r	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
ω_S, ω_r	Pulsation de fréquence statorique (rotorique)
P	Nombre de paires de pôles.
θ_r	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
θ	Angle de positionnement des axes (u, v) par rapport aux à (X_a, X_b, X_c)
A, B, C /a, b, c	Trois phases du stator /rotor.
$\phi_{r ref}$	Flux rotorique de référence.
$\Omega_{r ref}$	Vitesse rotorique de référence.
(u,v)	Axes biphasés.
(d, q)	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
(x,y)	Axes correspondants au référentiel lié au rotor.
(α - β)	Axes correspondants au référentiel lié au stator.
$[P(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.

Résumé

Ces dernières années, les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans les applications industrielles en raison de leurs nombreux avantages. Cependant, le contrôle de ce type de machine pose quelques problèmes liés à la stabilité de la machine et autres aspects. Ces problèmes et complexités ont conduit à la recherche de techniques de contrôle pour surmonter les limitations de la machine et les obstacles à son fonctionnement.

Le contrôle par la méthode par mode glissant est l'une des techniques de contrôle puissantes et efficaces pour les systèmes aux caractéristiques variables. Les résultats obtenus dans les simulations montrent que le contrôle par mode glissant est robuste et efficace, même en présence de variations fréquentes des caractéristiques de la machine et des contraintes dues à la charge.

mots clés: Commande, mode de glissant, moteur asynchrone

ملخص

في السنوات الاخيرة أصبح المحرك اللاتزامني يستخدم بكثرة في التطبيقات الصناعية نظرا للعديد من الايجابيات، ولكن التحكم في هذا النوع من الالات يطرح بعض المشاكل. المتعلقة باستقرار الالة وغيرها. هذه النشاكل و التعقيدات أدت إلى البحث عن تقنيات تحكم، من أجل التغلب على سلبيات الالة و معيقات عملها. التحكم عن طريق وضع الإنزلاق يمثل واحدة من تقنيات التحكم القوية و الفعالة في الأنظمة ذات الخصائص المتغيرة . النتائج المحصل عليها في المحاكات تظهر لنا أن التحكم عن طريق وضع الانزلاق قوي و فعال و نتائجها جيدة رغم التغير المتكرر لخصائص الالة و الضغوطات بسبب الحمولة.

الكلمات المفتاحية: التحكم، وضع الانزلاق، محرك غير متزامن

Introduction générale

Grâce à l'évolution technologique récente dans l'électronique de puissance et la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de techniques de réglage de plus en plus performantes dans les applications industrielles. On trouve souvent le moteur asynchrone qui est le plus utilisé dans ce domaine, car il a une construction mécanique simple et robuste. Par contre l'alimentation par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande associés au moteur sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu. Cependant, grâce à des processus performants, il est possible d'implémenter des stratégies de commande assez efficaces. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement des performances dynamiques élevées, semblables à celles d'un entraînement avec moteur à courant continu. Parmi ces stratégies de commande on retrouve la commande vectorielle qui est la méthode la plus populaire qui tient compte de la structure dynamique de la machine pour avoir des systèmes d'entraînement.[1]

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.[2]

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques [3]. Les techniques de commande classique de type PI couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Cesson des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Au cours de temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires [4].

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes.

Parmi les techniques de commande modernes de la machine asynchrone, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande vectorielle, la commande adaptative, la commande par mode glissant...etc. Ces techniques utilisent des régulateurs classiques ou modernes qui rendent les commandes précitées robustes. Notre travail s'inscrit dans le cadre de la commande robuste en vitesse d'une MAS

L'objectif de cette mémoire on a présente la modélisation au début de la machine asynchrone, alimenté par un onduleur à trois niveaux, cette machine commande par la stratégie vectorielle pour améliorer les performances de la MAS, on propose de remplacé les régulateurs PI par des régulateur basent sur les fonctions de lyapinov ces régulateurs dit mode glissement .Dans le premier chapitre nous modélisons le moteur asynchrone en vue de sa commande, en utilisant la transformation de Park (passage triphasé-biphasé). Finalement, une simulation de ce modèle faite dans le repère lié au stator sera présentée.

Dans le deuxième chapitre, sera consacré à l'alimentation de la machine par onduleur à MLI à hystérésis et à la présentation des principes de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. En premier lieu, on modélise l'onduleur de tension, ensuite la commande vectorielle indirecte sera appliquée pour la commande de la vitesse par le biais d'un régulateur classique.

Dans le troisième chapitre nous avons ici adopté la technique de commande par modes glissant, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé. Nous proposons en perspectives queues axes de recherche.

Chapitre I :

Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction

La machine asynchrone, de par sa simplicité de conception et de maintenance, est la préférée des industriels depuis son invention par *Nikola Tesla* en 1890, lorsqu'il découvre les champs magnétiques tournants générés par un système de courants polyphasés. Cependant, cette simplicité s'accompagne d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. La modélisation est une étape très importante et nécessaire, soit pour étudier les comportements et/ou développer des commandes pour les différents types de machines (courant continu ou alternatif). La machine asynchrone est appelée machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

Dans ce chapitre nous proposons la modélisation classique de la machine asynchrone, d'abord nous donnons une généralité sur le MAS (machine asynchrone), puis nous passons à développement du modèle de la MAS (machine asynchrone), en utilisant les transformations de Park, nous citons les équations mathématiques (magnétiques, électriques et mécaniques) qui fonctionnent la machine. La simulation de ce modèle est réalisée à l'aide du logiciel *SIMULINK* sous *MATLAB*. Enfin, nous arrivons à l'interprétation de ces résultats.

I.2. Constitution de la machine asynchrone

Le moteur d'induction triphasé (souvent appelé moteur asynchrone triphasé) comprend deux parties principales : un inducteur fixe nommé stator et un induit mobile nommé rotor. [1]

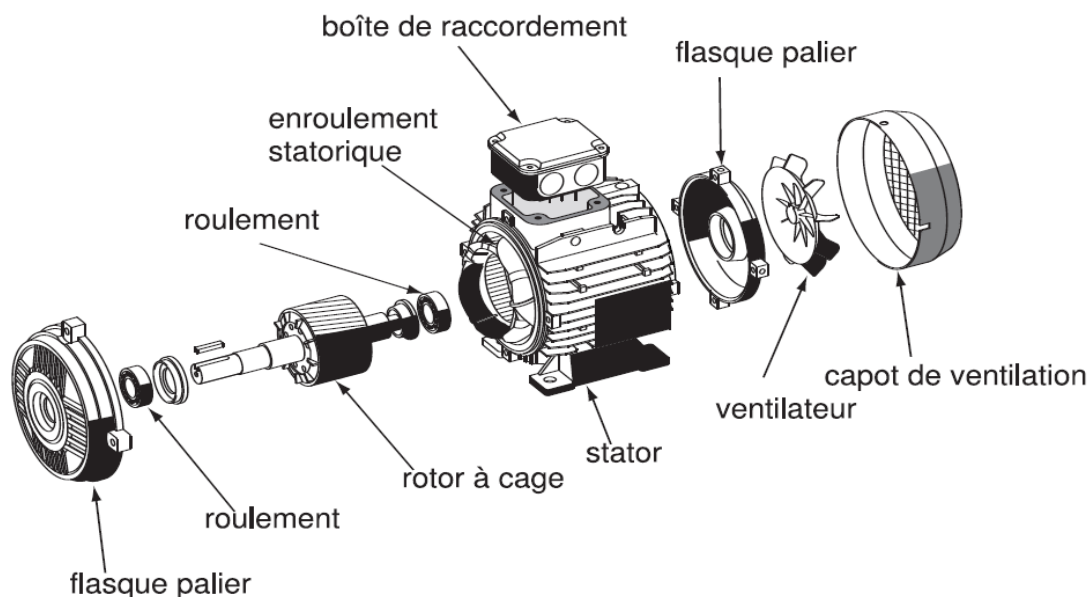


Figure (I. 1) : moteur asynchrone à rotor à cage d'écureuil

I.2.1. Stator : Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles minces identiques en forme de couronne qui constituent un cylindre vide, ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé. Cette couronne est serrée dans une carcasse en fonte. [1]



Figure (I. 2) : Le stator de la MAS

I.2.2. Rotor : Le rotor, monté sur l'arbre moteur se compose d'un cylindre fait de tôles empilées. Des encoches sont percées à la périphérie extérieure destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre. Il existe deux types de rotor : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné. [1]

- **Rotor à cage d'écureuil :** Il porte un ensemble de barres conductrices, très souvent en Aluminium, logées dans un empilement de tôles. Les extrémités des barres sont réunies par deux couronnes conductrices. Le rotor en cage d'écureuil présente une résistance très faible : on dit qu'il est court-circuité.
- **Rotor bobiné :** Le rotor comporte des encoches dans lesquelles sont logés des conducteurs formant un enroulement triphasé. Les enroulements sont généralement accessibles par l'intermédiaire de 3 bagues et de 3 balais, permettant ainsi de modifier les caractéristiques de la machine. [1]

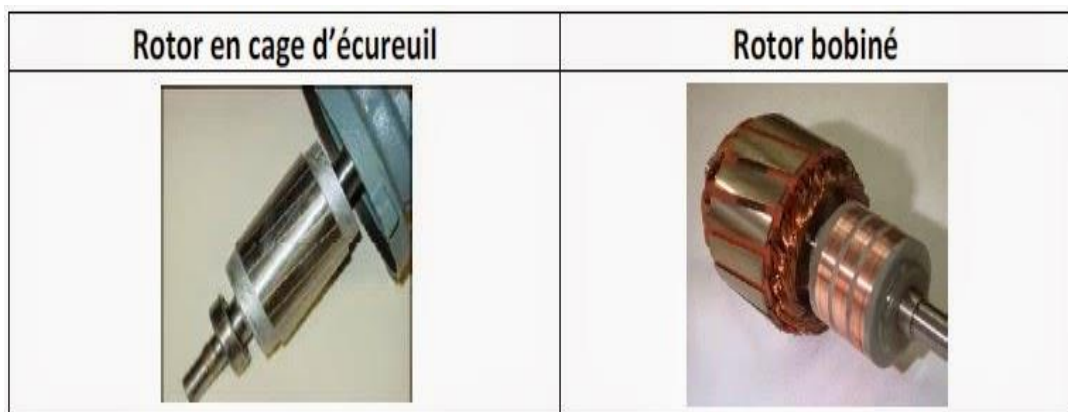


Figure (I. 3) : Le rotor de la MAS

I.3.Principe de fonctionnement de la MAS : L'enroulement statorique reçoit de l'énergie électrique du réseau de pulsation ω_s , ce qui crée un champ tournant à la vitesse angulaire synchrone.

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.1)$$

Avec :

Ω_s : la vitesse statorique

ω_s : pulsations statorique

p : nombre de pair de pôles

Ce champ, en balayant les barres rotoriques y induit des F.E.M et donc des courants. Ces courants induits produiront un champ qui sera de sens opposé au champ statorique. Cela va produire un couple moteur qui entrainera la mise en mouvement du rotor dans les sens du champ tournant statorique.

Dans le cas général, peut tourner à la vitesse de rotation donnée par le rapport suivant $n_s = 60.f_s/p$

Le rotor tourne à la vitesse n plus petite que la vitesse de synchronisme n_s . On dit que le rotor « glisse » par rapport au champ tournant. On introduit alors une variable caractérisant la vitesse de rotation du rotor. On donne le rapport de glissement : [3]

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (I.2)$$

g : glissement

n_s : vitesse synchronisme

n : vitesse du rotor

I.4.Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la MAS, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant.
- Effet des encoches négligé.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.

- On néglige l'effet de peau. Parmi les conséquences importantes des hypothèses. On peut citer :
- L'additivité des flux.
 - La constance des inductances propres.
 - La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements

Statorique et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.[1]

I.5.Modèle dynamique de la machine asynchrone :

Un modèle dynamique de la MAS, faisant l'objet de commande, doit être connu pour comprendre et élaborer la commande vectorielle. Dû au fait que chaque bonne commande doit faire face à n'importe quel changement possible dans le montage, on peut dire que le modèle dynamique de la MAS doit être une bonne approximation du modèle réel ; de plus, il doit contenir tous les effets dynamiques importants rencontrés durant les régimes permanent et transitoire, et il doit être valable pour n'importe quel changement au niveau de l'alimentation de l'onduleur tel que les tensions ou les courants. Un tel modèle peut être obtenu au moyen de la théorie des deux axes des machines électriques. Pour ce faire, il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équations des circuits électriques de la machine. [3]

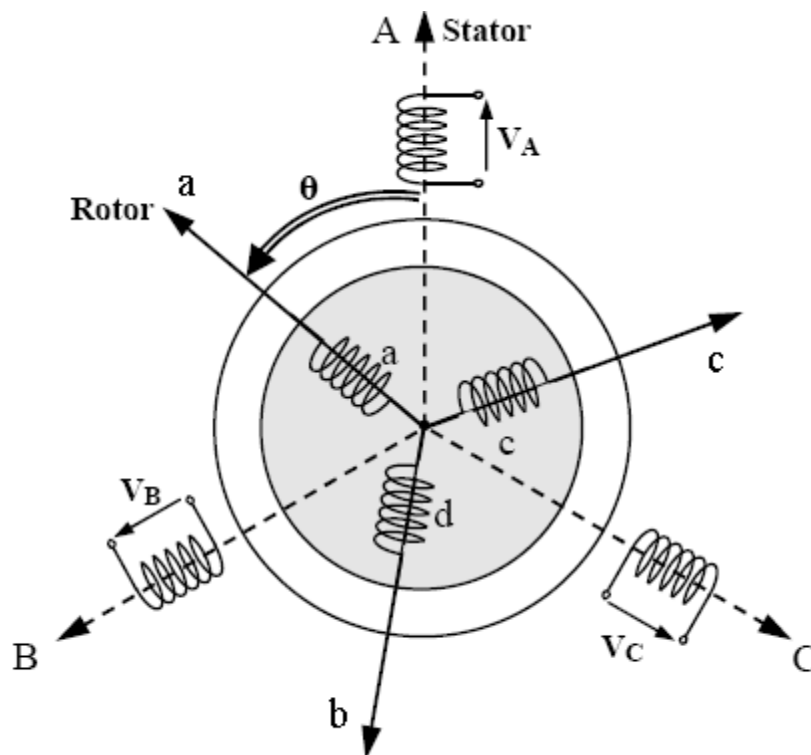


Figure (I. 4) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v = R_i + \frac{d\Phi}{dt} \quad (I.4)$$

I.5.1. Stator :

L'écriture matricielle condensée pour les trois phases statoriques est résumé par ces écritures :

I.5.1.1. Equations électriques :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \quad (I.5)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases :

$$R_s = R_{as} = R_{bs} = R_{cs}$$

I.5.1.2. Equation magnétique :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (I.7)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec :

L_s , R_s , résistances et inductances propre de phases rotoriques.

I.5.2. Rotor :

I.5.2.1. Equation électrique :

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad (I.9)$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

De même :

$R_r = R_{ar} = R_{br} = R_{cr}$: Résistances d'enroulements rotoriques par phase

I.5.2.2. Equations magnétiques :

$$[\Phi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (I.11)$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Sachant que :

$$[M_{sr}][M_{rs}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

On aura finalement :

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}([L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \\ [V_{rabc}] &= [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}([L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \end{aligned} \quad (I.14)$$

I.5.2.3. Equation électromagnétique : L'étude de la caractéristique de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement, des paramètres électriques (tension, courant) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

$$C_{em} = p [i_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (I.15)$$

I.6. Transformation de Park :

A cause de la complexité et la non linéarité des équations précédentes il est difficile de simuler le système, alors il est indispensable de transformer le système triphasé équilibré (a, b, c) en un système biphasé (d, q) par la transformation de Park. A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.

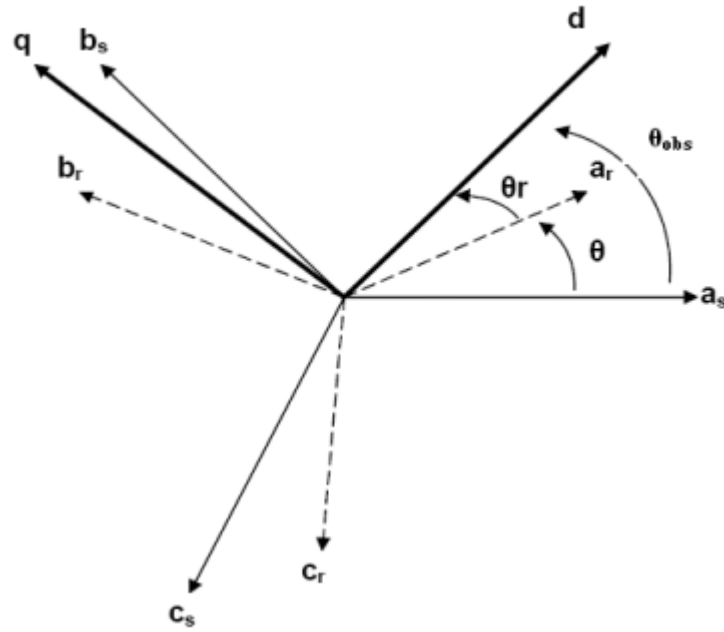


Figure (I. 5) : Représentation des axes de la machine

La transformation de Park normalisée est obtenue à l'aide de la matrice de passage :

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Le changement de variables relatif aux courants, tensions et flux est défini par la transformation :

$$[d, q] = [p(\theta)][a \ b \ c]$$

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression :

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (d, g) par transformation inverse comme suit :

$$[a \ b \ c] = [p(\theta)^{-1}][d, q]$$

Avec :

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

$\theta = \theta_s$: pour le stator (angle entre l'axe od et la phase a du stator)

$\theta = \theta_r$: pour le rotor (angle entre l'axe od et la phase a du rotor)

La composante homopolaire est nulle, pour un système triphasé équilibré.

L'application de la transformation de PARK aux modèles matriciels électrique et magnétique permet d'obtenir les équations suivantes :

I.6.1. Equations électriques :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_{abc} \phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_{abc} \phi_{sd} \\ 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_{abc} - \omega) \phi_{rq} \\ 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - (\omega_{abc} - \omega) \phi_{rd} \end{aligned} \quad (I.18)$$

I.6.2. Equations magnétiques :

$$\begin{aligned} \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} &= L_s i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} &= L_s i_{rq} + M i_{sq} \end{aligned} \quad (I.19)$$

Avec :

$L_s = l_s - M$: Inductance cyclique propre du stator.

$L_r = l_r - M$: Inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator- rotor.

I.6.3. Equation électromagnétique :

Le couple électromécanique devient sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (I.20)$$

I.7.Choix du référentiel

Nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans Un repère (d, q) qui fait un angle électrique θ_s avec le stator et qui fait également un angle électrique θ_r avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs c'est à dire qu'il est libre. Il existe différentes possibilités pour choisir l'orientation de repère de l'axe biphasé de vitesse de rotation en fonction du référentiel choisi. Selon le choix de ω_{obs} on distingue : [1]

I.7.1. Référentiel lié au stator (α, β) : le stator est fixe, la vitesse du repère de Park ($\omega_{obs} = 0$)

$$\begin{aligned} v_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ 0 &= R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{aligned} \quad (I.21)$$

Les équations magnétiques s'écrivent comme suit :

$$\begin{aligned} \phi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} &= L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} &= L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{aligned} \quad (I.22)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (I.23)$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega = C_{em} - C_r \quad (I.24)$$

Avec : Ω : Vitesse de la mécanique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

Ce système peut être utilisé pour régime de démarrage et freinage (dynamique) des machines asynchrones.

I.7.2. Référentiel lié au rotor ($x-y$) : Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ($\omega_{obs} = \omega_r$).

$$\begin{aligned} v_{sx} &= R_s i_{sx} + \frac{d\phi_{sx}}{dt} - \omega_r \phi_{sy} \\ v_{sy} &= R_s i_{sy} + \frac{d\phi_{sy}}{dt} + \omega_r \phi_{sx} \\ 0 &= R_r i_{rx} + \frac{d\phi_{rx}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{ry} + \frac{d\phi_{ry}}{dt} \end{aligned} \quad (I.25)$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines asynchrones.

I.7.3. Référentiel lié au champ tournant (d,q) : La vitesse du repère de Park est celle du champ tournant ($\omega_{obs} = \omega_s$).

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_{abc} \phi_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_{abc} \phi_{sd} \\ 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_{abc} - \omega) \phi_{rq} \\ 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_{abc} - \omega) \phi_{rd} \end{aligned} \quad (I.26)$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée où les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

I.8.Représentation d'état du modèle de la machine asynchrone triphasé :

La représentation d'état est la représentation moderne la plus adaptée pour la commande des machines électriques.

Il existe plusieurs représentations de la machine asynchrone. Elles se différencient entre elles par un choix du vecteur définissant les variables d'états du système et par un choix du référentiel dans lequel la modélisation est faite. La forme générale de l'équation d'état du système est uniforme et s'écrit de la façon

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.27)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [X] &= [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta}] \\ [U] &= [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}] \\ [A] &= [A_{11}] + \omega \cdot [A_{12}] \end{aligned}$$

Pour le référentiel lié au stator (α, β) les matrices A et B sont données par :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} \frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad A_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & 0 & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion total.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotoriques.}$$

$$R_t = R_r + \frac{M^2}{T_r L_r} : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

I.9. Modélisation du redresseur :

Le redresseur utilisé est un redresseur triphasé à diodes, également appelé convertisseur alternatif-continu, il est composé de trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune chacune conduit lorsque le potentiel de son anode est le plus positif, et de trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune, chacune conduit lorsque le potentiel de sa cathode est le plus négatif assurant ainsi le retour de courant $i_d(t)$. La figure (I.6) représente son schéma de principe [4]

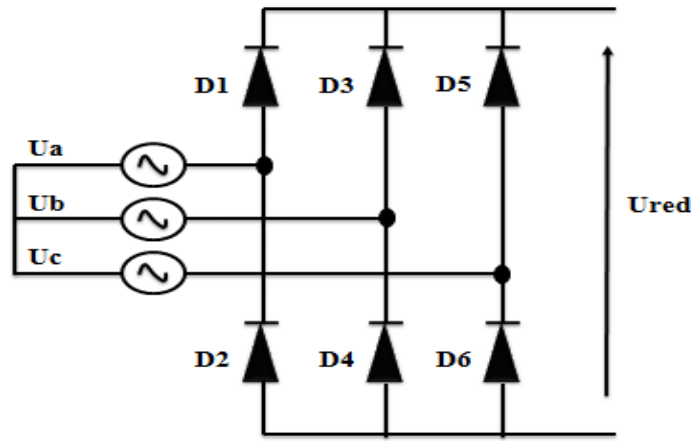


Figure (I.6) : Schéma d'un redresseur-triphasé double alternance à diodes

Supposant que les diodes se comportent des interrupteurs parfaits, la valeur moyenne de la tension redressée est donnée par l'équation suivante :

$$v_{moy} = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} v_m \left[\sin \omega t - \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] d\omega t \quad (I.29)$$

$$v_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_m$$

La tension obtenue par redressement n'est pas parfaitement continue, elle contient des ondulations, pour cela on doit utiliser le filtrage.

I.10. Modélisation du circuit de filtrage :

Le rôle de ce circuit est de réduire le taux d'ondulations de la tension redressée. La figure (I.7) représente son schéma de principe :

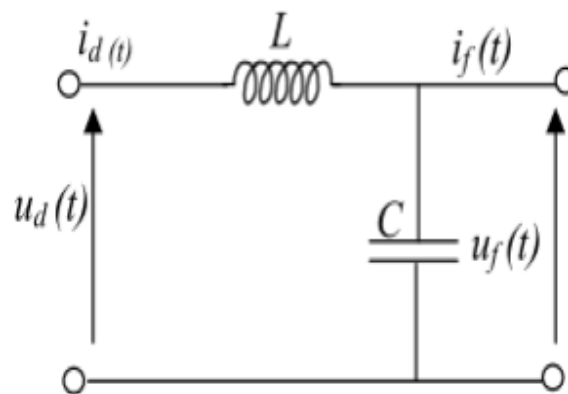


Figure (I.7) : Circuit de filtrage de la tension redressée

On peut modéliser ce circuit par le système d'équations suivantes :

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} (u_d(t) - u_f(t)) \quad (I.30)$$

$$\frac{di_f(t)}{dt} = \frac{1}{C} (i_d(t) - i_f(t)) \quad (I.31)$$

$u_d(t)$: est la tension redressée.

$u_f(t)$: est la tension filtrée appliquée à l'onduleur.

I.11. Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique continu-alternatif, il est composé de six interrupteurs peuvent être des transistors Bipolaire, MOSFET ou IGBT.

Le schéma de cet onduleur est donné dans la figure (I.8)

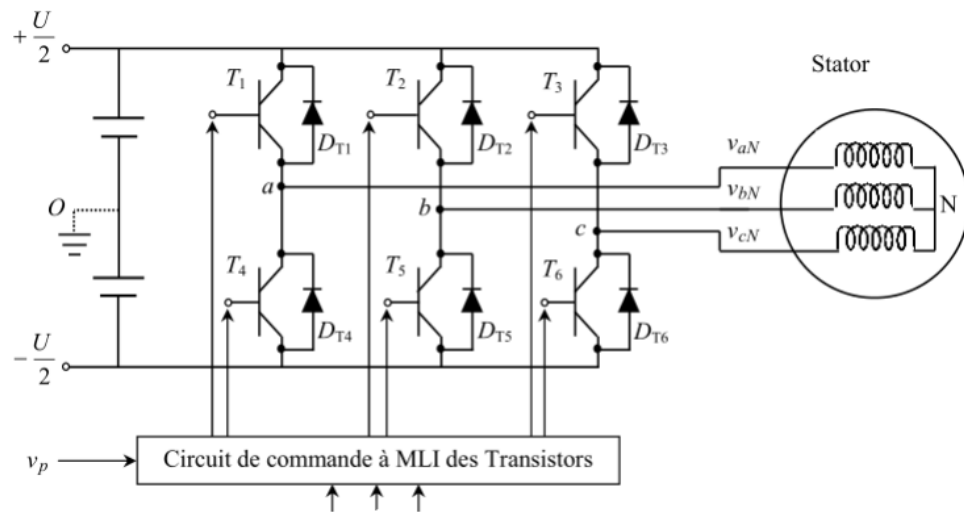


Figure (I.8) : Schéma simplifié de l'onduleur à MLI sinus – triangle.

I.12. Simulation

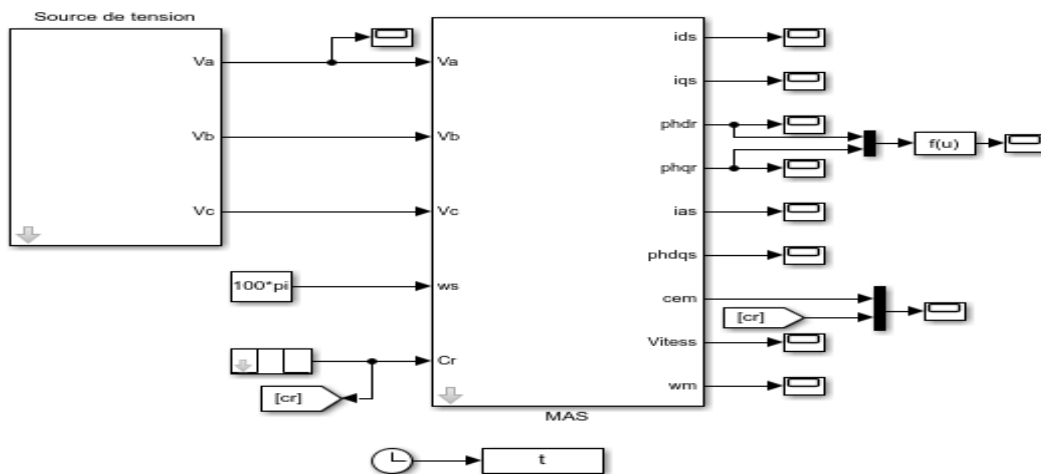


Figure (I. 9) : Schéma de simulation de MAS alimentée par source de tension

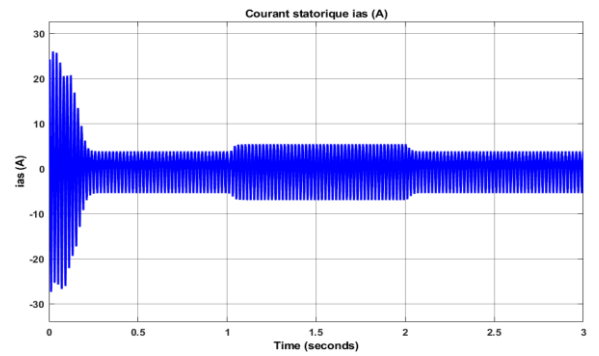
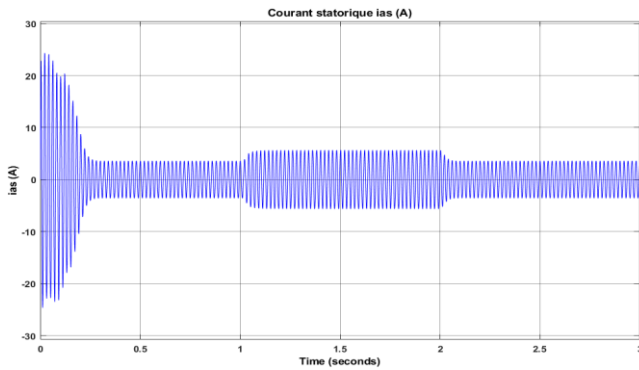
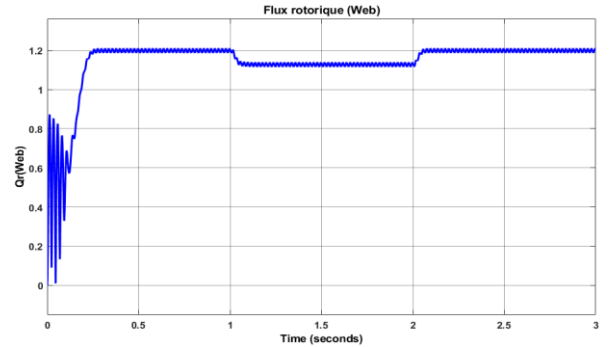
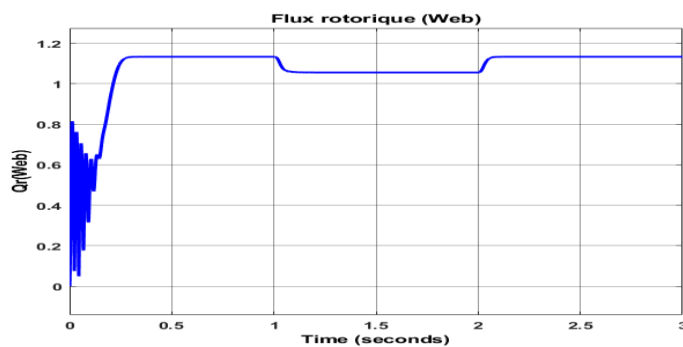
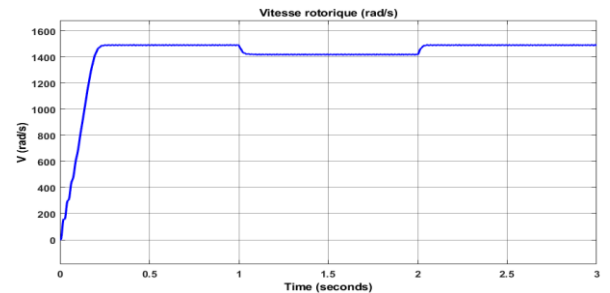
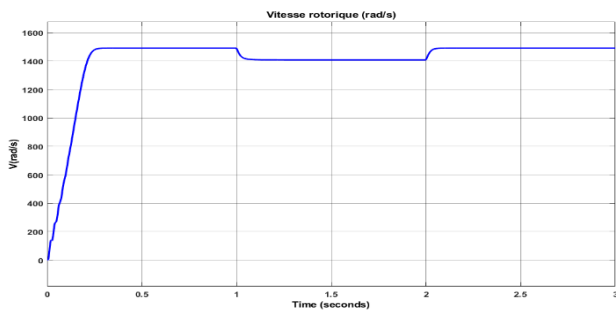
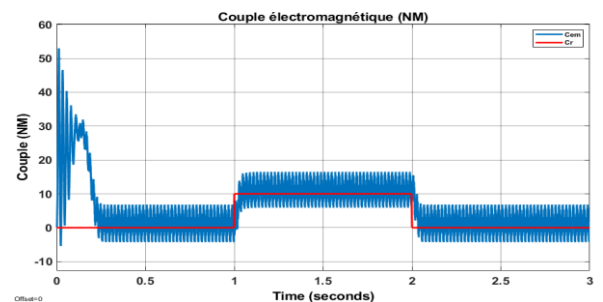
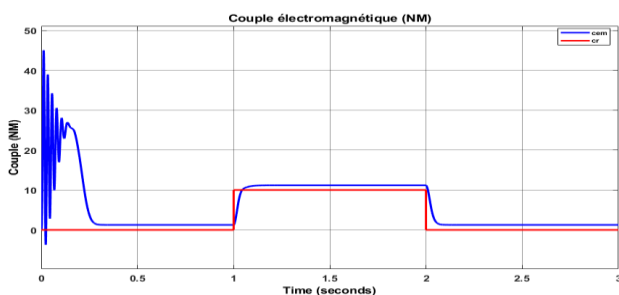
Courant statorique (A)Flux rotorique (Web)Vitesse de rotation (rad/s)Couple électromagnétique (NM)

Figure (I.10) : Résultats de simulation de la MAS alimentée par source de tension en charge à $t=1s$.

Figure (I. 11) : Résultats de simulation de la MAS alimentée par L'onduleur en charge à $t=1s$.

I.13.Interprétation des résultats

La montée en vitesse est linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de 1500 tr/min (vitesse de synchronisme), le moteur étant à vide. Lors de l'application d'un couple de charge de 10 Nm à $t = 1s$, une diminution permanente de la vitesse apparaît, ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation.

On note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension pendant une courte durée. Ainsi le couple monte à 50 N.m alors que le couple nominal du moteur est de l'ordre de 25 N.m. On remarque aussi le classique appel de courant lors de la mise sous tension du moteur.

Les courbes des deux simulations de la machine alimentée par le réseau et par l'onduleur de tension sont presque identiques aux oscillations près qui se distinguent dans les courbes de la machine alimentée par l'onduleur dues à la fréquence de commutation des interrupteurs.

I.13.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation et simulation d'une machine asynchrone et la modélisation de l'onduleur et redresseur. Ce modèle est fortement non linéaire et difficile à être traité numériquement. Pour faciliter une mise en œuvre numérique, nous avons procédé à la transformation d'axes (transformation de Park) qui permet de simplifier le modèle de la machine. Les résultats obtenus montrent que le modèle de la machine seule, alimentée par le réseau, est admissible.

Chapitre II :

Commande vectorielle de la MAS

II.1. Introduction

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 le découplage naturel entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70, grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de signal, car elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante.

Dans ce qui suit on va développer en premier l'étude théorique de la commande vectorielle à flux rotoriques orienté dans le but de l'implémenter sous Simulink.

II.2. Principe de la commande vectorielle

Le principe dont repose la FOC est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la MCC à excitation séparée, où les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotoriques, statorique ou ce de l'entrefer, pour produire des composantes selon l'axe d (control du flux) et selon l'axe q (control du couple).

La commande FOC est initialement proposée en Allemagne dans la fin des années 60 et début des années 70 par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotoriques afin d'assurer l'orientation du flux (Hasse) connu par IRFOC, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (Blaschke) connu par DFOC.

La technique IRFOC a été généralement préférée à la DFOC car elle a une configuration relativement simple comparée à la DFOC qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet Hall pour la mesure du flux qui sont contrainst aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc.), et encore que la mesure soit entachée de bruits dépendant de la vitesse [7]. Mais sans omettre que la IRFOC dépend des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotoriques T_r et surtout la résistance rotoriques R_r .

Ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotoriques (en fait c'est le repère dq qui est orienté), d'autres techniques ont été introduites telle que l'orientation du flux statorique SFOC avec les deux formes directe et indirecte, et l'orientation du flux d'entrefer, mais leurs performances sont moindres par rapport aux premières, d'autant qu'elles exigent des algorithmes plus compliqués et surtout la compensation au découplage qui est très sensible aux erreurs [8].

II.3. La Commande vectorielle directe à flux rotoriques orienté

II.3.1. Introduction

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle θ_s qui est obtenu à partir de la pulsation statorique ω_s . Cette dernière est la somme de la pulsation rotoriques ω_{sl} estimée et la pulsation mécanique $P.\Omega$ mesurée. Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux.

II.3.2. Mise en équation de la commande vectorielle directe

Rappelons que dans un repère lié au champ tournant, les équations des tensions statorique et rotoriques de la MAS sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
 v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\
 v_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \\
 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{rq} \\
 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{rd}
 \end{aligned} \tag{II-1}$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotoriques orienté est basée sur l'orientation du repère tournant d'axes dq , tel que l'axe d soit confondu avec la direction de ψ_r (figure II.1).

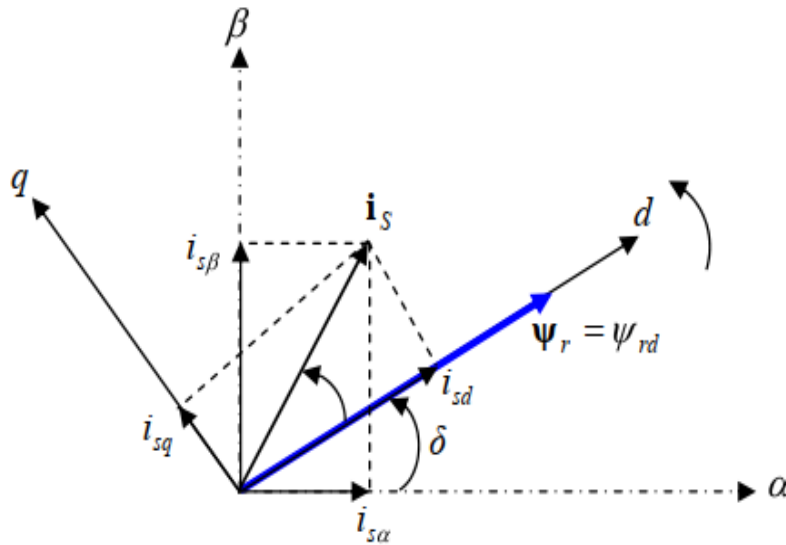


Figure (II.1) : Représentation de l'orientation du repère dq

L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors :

$$\begin{aligned}\psi_{rd} &= \psi_r \\ \psi_{rq} &= 0\end{aligned}\tag{II-2}$$

Les équations des tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{aligned}0 &= R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\omega_{rd}}{dt} \\ 0 &= R_r \cdot i_{ra} + \omega_{sl} \psi_{rd}\end{aligned}\tag{II-3}$$

Celles des flux :

$$\begin{aligned}\psi_{sd} &= L_s \sigma \cdot i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \\ \psi_{sq} &= L_s \sigma \cdot i_{sq}\end{aligned}\tag{II-4}$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statorique :

$$\begin{aligned}v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sd} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} + \omega_s \sigma L_s i_{sd}\end{aligned}\tag{II-5}$$

II.3.3. Estimation de ω_{sl} et de θ_s

Dans la commande vectorielle la pulsation statorique est déterminée indirectement depuis, la mesure de la vitesse mécanique et la relation suivante [8] :

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}}\tag{II-6}$$

À partir des équations (II-16) et (I-15) nous aurons :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}}\tag{II-7}$$

Nous remarquons l'apparition de la constante de temps rotoriques, qui est un paramètre influent sur les performances de cette commande. La position θ_s , est déterminée ensuite par l'intégration de ω_s :

$$\theta_s = \int \omega_s \cdot dt\tag{II-8}$$

II.3.4. Expression du couple électromagnétique

$$T_e = K_t \psi_{rd} i_{sq} \quad (II-9)$$

Dépendra que du courant statorique i_{sq} (comme dans le cas d'une MCC à excitation séparée), qui est le but de la commande vectorielle.

Les équations de la machine sont résumées dans :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \psi_{rd} \\ v_{sq} &= \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sd} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \psi_{rd} \\ \omega_s &= p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \\ T_r \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} &= L_m i_{sd} \\ T_e &= K_t \psi_{rd} i_{sq} \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= T_e - T_L - f_v \Omega \end{aligned} \quad (II-10)$$

Finalement l'écriture en équation d'état déduite de (II-10), (en reconnaissant $w_{rq} = 0$), conduit au système suivant

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= T_e - T_L - f_v \Omega \end{aligned} \quad (II-11)$$

On remarque dans ces équations, que v_{sd} et v_{sq} dépendent à la fois des courants des deux axes choisis comme variables d'états i_{sd} et i_{sq} donc ils influent sur le flux et le couple. Il est donc indispensable de procéder au découplage des termes couplés [9] [10].

II.4.Découplage

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant.

II.4.1. Découplage par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse. [11] [12]

En introduisant l'opérateur de Laplace s de la manière suivante :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} &= (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{aligned} \quad (II-12)$$

Les nouvelles variables de commande V_{sd} , V_{sq}^* s'écrivent alors comme suit

$$\begin{aligned} v_{sd}^* &= (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} = v_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} = v_{sd} + e_{sd} \\ v_{sq}^* &= (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} = v_{sq} - \left(\omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \right) = v_{sq} + e_{sq} \end{aligned} \quad (II-13)$$

Avec : désignant la variable de commande ou de référence

Ainsi donc les actions sur les axes d et q sont donc découplées comme représentés dans le schéma de la figure II.2.

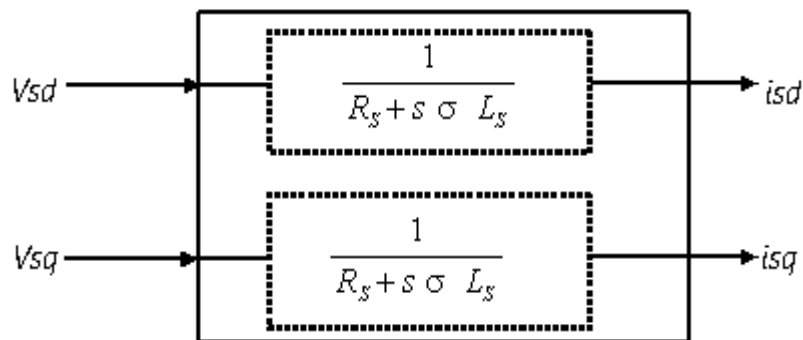


Figure .II.2: Les nouvelles commandes obtenues

Les tensions v_{sd} et v_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions v^* et v_{sq}^* (figure II.3)

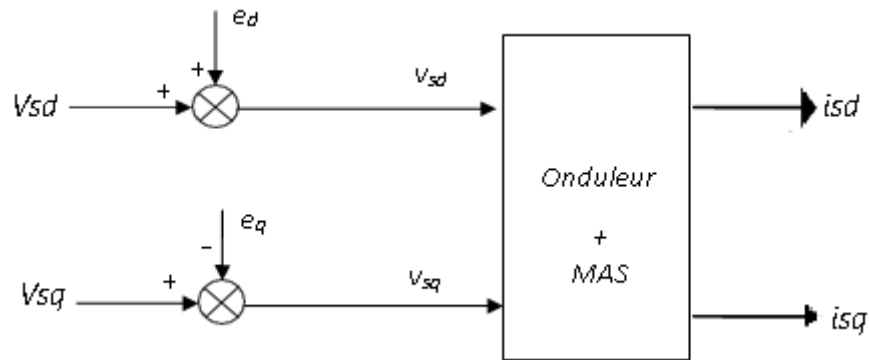


Figure .II.3 : Reconstitution des tensions vsd et vsq

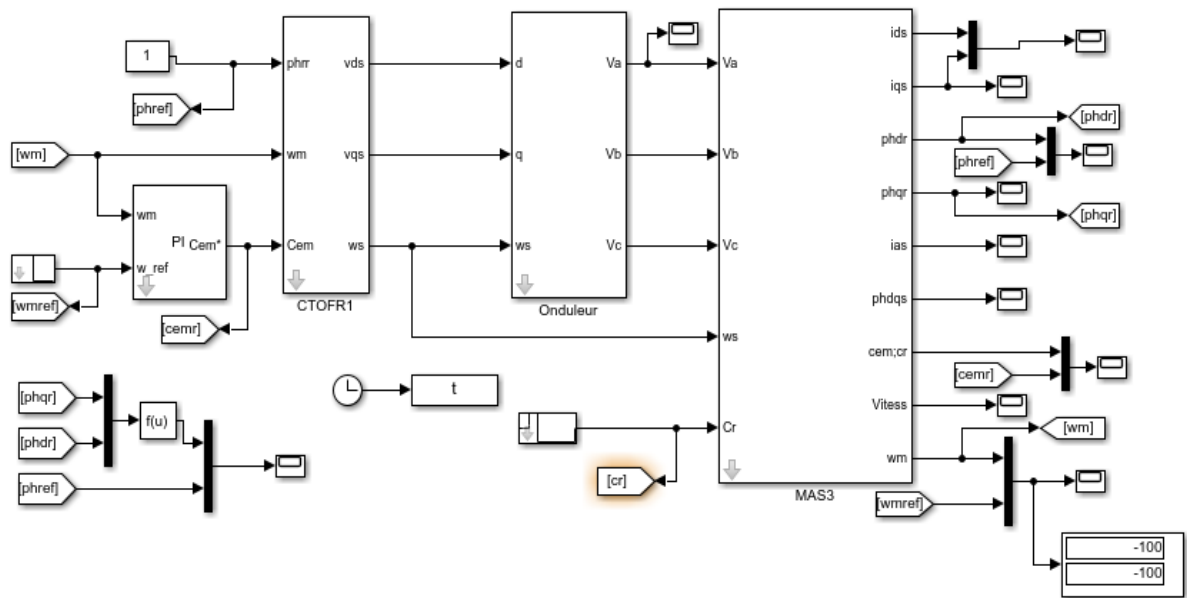


Figure .II.4: Schéma de simulation de la commande vectorielle de MAS

À des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale ψ_{rn} , par contre, il faut qu'il décroît lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes du moteur. Pour cela, il est utilisé le bloc de

Défluxage qui est défini par la non linéarité suivante :

$$\psi_r^* = \begin{cases} \psi_r & \text{if } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \psi_r & \text{if } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (II-14)$$

ψ_r^* : Flux rotoriques de référence.

$\psi_{r.n}$: Flux rotoriques nominal.

Ω_n : Vitesse mécanique nominale.

II.6. Résultats de simulation

• Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/sec, puis la réponse à un échelon de couple résistant $C_r=10$ Nm appliquée à l'instant $t=1$ sec.

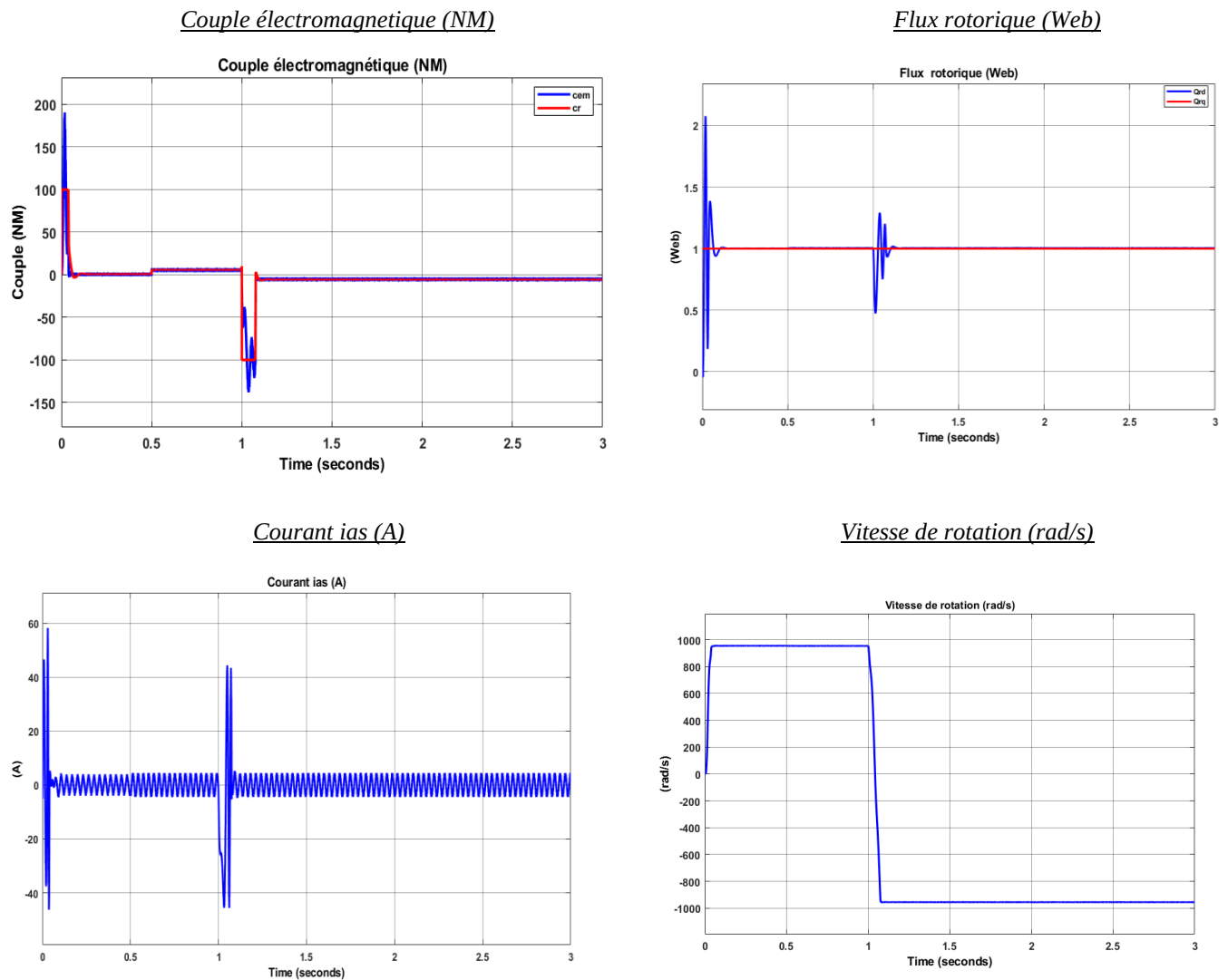


Figure .II.5 : démarrage à vide puis application de la charge à $t=1$ s

Ces résultats permettent de constater l'efficacité de la commande vectorielle dans les changements brusques de couple électromagnétique, synonyme de grandes capacités dynamiques.

Les flux rotoriques des axes d et q tout au long du même essai, nous voyons que le flux d'axe q est nul comme souhaité et le flux d'axe d correspond à la consigne, ceci est la preuve du découplage entre le flux et le couple.

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait la commande de la machine asynchrone par le control vectoriel à flux rotorique orienté directe. Grâce à cette technique de commande, la machine asynchrone est assimilable à une machine à courant continu.

Les résultats de simulation montrent que les objectifs de régulation ont été atteints en découplant le flux et le couple, mais cette commande est affectée par les perturbations de la variation de vitesse et de l'application de couple de charge.

Chapitre III

Commande MAS par mode glissant

III.1. Introduction

Il est connu que les techniques exploitant les modes glissant, appliquées pour synthétiser une loi de commande, ont l'avantage de présenter une certaine robustesse par apport aux dérives paramétriques du système à commander avec des réponses dynamiques rapides et précises.

La commande par mode glissant est adaptée aux systèmes non linéaires. Elle est caractérisée par des propriétés de robustesse vis-à-vis des perturbations externes et des variations paramétriques.

La surface de glissement est déterminée sur la base du système et des performances désirées, tandis que la loi de commande est choisie dans le but d'assurer la condition de convergence et de glissement, c'est-à-dire l'attractivité des surfaces de commutation

Dans ce chapitre, nous présentons les éléments fondamentaux du formalisme de la commande à mode de glissement. Tout d'abord, nous présenterons les différentes structures de contrôle par les modes glissement, après, nous expliquons brièvement le principe de cette commande, et le choix de la surface de glissement. Cette technique de commande robuste est une classe particulière à structure variable.

III.2. Théorie de la commande par mode de glissant

Les lois de commande classique de type PID donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

La caractéristique principale des systèmes à structure variable est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Ce type de commande (CSV) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité, simplicité et temps de réponse faible. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identification des paramètres, soit à cause de simplifications sur le modèle du système.

III.2.1. Condition d'existence du mode de glissement

Le choix de la fonction de glissement étant fait, la deuxième étape consiste à concevoir une loi de commande qui puisse amener le vecteur d'état à converger vers la surface et y demeurer ($S=0$). Pour cela, il faut que la loi de commande soit conçue de telle manière à ce que S soit attractif.

Pour déterminer la condition d'attractivité, considérons la fonction de Lyapounov suivante :

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

Une condition nécessaire et suffisante, appelée condition d'attractivité, pour qu'une variable de glissement $s(x, t)$ tende vers 0 est que la dérivée temporelle de soit définie négative : $S \cdot \dot{S} < 0$

Si la condition $S \cdot \dot{S} < 0$ est vérifiée, alors la variable de glissement et sa dérivée sont de signe contraire quel que soit le temps et que 0 est un centre attracteur pour S. Le temps de convergence, ou le temps d'atteinte « reaching time » tr dépend directement du choix de S.

Le temps de convergence, ou le temps d'atteinte « reaching time » tr dépend directement du choix de S.

$$S \cdot \dot{S} \leq -\eta |S|, \quad \eta > 0 \quad (\text{III.2})$$

III.2.2. Conception de la commande par mode de glissement

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte des problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique. Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties : une première, continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre, discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle.

La conception de cette méthode de commande peut être divisée en trois étapes principales :

1. Choix de surfaces,
2. Etablissement des conditions d'existence de convergence,
3. Détermination de la loi de commande.

III.2.3. Choix de la surface de glissement

Le choix du nombre nécessaire de surfaces de glissement ainsi que de leurs formes mathématiques est fonction de l'application et de l'objectif visé. Le procédé le plus judicieux et le plus simple consiste à choisir une surface de commutation égale à la vectrice erreur du vecteur d'état, mais ce choix est limité si la grandeur de commande n'apparaît pas directement dans l'équation différentielle de la variable à régler.

Pour le nombre, il faut choisir «m» surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension «m». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans le premier cas, on trouve la méthode dite «loi de

commutation par contre réaction d'état». Celle-ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation.

On considère le modèle d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A][B] + [U] \quad (\text{III.3})$$

Où $[X] \in R^n$ est le vecteur d'état, et $[U] \in R^m$ est le vecteur de commande, avec $n > m$. Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande (U). Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état X vers sa valeur de référence $\dot{X}$ plusieurs travaux proposent la forme générale suivante :

$$S(X) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(X) \quad (\text{III.4})$$

Avec :

$e(X)$: L'écart sur les variables à régler ; $e(X) = X^* - X$

λ_x : Vecteur constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$: $S(X) = e(X)$

Pour $r = 2$: $S(X) = \lambda_x e(X) + \dot{e}(X)$

Pour $r = 3$: $S(X) = \lambda_x^2 e(X) + 2\lambda_x \dot{e}(X) + \ddot{e}(X)$

III.3. 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 $S(x) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

III.3.1. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Utkin. Elle s'exprime sous la forme :

$$\dot{S}(X) > 0 \quad \text{si} \quad S(X) < 0$$

$$\dot{S}(X) < 0 \text{ si } S(X) > 0$$

Cette condition peut être donnée, autrement, par :

$$\dot{S}(X).S(X) < 0$$

III.3.2. Fonction de Lyapounov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(X) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(X) < 0$). En définissant la fonction de Lyapounov par :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (\text{III.5})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(X) = S(X) \dot{S}(X) \quad (\text{III.6})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(X) \dot{S}(X) < 0 \quad (\text{III.7})$$

III.4. Calcul de la commande

Lorsque le régime glissement atteint la dynamique du système qui est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre tout en garantissant les conditions d'existence du mode de glissement

La structure de la commande comporte deux parties, une première concernant la linéarisation exacte U_{eq} et une deuxième stabilisante U_n cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.8})$$

U_{eq} : Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(t)$

La commande équivalente est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul $\dot{S}(t) = 0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{max} et U_{min} .

U_n : est déterminée pour vérifier la condition de convergence

Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (III.3). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande U . La dérivée de la surface

$S(x)$ est :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (III.9)$$

En remplaçant (IV.1) et (IV.6) dans (IV.7), on trouve :

$$\dot{S} = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \{ [A][X] + [B]U_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial x} [B]U_n \quad (III.10)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente :

$$U_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [B] \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} [A][X] \right\} \quad (III.11)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial x} [B] < 0 \quad (III.12)$$

Et la condition d'attractivité $\dot{S}(X)S(X) < 0$ devient :

$$S(X) = \frac{\partial S}{\partial x} [B] < 0$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de U_n doit être opposé à celui de $S(X) = \frac{\partial S}{\partial x}[B]$. La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction signe qui présente :

$$U_n = K_s \sin g S(X) \quad (\text{III.13})$$

Le signe de K_s doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x}[B]$

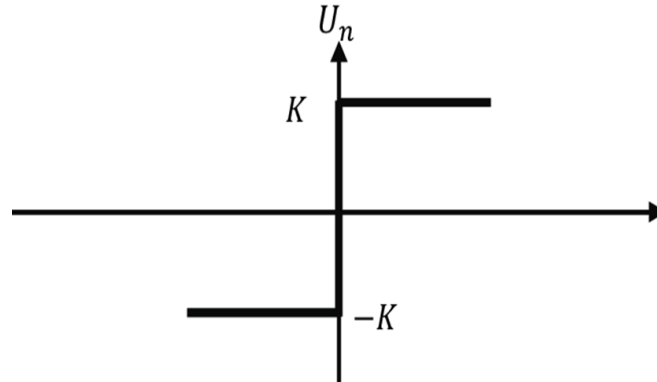


Figure (III.1) : Fonction signe

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

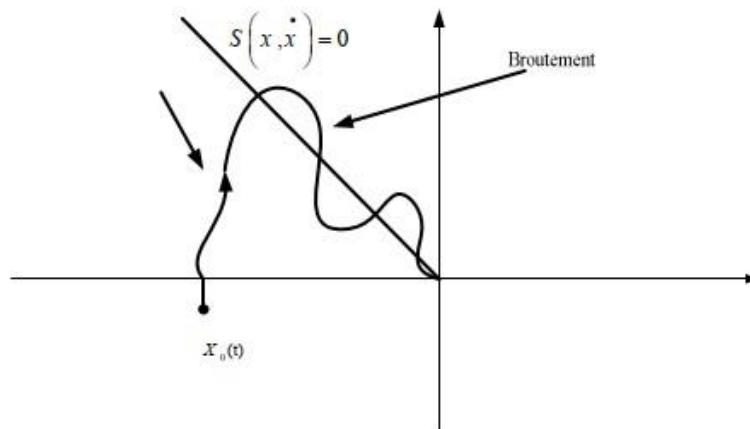


Figure (III.2) : Phénomène de broutement.

III.5. Élimination du phénomène de Chattering

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas étant donné que cela imposerait que la commande puisse commuter avec une fréquence théoriquement infinie.

Ceci est impossible à réaliser : d'une part, du fait de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande ou la présence de petites constantes de temps au niveau des actionneurs et, d'autre part, du fait des limites technologiques et physiques (limite de la fréquence de

commutation des interrupteurs). Par conséquent, des oscillations à hautes fréquences se produisent. Dans ce mode, la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller au voisinage de celle-ci. En effet, c'est le caractère discontinu de la commande qui engendre ce comportement dynamique particulier au voisinage de la surface qui est communément appelé (Broutement ou Chattering) en Anglais.

Ce phénomène est néfaste pour le bon fonctionnement du système, car il ajoute au spectre de la commande des composantes hautes fréquences. Ces composantes peuvent détériorer le système en excitant les dynamiques négligées lors de la modélisation ou encore endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes.

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses études ont été effectuées. L'une d'entre elles consiste à remplacer la fonction signe par une approximation continue dans un voisinage de la surface. Il s'agit, donc, d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils. Le choix des seuils est directement lié à la précision en boucle fermée.

Parmi les méthodes qui réduisent l'effet de la fonction signe dans une bande autour de la surface, nous trouvons la fonction saturation (sat) adéquate pour filtrer les hautes fréquences. Cette fonction est caractérisée par un ou deux seuils. Pour diminuer progressivement la valeur de U_n en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière, la commande varie entre les deux valeurs limites $\pm K$ suivant une pente entre les deux seuils (figure (b)) ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan (S, U) (figure (a)). Nous donnons, ci-dessous, ces deux exemples de fonctions de saturation :

$$Sat(S_i) = \begin{cases} sign(S_i) & si & |S_i| \geq \delta \\ \frac{S_i}{\delta} & si & |S_i| \leq \delta \end{cases} \quad (III.14)$$

$$Sat(S_i) = \begin{cases} 0 & si & |S_i| \leq \mu_1 \\ \frac{S_i - \mu_1 S_i}{\mu_2 - \mu_1} & si & \mu_1 < |S_i| \leq \mu_2 \\ sign(S_i) & si & |S_i| > \mu_2 \end{cases} \quad (III.15)$$

Avec δ, μ_1, μ_2 des paramètres de valeurs petits et positifs.

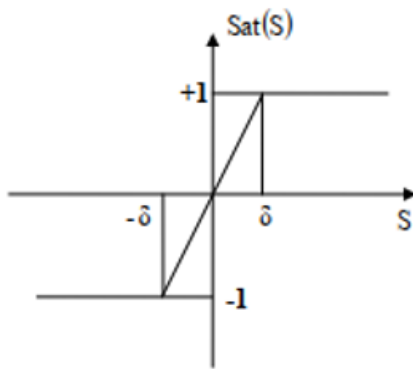


Figure (III.3) a : Exemple de fonction
Sat à un seul seuil.

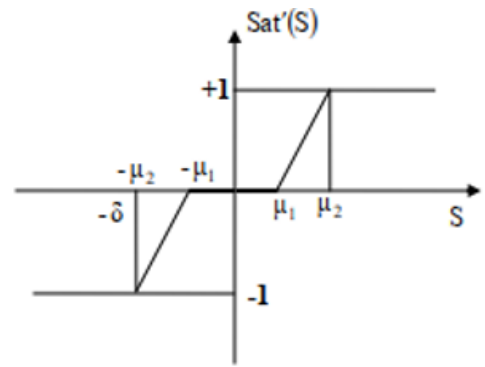


Figure (III.3) b : Exemple de fonction
Sat à deux seuils.

Nous pouvons ainsi remplacer la fonction « sign » par une fonction de classe C^1 . Nous donnons, sur la figure (c), un exemple de ce type de fonction ; soit.

$$smooth(S) = \frac{S}{|S| + \zeta} \quad (III.16)$$

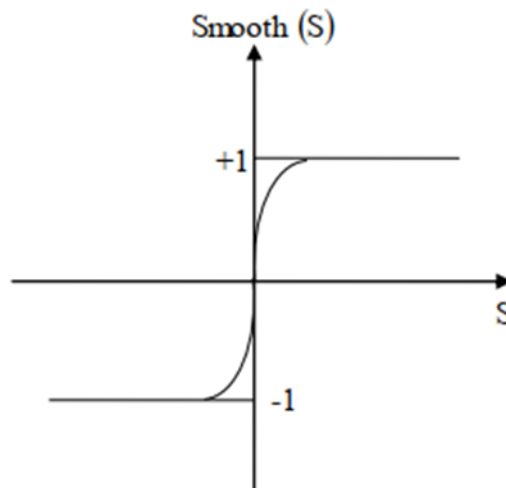


Figure (III.4) : Fonction Smooth.

Compte tenu des généralités mathématiques que nous venons de décrire, il nous faut maintenant les appliquer à notre cas bien précis de la machine asynchrone double étoile pour obtenir les réponses souhaitées au niveau des variables de sortie.

III.6. Domaine d'application de la commande par Mode Glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans les domaines d'entraînement à vitesse variable. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables : ou complètement ouvertes ou complètement fermées. Une autre application consiste à

l'utilisation des onduleurs monophasés ou triphasés à pulsation pour l'alimentation des machines asynchrones ou synchrones.

Les entraînements électriques pour des machines-outils ou des robots, entraînement qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur de réglage par mode glissant.

III.7. Application de la commande par mode de glissement à la MAS

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissement à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre. Rappelons que ce modèle a été calculé par le principe d'orientation du flux rotoriques . Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux [22]. La structure cascade impose un choix de trois surfaces sur les deux axes . La boucle interne permet de contrôler les courants « i_{ds} et i_{qs} » et la boucle externe la vitesse " Ω_r ".

La figure (III.5) représente la structure en cascade des régulateurs en mode de glissement appliquée à la machine asynchrone .L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler .Les variables sont le courant direct pour l'axe d et la vitesse et le courant en quadrature pour l'axe q .La grandeur de sortie de boucle externe représente les références de courant des boucles internes [21] .Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande directe et en quadrature à appliquer sur la machine.

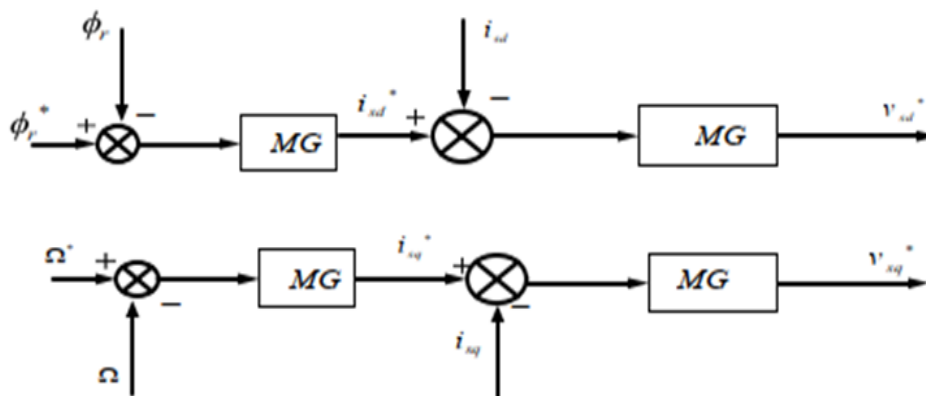


Figure (III.5) : Schéma de la structure en cascade de la commande par mode de glissement

III.7.1. Régulateur de la vitesse rotoriques

On choisit la surface de vitesse comme suite :

$$s_{\Omega} = \Omega^* - \Omega \quad (III.17)$$

La dérivée de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt}$$

On applique la condition suivante :

$$\begin{cases} \frac{dS_{\Omega}}{dt} = 0 \\ i_{sq_n} = 0 \end{cases} \quad (III.18)$$

On obtient :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - f\Omega) = 0 \quad (III.19)$$

On trouve :

$$i_{sq_eq} = \frac{L_r}{P.M.\phi_r}(C_r + f\Omega) \quad (III.20)$$

Durant le régime de mode glissement :

$$\frac{dS_{\Omega}}{dt} = -K.Sgn_{-}S_{\Omega} = \frac{d\Omega^*}{dt} - \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{d\Omega}{dt} \quad (III.21)$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{d\Omega}{dt} = K.Sgn_{-}S_{\Omega} \quad (III.22)$$

Donc la composante non linéaire est donné par :

$$i_{sq_n} = K_{\Omega}.Sgn_{-}S_{\Omega} + \frac{L_r}{P.M.\phi_r}(C_r + f\Omega) \quad (III.23)$$

Finalement le courant de référence est donné par :

$$i_{sq}^* = K_{\Omega}.Sgn_{-}S_{\Omega} + \frac{2L_r}{P.M.\phi_r}(C_r + f\Omega) \quad (III.24)$$

III.7.2. Régulateur du flux rotoriques

On choisit la surface du flux comme suite :

$$S_{\phi} = \phi_r^* - \phi_r \quad (III.25)$$

La dérivée de la surface est donné par :

$$\frac{dS_\phi}{dt} = \frac{d\phi_r^*}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{d\phi_r}{dt}$$

On applique la condition suivante :

$$\begin{cases} \frac{dS_\phi}{dt} = 0 \\ i_{sd_n} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

On obtient :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{1}{T}(Mi_{sd} - \phi_r) = 0$$

La composante équivalente est donné par :

$$i_{sd_eq} = \frac{1}{M}\phi_r \quad (\text{III.27})$$

Durant le régime glissement :

$$\frac{dS_\phi}{dt} = -K.Sgn_-S_\phi = \frac{d\phi_r^*}{dt} - \frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{d\phi_r}{dt}$$

Après simplification on trouve :

$$i_{sd_n} = K_\phi.Sgn_-S_\phi + \frac{1}{M}\phi_r \quad (\text{III.28})$$

Le courant de référence est donné par :

$$i_{sd}^* = K_\phi.Sgn_-S_\phi + \frac{2}{M}\phi_r \quad (\text{III.29})$$

III.7.3. Régulation du courant direct i_{sd}

La surface du courant est donné par :

$$S_{i_{sd}} = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (\text{III.30})$$

La dérivé de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{i_{sd}}}{dt} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} = 0$$

A partir simplification on obtient :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(v_{sd} - R_t i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r \right) \quad (\text{III.31})$$

La composante équivalente de tension est donné par :

$$v_{sd_eq} = \sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} + R_t i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r T_r} \phi \quad (\text{III.32})$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{i_{sd}}}{dt} = -K_s \text{Sgn} - S_{i_{sd}} = \frac{di_{sd}^*}{dt} - \frac{di_{sd}}{dt} \quad (\text{III.33})$$

Donc on peut écrire :

$$\frac{di_{sd}}{dt} = K_s \text{Sgn} - S_{i_{sd}} + \frac{di_{sd}^*}{dt} \quad (\text{III.34})$$

Après simplification on trouve la composante non linéaire de la tension :

$$v_{sd_n} = \sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} + R_t i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r + K_{i_{sd}} \text{Sgn} - S_{i_{sd}} \quad (\text{III.35})$$

La composante directe de tension de références est donné par

$$v_{sd}^* = K_{i_{sd}} \text{Sgn} - S_{i_{sd}} + 2 \left(\sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r + K_{i_{sd}} \text{Sgn} - S_{i_{sd}} \right)$$

III.7.4. Régulateur du courant quadrature i_{sq}

La surface du courant est donné par :

$$S_{i_{sq}} = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (\text{III.36})$$

La dérivé de la surface est donné par :

$$\frac{dS_{i_{sq}}}{dt} = \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{sq}}{dt} = 0$$

A partir simplification on obtient :

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_t i_{sq} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \phi_r + v_{sq} \right) \quad (\text{III.37})$$

La composante équivalente de tension est donné par :

$$v_{sq_eq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} + R_t i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_r \quad (\text{III.38})$$

Durant le régime glissement on a :

$$\frac{dS_{i_{sd}}}{dt} = -K_{i_{sq}} \text{Sgn} - S_{i_{sq}} = \frac{di_{sq}^*}{dt} - \frac{di_{sq}}{dt} \quad (\text{III.39})$$

Donc on peut écrire :

$$\frac{di_{sq}}{dt} = K_{i_{sq}} \cdot Sgn - S_{i_{sq}} + \frac{di_{sq}^*}{dt} \quad (III.40)$$

Après simplification on trouve la composante non linéaire de la tension :

$$v_{sq_n} = K_{i_{sq}} \cdot Sgn - S_{i_{sq}} + \sigma L_s \frac{di_{sd}^*}{dt} + R_t \cdot i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_r \quad (III.41)$$

La composante quadrature de tension de références est donné par :

$$v_{sq}^* = K_{i_{sq}} \cdot Sgn - S_{i_{sq}} + 2 \left(\sigma L_s \frac{di_{sq}^*}{dt} + R_t \cdot i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \phi_r \right) \quad (III.42)$$

III.8. Simulation et résultat

Nous avons simulé la commande par mode de glissement de la MAS alimenté par un onduleur à trois niveaux, la machine entraine par une vitesse de 100rd/s, à l'instant $t=1s$ on applique une charge nominale de $Cr=10$ N.m.

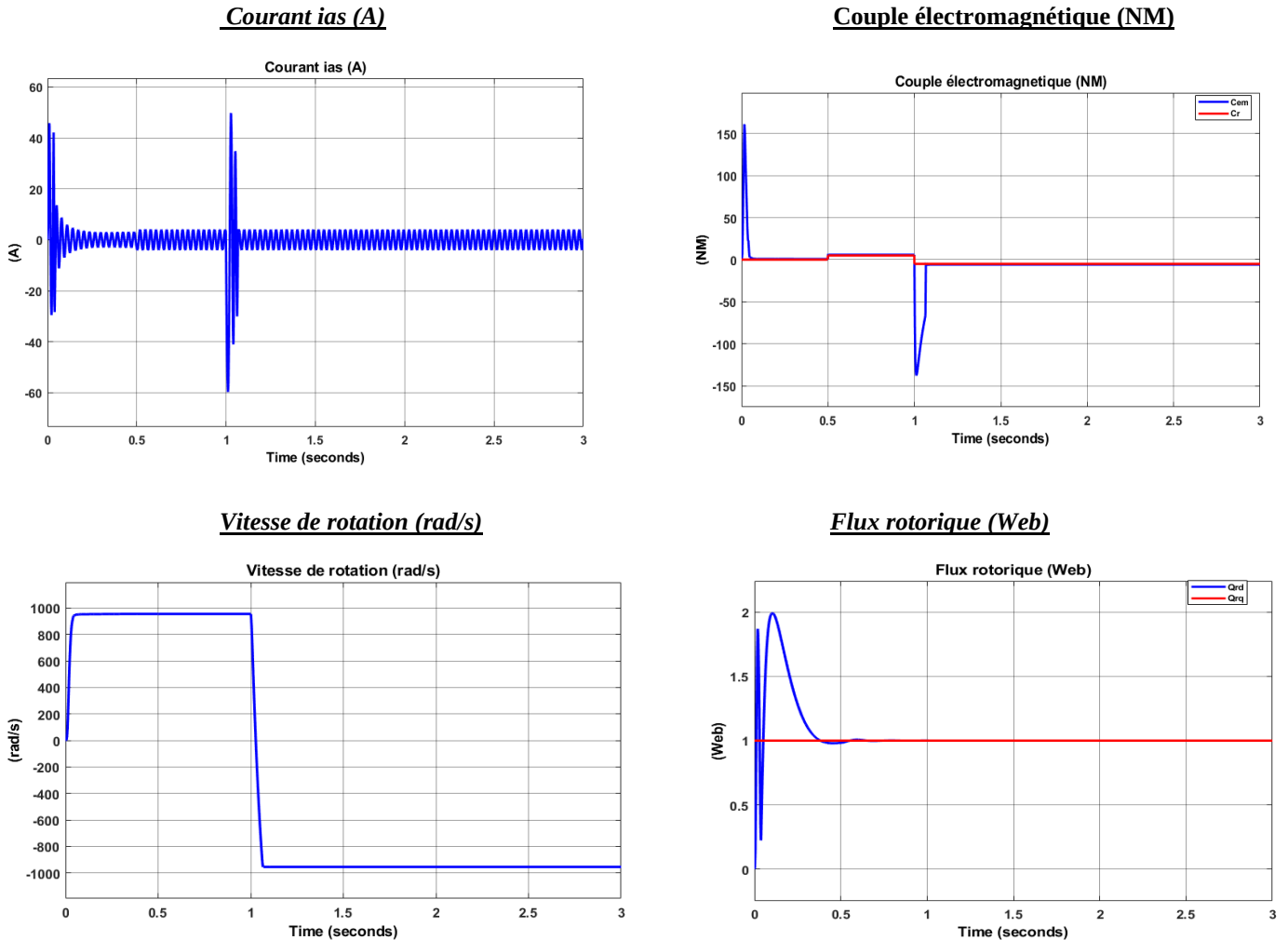


Figure (III.6) : Résultats de simulation de MAS pour fonctionnement à vide suivi par une variation de charge à l'instant $t=1s$.

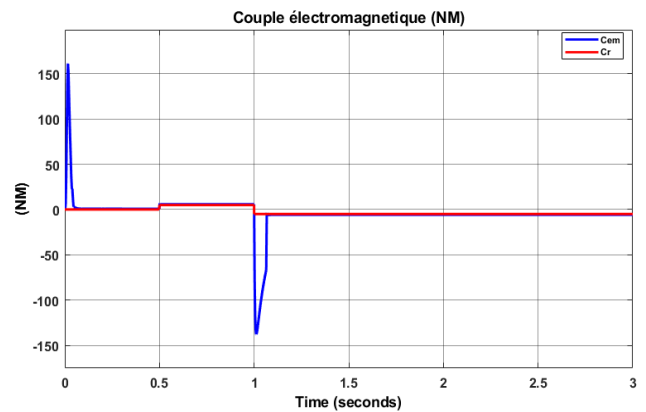
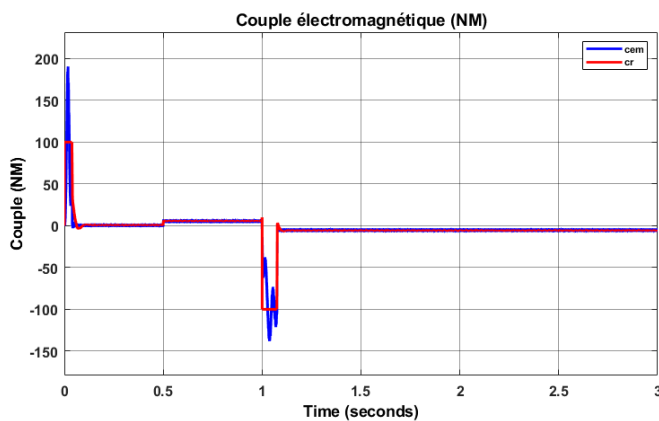
III.8.1. Interprétation des résultats de simulations

Les résultats de simulation montrent que la vitesse rotorique suite la vitesse de référence, sa réponse est rapide sans dépassement ni erreur statique, le couple électromagnétique subit à un dépassement à chaque variation de charge puis il rejoint sa valeur finale et que l'allure du courant en quadrature est proportionnelle à celle du couple électromagnétique, ce qui montre de façon plus claire le découplage existant. On remarque aussi que le flux réel est confondu avec celle de référence.

IV.8.2 Etude comparative entre le réglage par CV et celle par MG :

Les résultats de simulation obtenue précédemment par les deux commandes vectorielle et mode glissant de la MAS alimenté par un onduleur à trois nécessitent une étude comparative pour connaître les performances de chaque méthode.

Couple électromagnétique (NM)



Vitesse de rotation (rad/s)

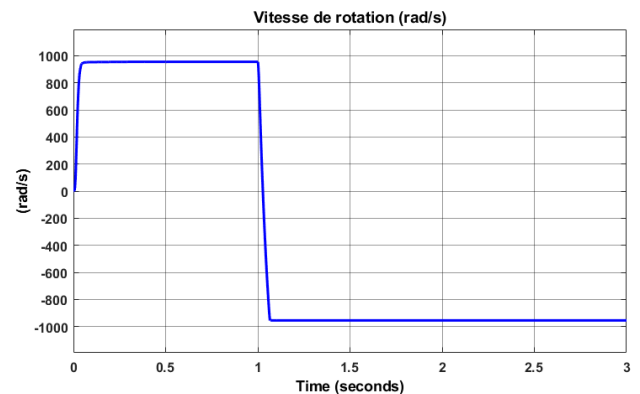
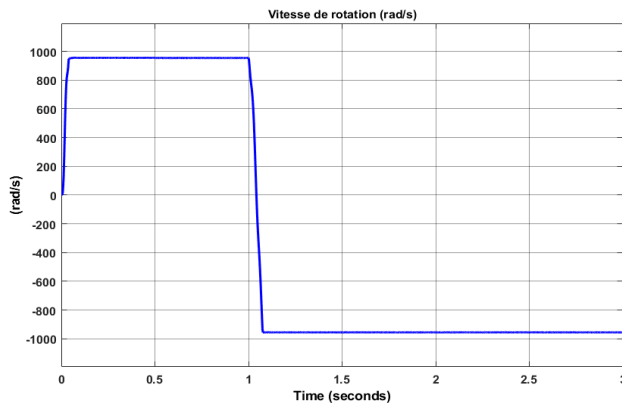


Fig. (III.7) : Commande vectorielle.

Fig. (III.8) : Commande par mode de glissant

Les résultats de simulation montrent que à l'instant de l'application de la charge la vitesse subit à une diminution rejetée par la suite dans le cas de la commande vectorielle, par contre dans la commande par mode glissant la vitesse ne subit à aucune chute, on remarque aussi que le couple électromagnétique est fortement ondulé dans le cas de la commande par mode glissant.

Donc on peut dire que la commande par mode glissant rejette la perturbation complètement mais possède l'inconvénient de créer les ondulations aux niveaux du couple.

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, puis on a appliqué cette dernière sur la MAS, enfin des résultats de simulation sont présentés et commentés.

La régulation de la vitesse par le mode glissant possède de bonnes performances (rapidité stabilité) et plus robuste lors de la variation des paramètres de la machine (résistance rotorique et statorique). De cet état de fait, on conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs classiques PI.

Conclusion Générale

Dans cette archive, nous avons montré l'introduction à la machine asynchrone. la machine est contrôlée par un plan vectoriel pour améliorer les performances du MAS, il est recommandé de remplacer les régulateurs PI par régulateur basé sur les travaux de Lyapanov ces régulateurs sont dits à mode glissant.

Dans le chapitre un, on a présenté la modélisation de la MAS à partir des équations mathématiques dans le repère diphasé en utilisant la matrice de Park. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'effet de l'application de la charge.

Le deuxième chapitre présente La commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone. Nous utilisons une méthode simple pour ajuster l'eau et Machines-outils, utilisant des contrôleurs PI. Implémentation numérique du contrôle Il est entièrement conçu dans l'environnement Simulink. Les simulations ont trouvé une bonne performance, mais cette règle est Affecter les changements de la charge.

Dans le troisième chapitre, on a présenté les résultats de simulation nous montrent que les réponses obtenues avec le régulateur de mode glissement est plus rapides et plus robuste lors des variations de la charge, mais le problème réside dans le couple électromagnétique et flux rotorique affiche l'ondulation.

Bibliographie

- [1] S.E.REZGUI, ‘ ‘ Commande de machine électrique en environnement ‘ ’, Mémoire de Magister de l’Université de Constantine, Algérie, 2009.
- [2]: M. KADJOU DJ, ‘ ‘Contribution à la commande d'une machine synchrone à aimant Permanent’ ’, Thèse de doctorat, Université de Batna, année 2003
- [3] L. Baghli, « Modélisation et commande de la machine asynchrone » IUFM de Lorraine UHP 2005.
- [4] Mr. MOKHTARI Raouf: Étude et simulation d’un moteur asynchrone.M'sila2004/2005 ingénieur d’état en génie électrotechnique.
- [5] Bouakez Ouahid, « Contribution à L’analyse des Onduleurs Multi Niveaux », Thèse de Magister, Electronique de Puissance, Batna, 2005.
- [6] E. benyoussef &S.ouanes « Estimation Paramétrique de la Machine Asynchrone à induction »
- [7] Minh Ta-Cao, Hoang Le-Huy “Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for High Performance Induction Motor Drives”, IEEE, Proceedings of the 24th Ann. Conf. of IES. Vol. 1, pp.303 – 308, Aug/Sep 1998.
- [8] A. M. Trzynadlowski “Control of Induction Motors”, Edition Academic Press 2001, 0-12 701510-8.
- [9] G. Grellet, G. Clerc “Actionneurs Electrique Principes-Modèles-Commande”, Edit. Eyrolles 97. ISBN 2-212-09352-7.
- [10] S. Khojet El Khil “Commande Vectorielle d’une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ”, Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 2006.
- [11] Ramón Blasco Giménez “High Performance Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives”, Thèse de Doctorat Nottingham 1995.
- [12] Mihai Comanescu “Flux and Speed Estimation Techniques for Sensorless Control of Induction Motors ”, Thèse de Doctorat Université de l’état d’Ohio USA 2005.
- [13] 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.
- [14] A.Benchaib, A.Rachid and E.Audrezet, «sliding mode input output linearization and field orientation for reel time control of induction motors», IEEE Transaction on Power Electronics. V14. N0 1mpp. 3-13 January 1999.

- [15] B.K. Bose, « Sliding mode control of induction motor», in IEEE/IAS conf Rec, pp.479-486, 1985.
- [16] Deghboudj Imen <<commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur>> université constantine 1 /2013
- [17] Z. Yamina, « Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone » Mémoire Présenté pour l'obtention du diplôme de magister Université de Sétif, 2010.
- [18] Beddiar IBrahim et Hideb Youcef<< Commande par mode de glissement d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux>> 2017.
- [19] S. BELHAMDI<< etude comparative entre la commande pi et celle par mode glissant d'un moteur asynchrone triphasé >> université de m'sila, 2009.

Paramètres de la machine asynchrone**1. Paramètres électriques**

$R_s = 10\Omega$: Resistance du stator

$R_r = 6.3\Omega$: Resistance du rotor

$L_s = 0.4642H$: Inductance du stator

$L_r = 0.4612H$: Inductance du rotor

$M = 0.4212H$: Inductance Mutuelle

2. Paramètres mécaniques

$J = 0.02Kg.m^2$: Moment d'inertie

$f = 0SI$: Coefficient de frottement

3. Paramètres électromagnétiques

$C_{em} = 10NM$: Couple nominal

$P = 2$: Nombre de paire de pôle.