



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الكهربائية



N° Série :.....

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présentée par

BELAGHMAS Ahmed

THEME

Commande par mode glissant d'un moteur à induction

Soutenu le 14/06/2026 devant la commission d'examen composée de :

Dr.	MCA à l'Université de Khenchela	Président
Dr. Khemis Abderrahmane	MCA à l'Université de Khenchela	Encadreur
Dr.	MCB à l'Université de Khenchela	Examineur

Promotion 2025/2026

Remerciements



Avant tout, je remercie ALLAH tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, et la patience pour terminer ce travail. Merci pour ma aimable famille. Nous tenons, à adresser nos plus profonds et Sincères remerciement à notre Encadreur le Docteur KHEMIS ABEDERRAHMANE pour son encadrement, sa patience Et son aide jusqu'à l'achèvement de ce travail. Merci pour les membres de jury Merci pour tous ce qui nous ont tendus la main d'aide. Un remerciement spécial au département génie électrique particulièrement les étudiants de la 2éme Année Master Commande électrique promotion 2025-2026.

Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.



Belaghmas Ahmed

Dédicace

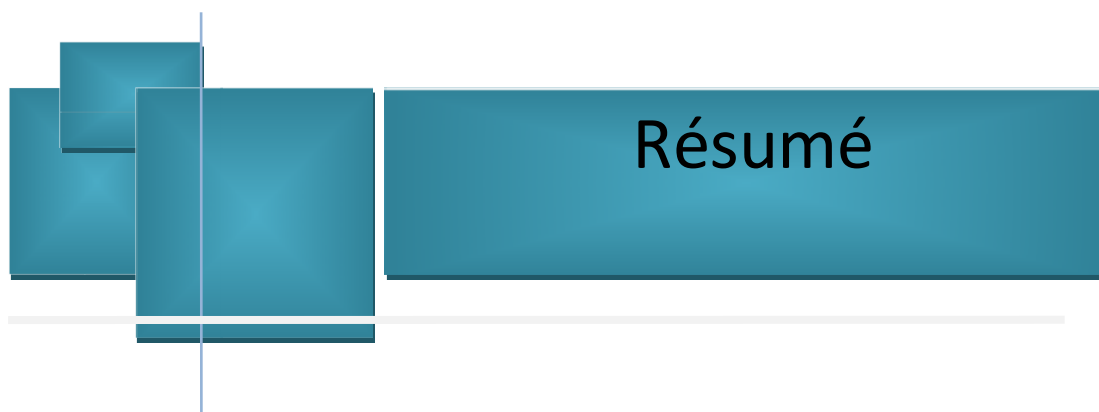
Le dédié de ce modeste travail :

A mes très chers parents.

A mes frères et sœurs. A ma grande famille.

A Tous ceux qui m'ont encouragé à poursuivre mes études.

*Et à ceux qui mon soutenus dans ce travail, Spécialement à Dr
KHEMIS ABEDERRAHMANE et à toute la promotion
2025-2026 du département de génie électrique.*



Résumé



Promotion 2026

Résumé

:

Ce mémoire porte sur la modélisation et la commande de la machine asynchrone (à induction) par la technique de commande par mode glissant . Un modèle mathématique non linéaire de la machine a été établi, simplifié grâce à la transformation de Park. La commande vectorielle indirecte et directe avec régulateur PI a été étudiée, suivie de l'application de la commande par mode glissant pour la régulation de vitesse. Les simulations réalisées sous MATLAB/Simulink ont démontré la robustesse de cette technique face aux perturbations et variations paramétriques, avec de meilleures performances dynamiques comparées aux méthodes classiques. MATLAB/Simulink

Les mots clés : Machine asynchrone, Commande par mode de glissement, Commande vectorielle, Transformation de Park, Régulation de vitesse, Régulateur PI, MATLAB/Simulink, Robustesse.

المخلص

تركز هذه الأطروحة على نمذجة محرك غير متزامن والتحكم به باستخدام طريقة الانزلاق. تم بناء نموذج رياضي غير خطي للمحرك وتبسيطه باستخدام تحويل بارك. تمت دراسة التحكم الاتجاهي المباشر وغير المباشر باستخدام وحدة تحكم ، ثم تطبيق التحكم بالانزلاق لتنظيم السرعة. أظهرت المحاكاة التي أجريت باستخدام برنامج (PI) تناسبية تكاملية متانة هذه التقنية في مواجهة الاضطرابات وتغيرات المعلمات، وأبرزت أداءً ديناميكيًا يتفوق MATLAB/Simulink على الطرق التقليدية.

Abstract:

This thesis deals with the modelling and control of the induction machine (asynchronous motor) using sliding mode control technique. A nonlinear mathematical model of the machine was established and simplified using the Park transformation. Indirect and direct vector control with PI regulator was studied, followed by the application of sliding mode control for speed regulation. Simulations carried out under MATLAB/Simulink demonstrated the robustness of this technique against disturbances and parametric variations, with better dynamic performance compared to classical methods.

Keywords: Induction Machine, Sliding Mode Control, Vector Control, Park Transformation, Speed Regulation, PI Regulator, MATLAB/Simulink, Robustness.

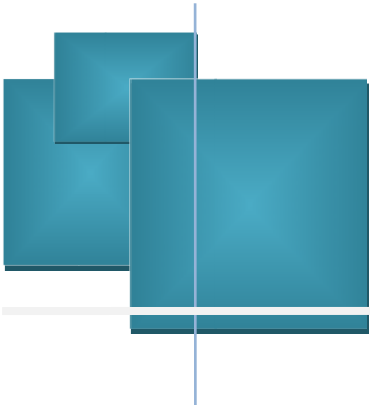


Table de matières



Promotion 2026

Table de Matière

Remerciements	
Dédicaces	
Sommaire	
Index des notations	
Liste des figures	

Introduction Générale.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I: Modélisation De La Machine Asynchrone

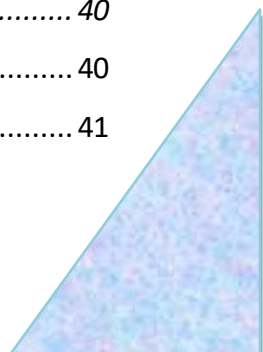
INTRODUCTION	3
I GENERALITE SUR LES MACHINE ASYNCHRONE	3
I.1 DEFINITION	3
I.2 CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	3
1.1.1 Le stator.....	4
1.2.1 Le rotor	4
I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE.....	5
I.4 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	5
1.4.1 Hypothèses simplificatrices.....	6
1.4.2 Mise en équation de la machine asynchrone	6
I.5 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d,q)	9
1.5.1 Transformation de PARK	9
▪ Choix du référentiel.....	10
I.6 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE.....	11
I.7 SIMULATION DU MODELE	12
I.8 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	15
1.8.1 Modélisation du redresseur.....	16
1.8.2 Modélisation du filtre	16
1.8.3 Modélisation de l'onduleur triphasé	17
1.8.4 Modulation par largeur d'impulsions.....	20
1.8.5 Simulation du modèle machine-onduleur	21
I.9 CONCLUSION	23

CHAPITRE II : Commande vectorielle de la machine asynchrone

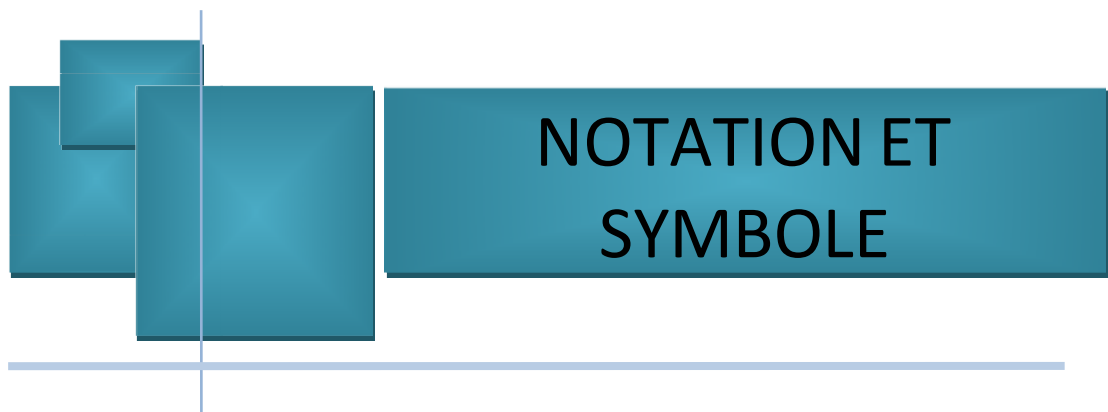
INTRODUCTION	24
II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	24
II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC)	25
II.3 TYPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	26
II.3.1 <i>Commande vectorielle directe</i>	27
II.3.2 <i>Commande Vectorielle Indirect</i>	27
II.4 COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE	28
II.5 PRINCIPE DU DECOUPLAGE PAR COMPENSATION	29
II.6 CALCULE DE REGULATEUR	31
II.6.1 <i>Régulateur de courant</i>	31
II.6.2 <i>Régulateur de vitesse</i>	33
II.6.3 <i>Régulateur de flux</i>	35
II.7 RESULTATS DE SIMULATION.....	36
II.7.1 <i>Commande vectorielle indirecte</i>	36
II.7.2 <i>Interprétation des résultats</i>	37
CONCLUSION	3

CHAPITRE III : Commande par mode glissant de la machine à induction

INTRODUCTION	38
III SYSTEMES A STRUCTURES VARIABLES	39
III.1 MODES DE TRAJECTOIRE D'UNE VARIABLE D'ETAT DANS LE PLAN DE PHASE	39
III.1.1 <i>Mode de Convergence (MC)</i>	40
III.1.2 <i>Mode de Glissement (MG)</i>	40
III.1.3 <i>Mode en Régime Permanent MRP (Steady-State Mode)</i>	40
III.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT (MG).....	40
III.3 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT (MG)	41



III.3.1	Choix de la Surface de glissement.....	42
III.3.2	Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant.....	42
III.3.3	Détermination de la loi de Commande	44
III.4	BROUTEMENT (CHATTERING).....	48
III.4.1	Solution de Couche Limite (Boundary Layer Solution).....	49
III.4.2	Solution par Mode Glissant d'Ordre Supérieur	51
III.5	APPLICATION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT A LA MAS.....	52
III.5.1	Réglage en cascade de la vitesse par mode de glissement	52
III.6	RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS.....	55
III.6.1	Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse.....	55
III.6.2	Test de Robustesse de la Commande vis-à-vis des Variations Paramétriques	56
IV	CONCLUSION.....	56
CONCLUSION GENERALE.....		57
BIBLIOGRAPHIES		58
ANNEXES		62

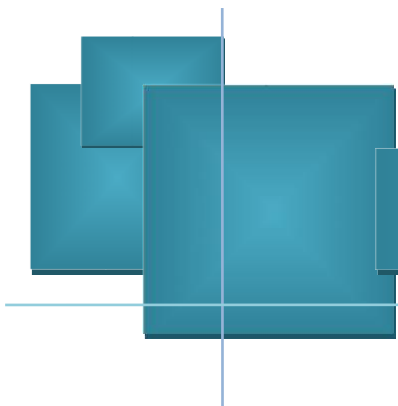


NOTATION ET SYMBOLE

NOTATIONS ET SYMBOLES

ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique
ω_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement.
ω	Vitesse angulaire électrique rotorique.
p	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
R_r	Résistance d'une phase rotorique.
$[R_s]$	Matrice des résistances statorique.
$[R_r]$	Matrice des résistances rotorique
M_0	Valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques.
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques.
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances rotoriques.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator- rotor.
$L_s = l_s - m_s$	Inductance propres cyclique statorique.
$L_r = l_r - m_r$	Inductance propres cyclique rotorique.
$M = \frac{3}{2} M_0$	Mutuelle inductance cyclique stator- rotor.
V_{ds}, V_{qs}	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
V_{dr}, V_{qr}	Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)

C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple de charge (résistant).
J	Inertie totale du système.
f_v	Coefficient de frottement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor.
θ_{OBS}	Angle de rotation lié au référentiel d'observation.
θ_s	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator
θ_r	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor
θ	Angle de rotation du rotor par rapport au stator
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps des courants statoriques.
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps des courants rotoriques.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$	Coefficient de dispersion de Blondel.



Liste des figures



Promotion 2026

Liste des figures

FIG.I.1:	CONSTRUCTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	4
FIG.I.2:	REPRESENTATION SCHEMATIQUE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	7
FIG.I.3:	REPRESENTATION DES ENROULEMENTS FICTIFS D'AXES D . Q	9
FIG.I.4:	ALGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN BOUCLE OUVERTE	13
FIG.I.5:	REPOSE DE LA MACHINE EN FONCTIONNEMENT A VIDE	13
FIG.I.6:	REPOSE DE LA MACHINE AVEC APPLICATION D'UNE CHARGE $C_r = 10 \text{ N.m}$ A T= 2S	14
FIG.I.7:	SCHEMA D'ENSEMBLE CONVERTISSEUR MACHINE	15
FIG.I.8:	C IRCUIT ELECTRIQUE DU REDRESSEUR TRIPHASE A DIODES	16
FIG.I.9:	F ILTRE L-C	17
FIG.I.10:	S CHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR TRIPHASE A TROIS BRAS ALIMENTANT LA MAS.	18
FIG.I.11:	A LGORITHME DE SIMULATION DE LA MACHINE-ONDULEUR EN BOUCLE OUVERTE.	20
FIG.I.12:	T ENSION TRIPHASEE GENeree PAR L'ONDULEUR MLI	21
FIG.I.13:	R EPOSE DU SYSTEME MACHINE-ONDULEUR EN FONCTIONNEMENT A VIDE $C_r = 0$	22
Fig.I.14:	Réponse du système machine-onduleur avec $C_r = 10 \text{ N.m}$ à t=2s.....	22
FIG.II.1:	O RIENTATION DU FLUX ROTORIQUE SUR L'AXE D	29
FIG.II.2:	P RINCIPE DE LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE	30
FIG.II.3:	S CHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE	33
FIG.II.4:	R ECONSTITUTION DES TENSIONS $V_{ds}^* \text{ E T } V_{qs}^*$	34
FIG.II.5:	R EPRESENTATION DU MODELE DE LA MACHINE.	34
FIG.II.6:	D ECOUPLAGE PAR ADDITION DES TERMES DE COUPLAGE.	35
FIG.II.7:	B OUCLE DE REGULATION DU COURANT $\dot{i}_{sd}$	35
FIG.II.8:	S CHEMA FONCTIONNEL DE LA REGULATION DE VITESSE.	37
FIG.II.9:	S CHEMA BLOC DU REGULATEUR DE VITESSE	38
FIG.II.10:	BOUCLE DE REGULATION DU FLUX	39
FIG.II.11:	P ROFILES DE REFERENCE VITESSE-COUPLE	40

Fig.II.12: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte (IFOC).....	40
FIG.III.1 DIFFERENTS MODES DE FONCTIONNEMENT DANS LE PLAN DE PHASE.....	40
FIG.III.2 METHODE DE CONTROLE EQUIVALENTE.....	45
FIG.III.3 SCHEMA STRUCTURELLE DE LA COMMANDE EQUIVALENTE	45
FIG.III.4 COMMANDE EQUIVALENTE U_{eq} PRISE PAR LA COMMANDE LORS DE LA COMMUTATION ENTRE U_{MAX} ET U_{MIN}	46
FIG.III.5 DEFINITION DE LA FONCTION SIGN.....	47
FIG.III.6 PHENOMENE DU BROUITEMENT	48
FIG.III.7 DEFINITION DE LA FONCTION SATURATION (SAT)	49
FIG.III.8 FONCTION <i>SIGN</i> DE LA COMMANDE AVEC UN SEUL SEUIL.....	49
FIG.III.9 FONCTION <i>SIGN</i> DE LA COMMANDE ADOUCIE (A DEUX SEUILS)	50
FIG.III.10 CSV RENDU CONTINUE	51
FIG.III.11 RESULTATS DE SIMULATION LORS D'INVERSION DU SENS DE ROTATION	55
FIG.III.12 RESULTATS DE SIMULATION LORS DE LA VARIATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE.....	56



Introduction



Promotion 2026

INTRODUCTION GENERALE

Dans diverses applications industrielles modernes, la machine asynchrone assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché dans le domaine de la vitesse variable grâce à sa fiabilité, à sa robustesse, son coût relativement faible et sa simplicité de construction. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle [1] .

Toute fois et contrairement aux simplifications offertes par le système balais-collecteur dans la machine à courant continu, la dynamique de ce type de machine se trouve être non-linéaire, multi-variables et fortement couplée, en plus, non seulement certains de ces variables d'états sont inaccessible aux mesures direct (flux rotorique) mais aussi, les paramètres de la machine (en particulier, la résistance rotorique) sont affectés par l'effet thermique et les conditions de fonctionnements, ce qui rend sa commande relativement difficile

La machine à induction assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché dans le domaine de la vitesse variable grâce à sa simplicité structurelle, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle

Les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles, pour cela, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction par l'utilisation de repères appropriés. Elles sont appelées commandes vectorielles, celles-ci assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu [2] ..

Ainsi, le développement rapide de l'électronique de puissance et des microprocesseurs a fourni un moyen économique pour la mise en œuvre de ces techniques de contrôle. Par conséquent, un modèle précis qui représente bien la machine à induction est nécessaire pour permettre une conception correcte du système de contrôle et d'observation.

Les techniques de commande classiques (régulateurs PI et PID par exemple), nécessitent une parfaite connaissance du modèle du système à régler. Ces approches conduisent à des lois de commande dont les performances sont fortement liées à la fidélité du modèle dynamique utilisé pour décrire le comportement du système. Des erreurs de modélisation ou des variations paramétriques du système peuvent détériorer les performances du réglage puisqu'elles interviennent directement au calcul de la commande [2] .

Parmi plusieurs types de commandes modernes qui ont attiré l'attention de beaucoup de chercheurs le long de ces dernières années, on trouve la commande par mode de glissement. L'intérêt récent accordé à cette commande est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs très performants [1] .

Le présent travail s'oriente principalement vers la modélisation et la commande de la machine asynchrone commandée par mode de glissement. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail suivant :

Le premier chapitre est la modélisation de l'association machine-onduleur, ainsi que son alimentation.

Le deuxième chapitre sera consacré à la synthèse de la commande vectorielle indirecte et directe, et la régulation de la vitesse en utilisant un régulateur PI.

Dans le troisième chapitre nous étudions la théorie de commande par mode de glissement ainsi que l'application de cette technique à la machine asynchrone à flux orienté.

Enfin, une conclusion générale viendra faire le point sur notre travail et mettra en évidence les principaux résultats auxquels nous avons abouti.



CHAPITRE I

INTRODUCTION

La machine asynchrone est la plus utilisée dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Elle est très appréciée dans les milieux industriels par sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme élément de base des actionneurs électriques performants

Le Moteur Asynchrone ou Moteur à Induction (MI) 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. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable, et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement l'étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de modèle. On associe le moteur à un onduleur en vue de sa commande en tension. Le logiciel Matlab Simulink le comportement du moteur en régime statique et dynamique.

I GENERALITE SUR LES MACHINE ASYNCHRONE

I.1 Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. La vitesse rotorique est toujours en retard par rapport à la vitesse des champs statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [3].

I.2 Construction de la machine asynchrone

La machine asynchrone se compose d'un primaire, généralement le stator fixe, portant un bobinage le plus souvent triphasé, logé dans des encoches régulièrement réparties

sur la face interne du stator et relié à la source d'alimentation. D'un secondaire, généralement le rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine, qui peut être soit bobiné et fermé sur lui-même, soit à cage d'écureuil. (La Figure (I.1)).



Fig.I.1: Construction de la machine asynchrone

1.2.1 Le stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilement de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (Figure I. 1.). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer, le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre. L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [5].

1.2.2 Le 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 de 0,4 à 2 mm seulement. Il existe deux types de rotor : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné.

➤ **Rotor à cage d'écureuil**

L'enroulement du rotor à cage d'écureuil est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ; ces barres sont soudées ou rivées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom de rotor à cage d'écureuil. Dans les moteurs de petite moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé.

➤ **Rotor bobiné**

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile, l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités. [3]

I.3 Principe de fonctionnement du moteur asynchrone

Le champ tournant statorique induit un système de f.é.m au rotor où les enroulements sont en court-circuit. Les courants induits au rotor créent une force magnétomotrice F_r qui interagit avec la force magnétomotrice F_s provenant des courants du stator. C'est ainsi que le couple électromagnétique existe à condition que :

♦ Le glissement g soit non nul, pour que les grandeurs induites au rotor soient non nulles.

♦ Les conducteurs du rotor soient fermés. De fait, il existe de nombreuses relations exprimant le couple électromagnétique C_e d'une machine asynchrone. Mais il est possible d'écrire qu'il résulte du produit vectoriel des vecteurs force magnétomotrice

I.8 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

La machine asynchrone est un système dynamique non linéaire. Par conséquent, sa commande nécessite la disponibilité d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électrique, électromagnétique et mécanique. La machine asynchrone est de nature triphasée et, à partir des hypothèses mentionnées auparavant, les équations des circuits électriques font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants.

I.4.1 Hypothèses simplificatrices

Pour La mise en équations de la machine asynchrone, nous supposons que [07],[11]:

- Le bobinage est réparti de manière à donner une f. é.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux
- Le circuit magnétique n'est pas saturé,
- L'entrefer constant,
- Les pertes fer négligeables.

Parmi les significations de ces hypothèses on peut citer:

- Les flux sont additifs,
- Les inductances propres sont constantes,
- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.4.2 Mise en équation de la machine asynchrone

La machine asynchrone est présentée schématiquement par la figure (I.2). Elle est munie de six enroulements [9].

- Trois enroulements (A, B, C) fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Trois enroulements (a, b, c) identiques décalés dans l'espace de 120° , ces enroulements sont en court-circuit avec une tension nulle à leurs bornes.

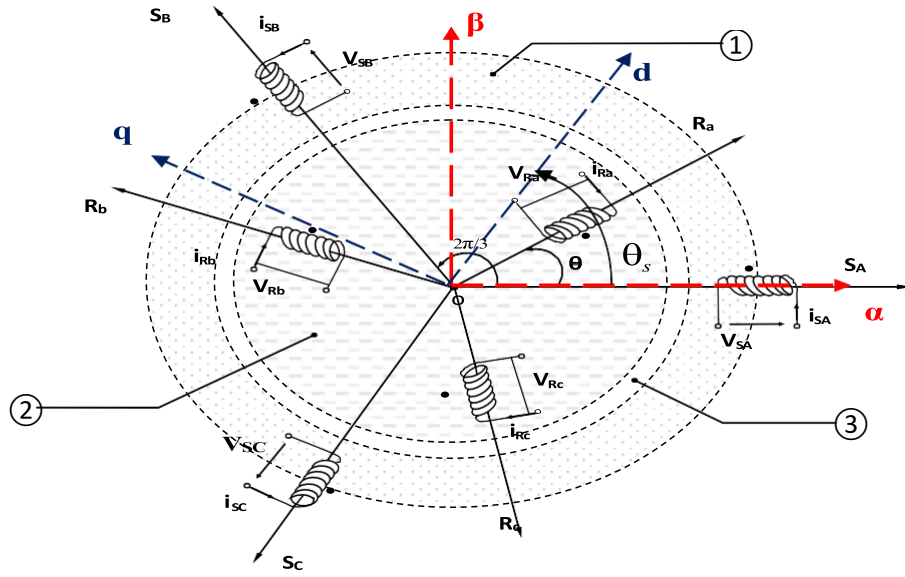


Fig.I.2: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

L'angle θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

✓ Équations électriques

La loi de Faraday permet d'écrire globalement :

$$V = RI + \frac{d}{dt} \Phi \quad (\text{I.1})$$

et spécifiquement, pour chaque enroulement de la machine on a :

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s]$$

(I.2)

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I.3})$$

avec :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t, \quad [V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t$$

$$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t, \quad [I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t, \quad [\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Les trois enroulements rotoriques r_a , r_b et r_c sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^t$$

✓ Équations magnétiques

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

$$\begin{cases} \Phi_s = [L_{ss}] I_s + [M_{sr}] I_r \\ \Phi_r = [M] I_s + [L] I_r \end{cases} \quad (I.4)$$

avec :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t, [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m & l & m \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m & l & m \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Les équations (I.4), (I.5) et (I.6) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s] [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}] [I_{sabc}] + [M_{sr}] [I_{rabc}] \} \quad (I.5)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r] [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] [I_{sabc}] + [L_{rr}] [I_{rabc}] \} \quad (I.6)$$

✓ Équation mécanique

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (I.7)$$

La résolution analytique du système d'équations (I.5), (I.6) et (I.7) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position, ce qui conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position [10].

I.5 MODELE DE LA MACHINE DANS LE REPERE (d,q)

Comme l'équation de la matrice des inductances mutuelles contient des éléments non constants et que les coefficients des équations (I.5) et (I.6) changent, la résolution analytique de ce système rencontre alors des obstacles impossibles à surmonter, en particulier lors de l'analyse des phénomènes transitoires. On fera appel à des modifications mathématiques pour représenter le fonctionnement de la machine au moyen d'équations différentielles avec des coefficients fixes. Les transformations appliquées doivent préserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Cela permet de formuler une expression du duo électromagnétique dans le cadre du système triphasé, qui demeure applicable à la machine réelle [8].

I.5.1 Transformation de PARK

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les l'axes d et q. Ceci peut être interprète comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs ds, qs, dr, qr dont les axes magnétiques sont liés aux axes d, q conformément à la figure (I.3)

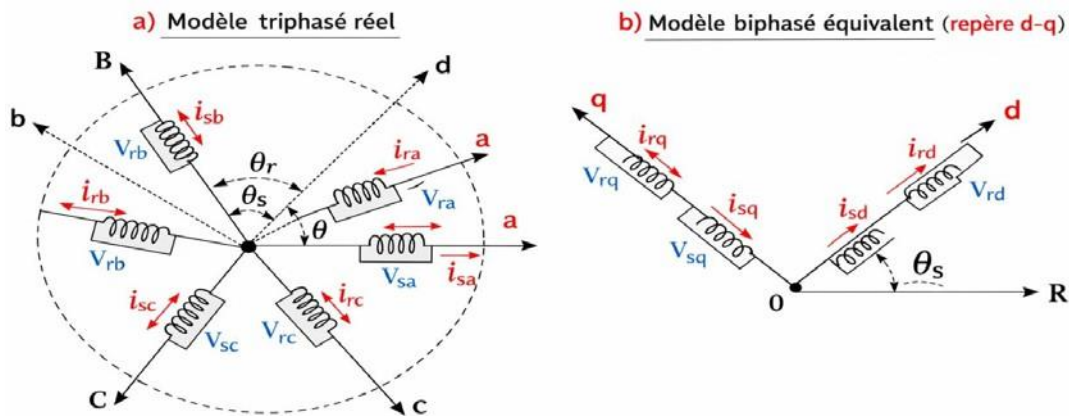


Fig.I.3: Représentation des enroulements fictifs d'axes d . q

du système triphasé aux composantes X_{dq} tournant à une vitesse qui dépend des grandeurs statoriques ou rotoriques, soit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Avec

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

La transformation inverse est donnée par

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_{obs} & -\sin\theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

L'angle θ_{obs} correspond à la position du repère choisi pour la transformation avec :

- $\theta_{obs} = \theta_s$ repère lié au stator
- $\theta_{obs} = \theta_r$ repère lié au rotor

➤ Choix du référentiel

Jusqu'à présent nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère général (d, q) ou (U, V) faisant un angle électrique θ avec l'axe de la phase statorique (A) et θ avec l'axe de la phase rotorique (a), comme l'indique la figure (I.2). Il existe trois choix d'orientation de ce repère qui dépend des objectifs de l'application.

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_{gl}) = \omega_s - \omega_{gl} \quad (\text{I.11})$$

I.6 MODEL D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Dans le cadre d'un système lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques et rotoriques se formulent en termes du repère de Park comme suit [6] :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Les diverses manifestations du couple électromagnétique sont formulées par les équations ci-dessous, en termes de flux et courants statiques et rotatifs. Le choix de la méthode à employer sera déterminé par le vecteur d'état sélectionné:

$$C_{em} = p (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{I.14})$$

$$C_{em} = p (\Phi_{qr} I_{dr} - \Phi_{dr} I_{qr}) \quad (\text{I.15})$$

$$C_{em} = pM (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (\text{I.16})$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{I.17})$$

On peut représenter la machine asynchrone dans l'espace d'état en utilisant un système d'équations différentielles de quatrième ordre et une équation mécanique. Ce modèle facilite l'élaboration d'une représentation d'état pour la machine en sélectionnant deux variables d'état

Parmi quatre disponibles. (I_s, I_r, Φ_s, Φ_r). Les états utilisés sont ceux données au moins par une mesure d'état (I_s) tel que (I_s, I_r), (I_s, Φ_s) et (I_s, Φ_r).

Pour un vecteur d'état $\begin{bmatrix} I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr} \end{bmatrix}^t$ et une entrée de commande $\begin{bmatrix} V_{ds}, V_{qs} \end{bmatrix}^t$, le modèle de la machine dans le repère (d, q) lié au champ tournant sera alors :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r}\Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M}\frac{p\Omega}{\omega_s}\Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M}\frac{p\Omega}{\omega_s}\Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r}\Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_s}I_{ds} - \frac{1}{T_r}\Phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega)\Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_s}I_{qs} - (\omega_s - p\Omega)\Phi_{dr} - \frac{1}{T_r}\Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.18)$$

avec l'équation mécanique :

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

La modélisation de la machine de cette manière nous permettra de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. En effet, dans ce travail seules les valeurs instantanées des tensions statoriques et du couple résistant doivent être déterminées pour les imposer à la machine.

I.7 SIMULATION DU MODELE

Pour la résolution du système (I.18) et (I.19), on a recours aux méthodes numériques suffisamment appréciable pour les phénomènes évoluant avec des constantes de temps de l'ordre de celles existant dans les systèmes électromagnétiques; telles que les machines électriques.

Pour la simulation du modèle suscitée, nous avons développé un programme sous le logiciel MATLAB, en effet ce n'est qu'une résolution numérique des équations différentielles (I.16) et (I.17) par la méthode de Runge Kutta.

La figure (I.4) illustre le modèle de simulation de la machine asynchrone, détaillant minutieusement la transition entre les grandeurs réelles et les grandeurs biphasées. Puisque la machine est directement connectée au réseau, nous avons réalisé deux tests standards :

- Démarrage à vide de la machine asynchrone.

- Démarrage à vide puis application d'une charge.

Les résultats de simulation sont donnés aux figures (I.5) et (I.), représentant l'évolution de quelques variables fondamentales telles que vitesse de rotation Ω , couple électromagnétique (C_{em}), flux (Φ_{dr} et Φ_{qr}) et courants (I_{ds} , I_{qs} et I_{as}).

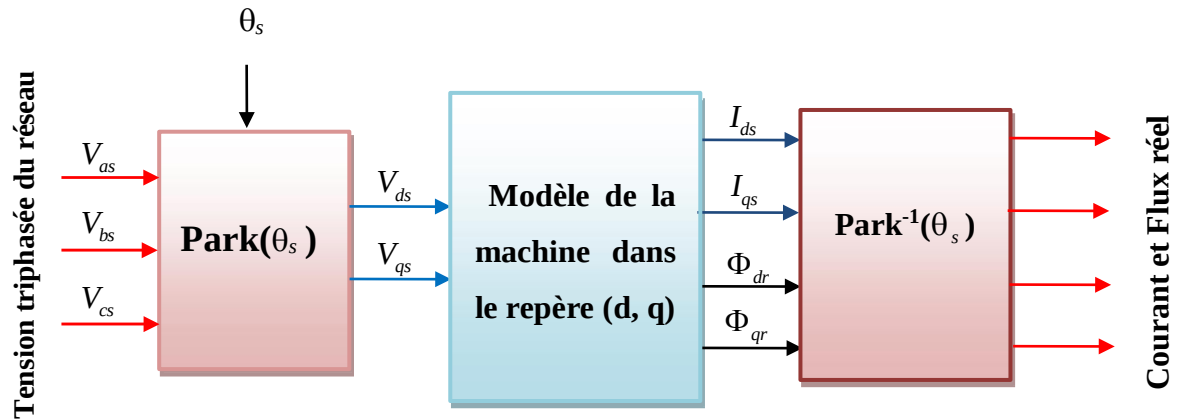


Fig.I.4: schéma bloc de simulation de la machine asynchrone en boucle ouverte

- ♦ A vide ($C_r = 0$), figure (I.5)

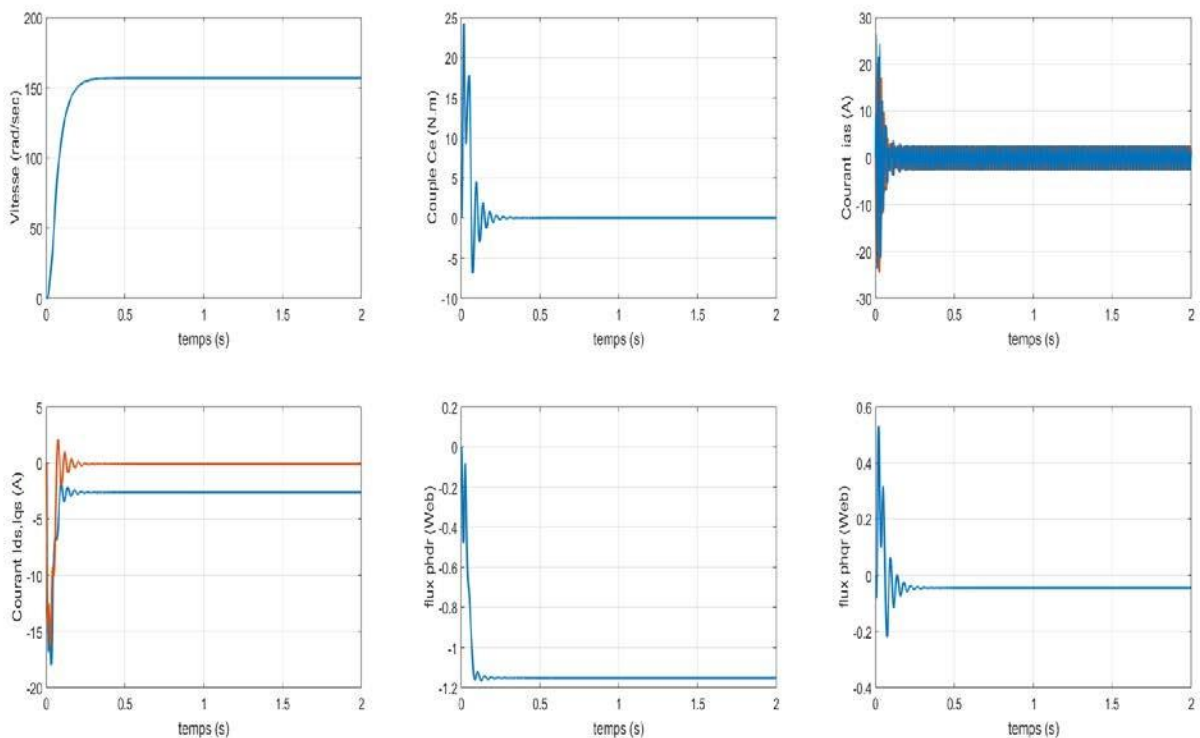


Fig.I.5: Réponse de la machine en fonctionnement à vide

On constate que la vitesse croît d'une manière presque linéaire jusqu'à atteindre la valeur de 157 rad/s après un certain temps. Au démarrage 0.25s, le couple prend des valeurs élevées en raison du fort appel de courant pendant un court instant, avec la présence de quelques oscillations, puis il se stabilise autour d'une valeur presque nulle à 0.25s. En ce qui concerne le flux rotorique, son évolution est similaire à celle du couple électromagnétique : il présente des oscillations au démarrage, puis se stabilise à une valeur donnée au régime permanent. Le courant statorique est fortement impulsif au démarrage afin de produire un couple élevé, puis il se stabilise à une valeur cinq fois inférieure à celle du démarrage. Les courants correspondants dans les axes (d,q) sont également oscillatoires au démarrage avant de se stabiliser à des valeurs constantes.

♦ En charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.6)

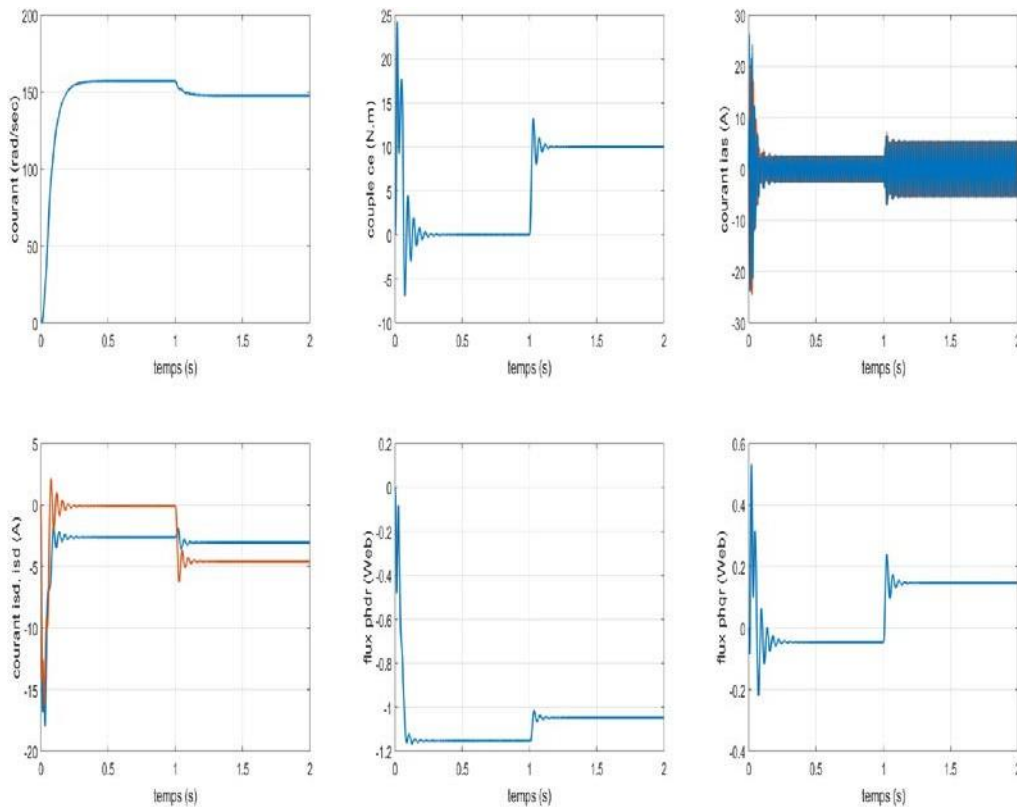


Fig.I.6: Réponse de la machine avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t = 2 \text{ s}$

On introduit maintenant un couple de charge $C_r = 10$ à $t = 2 \text{ s}$, où on constate que la vitesse de rotation a été diminuée pendant l'application du couple de charge. On remarque également une augmentation du courant et une diminution du flux rotorique pendant cet intervalle de temps. Ces résultats de simulation montrent bien le fort couplage qui existe entre

le couple électromagnétique et le flux rotorique, ce qui présente une difficulté à commander la machine asynchrone

I.8 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Le moteur asynchrone utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir l'énergie électrique au moteur et la récupérer en cas de freinage. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension. L'onduleur de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une ou des tensions alternatives, il est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré. Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent,
- Une large plage de variation de vitesse,
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible,
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

Ces caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et leurs commandes. Dans cette partie, nous allons présenter la MAS associée à son alimentation qui est un onduleur de tension à MLI triphasé. L'alimentation de l'onduleur est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes et un filtre passe bas comme illustre.[7]

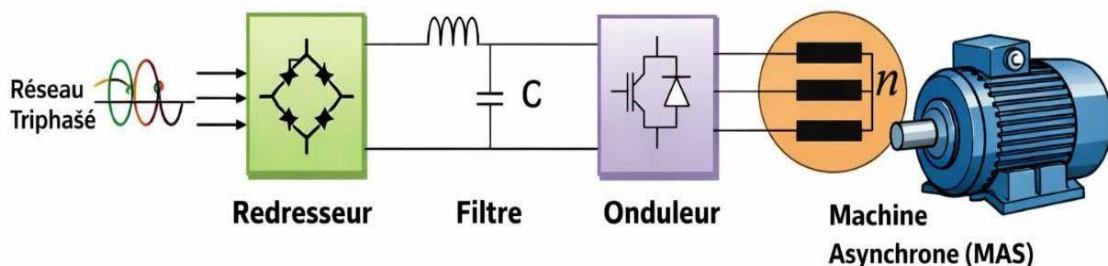


Fig.I.7: Schéma d'ensemble convertisseur machine

I.8.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est représenté par la figure (I.8), c'est un pont de Graetz à six diodes qui convertie une tension alternative à l'entrée en une tension continue à la sortie. Trois diodes D_1, D_2, D_3 assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D_4, D_5, D_6 assurant le retour du courant I_d . Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension

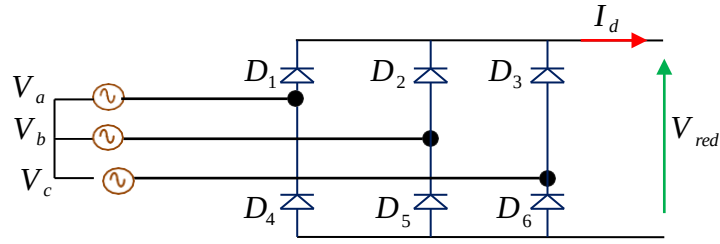


Fig.I.8: Circuit électrique du redresseur triphasé à diodes

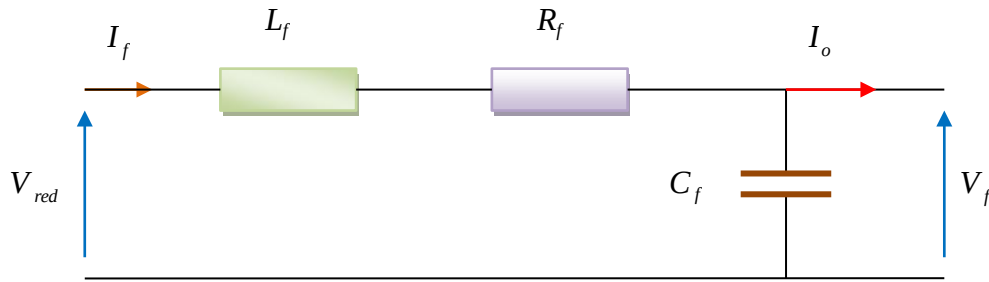
Si on suppose que le redresseur en question est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tensions :

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s.t) \\ V_b = \frac{2V_{eff}}{\sqrt{3}} \sin(2\pi f_s.t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = \sqrt{2}V_{eff} \sin(2\pi f_s.t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.20)$$

Avec, f_s la fréquence du réseau et V_{eff} la valeur efficace de la tension du réseau.

I.8.2 Modélisation du filtre

La tension de sortie du redresseur présente des oscillations de valeur moyenne positive, ce qui nous a mené à insérer en cascade avec le redresseur un filtre LC figure (I.6) dans le but de lisser ces ondulations

**Fig.I.9:** Filtre L-C

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_f}{dt} + R_f I_f + V_f \\ \frac{1}{C_f} \int (I_f - I_o) dt = V_f \end{cases} \quad (I.21)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} \quad (I.22)$$

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

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (I.23)$$

I.8.3 Modélisation de l'onduleur triphasé

Par action simultanée sur la fréquence et les tensions statoriques, par conséquent, pour se donner Le réglage de la vitesse rotorique d'une machine asynchrone se réalise logiquement les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. La figure (I.10) présente un système mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de type MLI.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençement imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine.

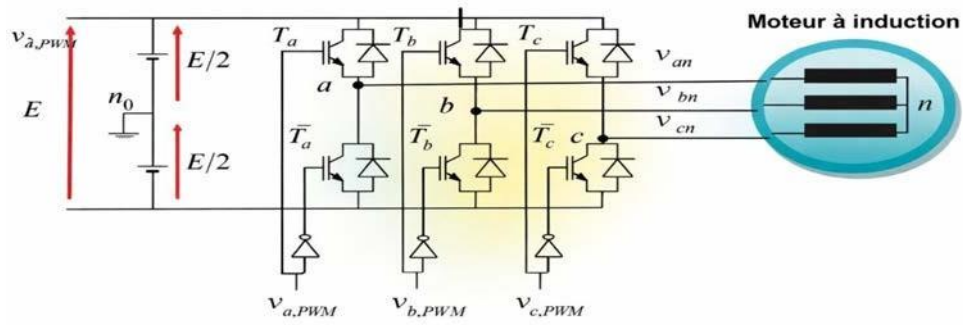


Fig.I.10: Schéma électrique d'un onduleur triphasé à trois bras alimentant la MAS

Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $E/2$ connectés à un point milieu noté "O".

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1$, T_i est passant et T'_i est ouvert ;

Si $S_i = 0$, T_i est ouvert et T'_i est passant ;

Avec $i = a, b, c$

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.24)$$

Où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continu et V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont des tensions prises par rapport au point milieu "O".

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

Avec $i = a, b, c$

Où "O" représente le point milieu fictif à l'entrée continu et V_{ao}, V_{bo}, V_{co} sont des tensions prises par rapport au point milieu "O".

Les tensions de phase peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (I.25)$$

Avec, V_{no} la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif "O".

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.26)$$

En remplaçant l'équation (I.26) dans le système d'équations (I.25), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.27)$$

Nous avons

$$V_{io} = S_i \cdot E - \frac{E}{2}$$

Avec $i = a, b, c$

$$\begin{cases} S_i = 1 & V_{io} = \frac{E}{2} \\ S_i = 0 & V_{io} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (I.28)$$

il vient alors

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_a - 1/2)E \\ V_{bo} = (S_b - 1/2)E \\ V_{co} = (S_c - 1/2)E \end{cases} \quad (I. 29)$$

En remplaçant l'équation (I.29) dans l'équation (I.31), on obtient le modèle de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I. 30)$$

I.8.4 Modulation par largeur d'impulsions

Le principe général de la modulation consiste à représenter une information sous une forme différente de la forme originale. Dans la littérature plusieurs types de modulations peuvent être rencontrés. Dans notre cas, on s'intéresse essentiellement à la modulation dite MLI (Modulation par largeur d'Impulsions) ou PWM en anglais (Pulse Width Modulation).

La modulation MLI sinus triangle permet le contrôle en tension de la machine asynchrone. Une onde modulatrice V_{ref} (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire V_p (porteuse) de fréquence f_p très élevée par rapport à f_m .

La figure (I.11) présente l'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte :

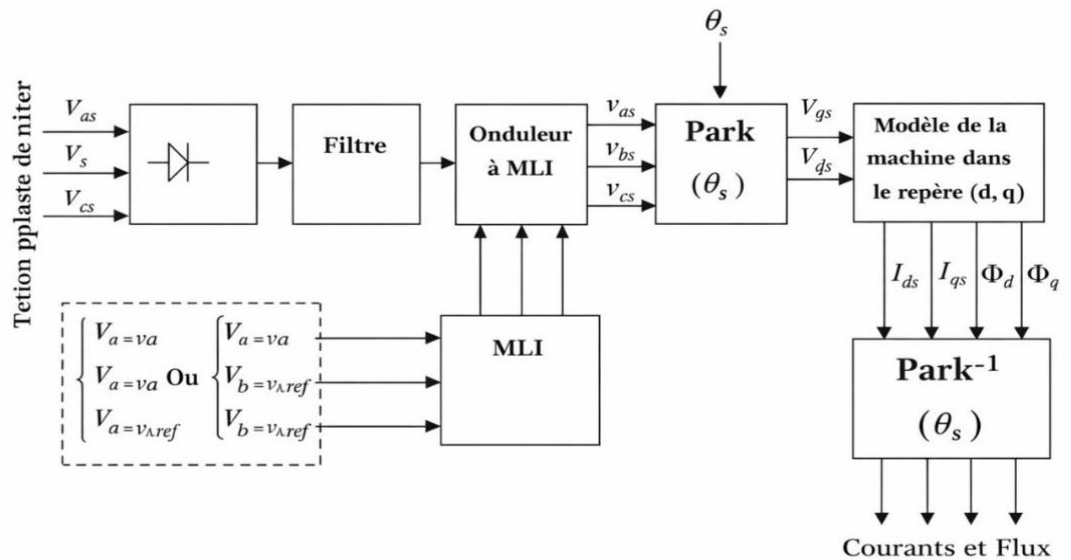


Fig.I.11: schéma bloc de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

I.8.5 Simulation du modèle machine-onduleur

Au modèle d'état de la machine donné par les équations (I.18) et (I.19) on associe l'ensemble redresseur, filtre et onduleur MLI, ce qui représente une structure commandable de la machine asynchrone. Les trois sorties de l'onduleur correspondantes sont présentées par la figure (I.12). Les résultats de simulation sont présentés dans les figures (I.13) et (I.14).

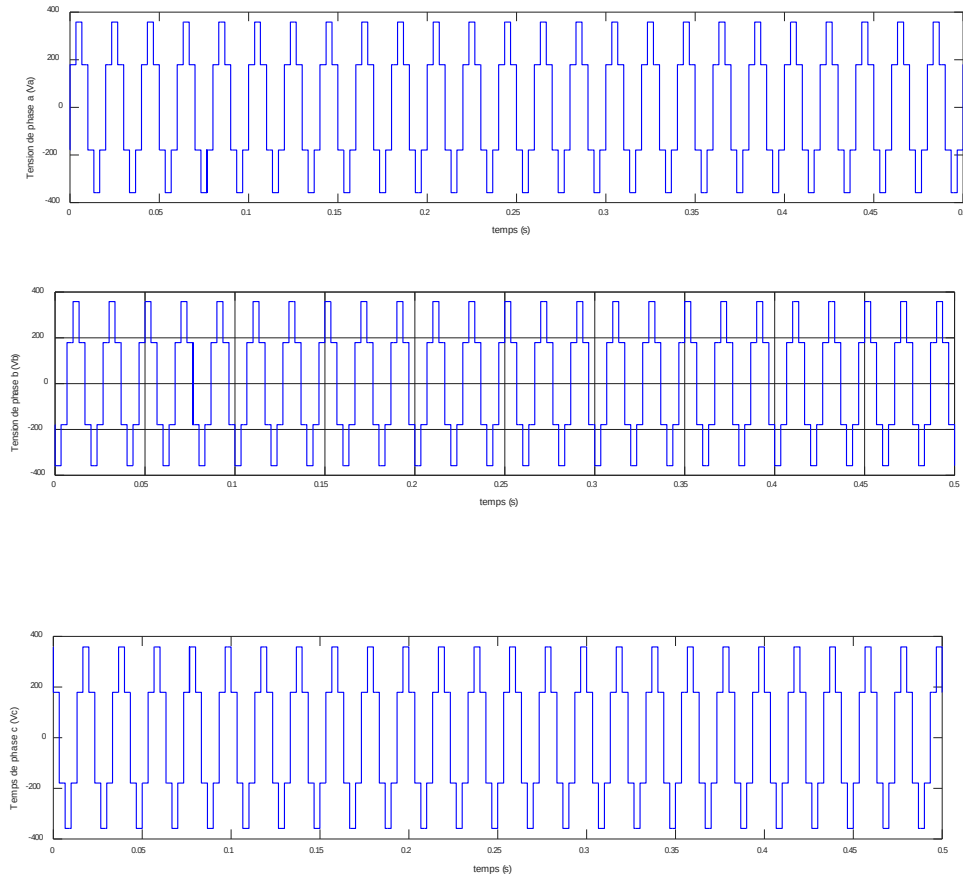


Fig.I.12: Tension triphasée générée par l'onduleur MLI

♦ A vide ($C_r = 0$), figure (I.13)

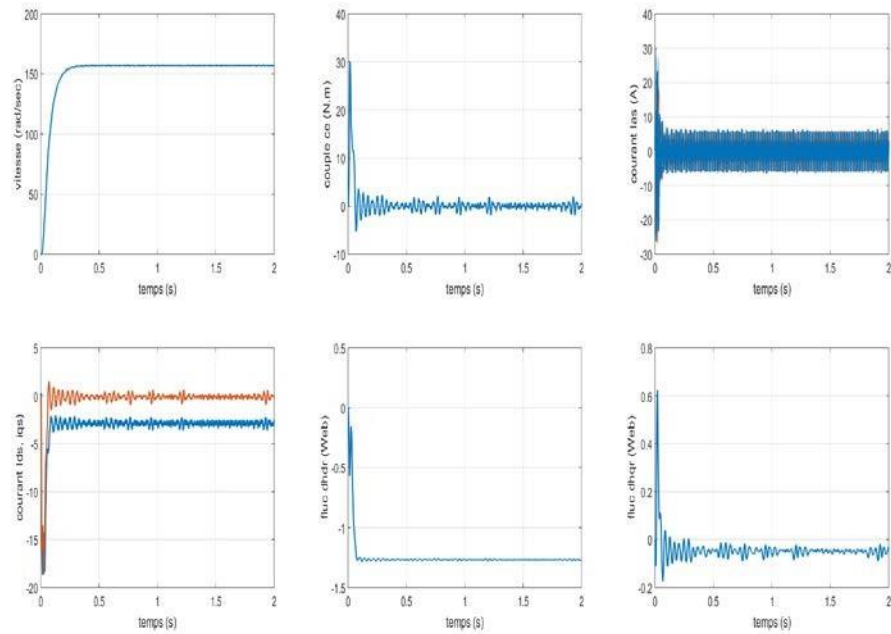


Fig.I.13: Réponse du système machine-onduleur en fonctionnement à vide $C_r = 0$

En charge ($C_r = 10 \text{ Nm}$), figure (I.14)

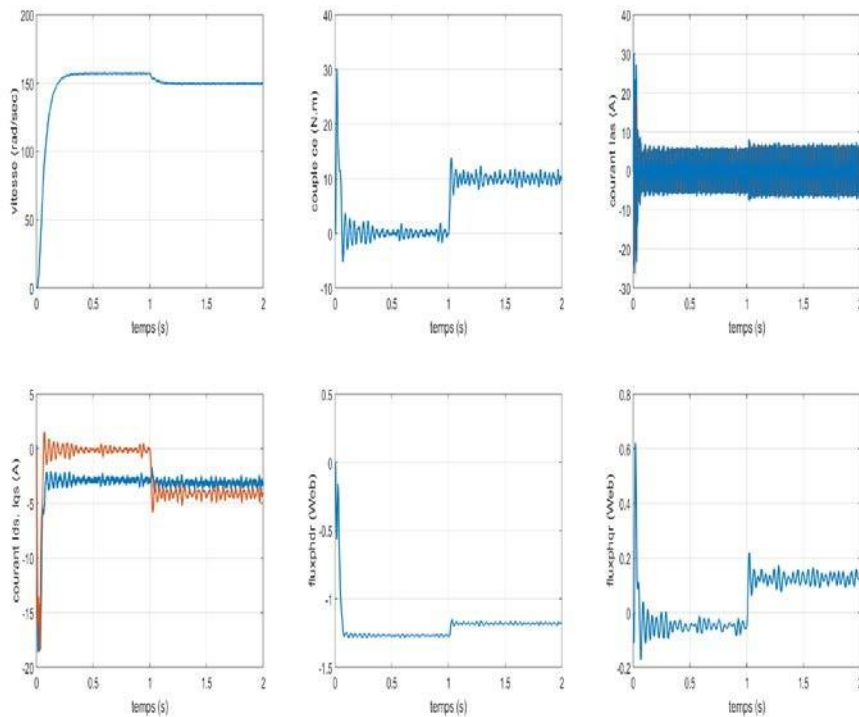
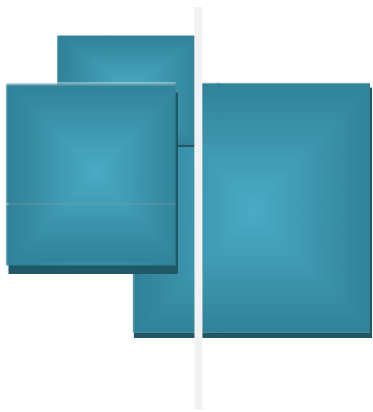


Fig.I.14: Réponse du système machine-onduleur avec $C_r = 10 \text{ N.m}$ à $t=1\text{s}$

I.9 CONCLUSION

Le but de ce chapitre est de valider le modèle de la machine asynchrone alimenté par le réseau, ainsi que le modèle de l'onduleur de tension.

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone en utilisant le modèle de Park, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites. En suite nous avons modélisé le convertisseur statique et sa commande. Et en dernière partie, nous avons simulé le modèle de la MAS alimenté par une source parfaite, puis par le convertisseur statique à vide puis en charge.



CHAPITRE II

II INTRODUCTION

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la simplicité de la commande de cette machine [13].

Le but de ce chapitre est de présenter les orientations du flux dans une machine asynchrone triphasé commandée en tension.

La simulation à été faite pour l'orientation du flux rotorique seulement, pour une machine alimentée en tension

II.1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Dans une machine à courant continu à excitation séparée, le flux magnétique et le courant d'induit (responsable du couple) sont indépendants et orthogonaux. Cette caractéristique permet d'obtenir d'excellentes performances en termes de commande. En revanche, dans une machine asynchrone, on observe un couplage important entre les différentes grandeurs électromagnétiques, ce qui rend la commande plus complexe.

L'objectif de ce type de contrôle est d'aboutir à un modèle simple de la machine asynchrone qui rend compte de la commande séparée de la grandeur flux Φ et de la grandeur courant i générateur de couple.

Il s'agira donc de retrouver la quadrature entre Φ et i , naturellement découplés pour une machine à courant continu à excitation séparée (courant d'excitation, producteur de flux, courant d'induit et producteur de couple) [14].

Il existe essentiellement deux méthodes de commande à flux orienté, la première directe qui repose sur une commande en boucle fermée et la seconde indirecte caractérise par une régulation du flux en boucle ouverte.

- Méthode indirecte : imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux

- Méthode directe : utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux

On se place dans le référentiel dq lié au champ tournant avec orientation du flux rotorique sur l'axe (d) comme est illustré sur la fig.1 alors on aboutit :

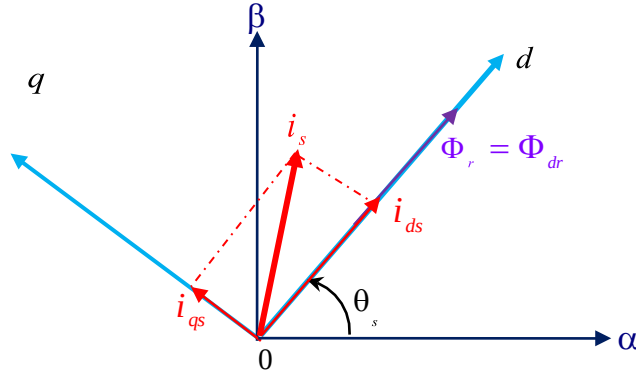


Fig.II.1: Orientation du flux rotorique sur l'axe d

II.2 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC)

La commande vectorielle permet un contrôle indépendant des puissances délivrée par la MAS, en commandant séparément le couple électromagnétique et le flux. Son principe repose sur la sélection d'un référentiel lié au flux dirigé.

En effet, le référentiel lié au champ tournant peut être orienté de telle sorte que l'axe ' d ' de ce référentiel coïncide avec un des flux de la machine (statorique, rotorique ou d'entrefer) [15].

Ces différentes orientations nous proposent des nombreuses façons de piloter notre machine asynchrone avec des convertisseurs. Ainsi, en agissant sur les variables i_{sd} et i_{sq} , les grandeurs φ_r et C_{em} sont commandées séparément; cela se traduit par : A proportion le choix du référentiel, la condition d'orientation est signifiée par :

- L'orientation du flux rotorique suivant l'axe d :

$$\varphi_{rq} = 0 \Rightarrow \varphi_r = \varphi_{rd} \quad (\text{II.1})$$

- L'orientation du flux statorique suivant l'axe d :

$$\varphi_{sq} = 0 \Rightarrow \varphi_s = \varphi_{sd} \quad (\text{II.2})$$

- L'orientation du flux statorique suivant l'axe q :

$$\varphi_{sq} = 0 \Rightarrow \varphi_s = \varphi_{sq} \quad (\text{II.3})$$

Les équations des tensions, des flux et du couple électromagnétique d'une machine à induction peuvent ainsi être simplifiées en changeant le repère. Entre autre, l'application du courant du stator à un axe du repère, l'annulera du composant sur l'autre axe

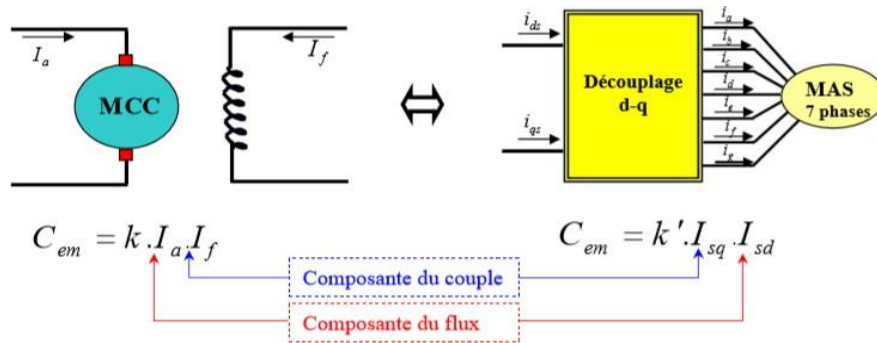


Fig.II.2: Principe de la commande par flux orienté

Les deux objectifs de la commande sont les suivants :

- De surveiller la position le flux rotorique ϕ_r qui dépend de la seule composante i_{sd} .
- De surveiller la grandeur du courant statorique i_{sq} du courant statorique pour imposer le couple électromagnétique

D'autre part, Si les termes de couplage entre les axes 'd' et 'q' sont négligés :

- La tension V_{sd} peut prendre la commande de courant i_{sd} , donc le flux.
- La tension V_{sq} peut prendre la commande de courant i_{sq} , donc le couple.

On voit que seule la composante continue i_{sd} détermine l'amplitude du flux rotorique, mais si le flux rotorique est maintenu constant, le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{sq} . Par conséquent, une décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple est effectuée. Au lieu de cela, une structure similaire à une machine à courant continu est obtenue.

II.3 Type de la commande vectorielle

Il existe deux méthodes principales pour cette commande :

II.3.1 Commande vectorielle directe

Connue sous le nom de contrôle direct du flux ((DFOC) et en anglais (Direct Field Oriented Control), 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. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés.

Aussi, connaître la position du flux dans le référentiel tournant (d.q) est également nécessaire pour développer des modèles de flux, de couple et de courant de référence du système de exigé [16].

$$\begin{cases}
 \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} = -(R_s + \frac{L_m^2}{L_r}) i_{sd} + \sigma L_s \omega i_{sq} + \frac{L_m}{T_r} \phi_{rd} + \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_{rq} + v_{sd} \\
 \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} = -(R_s + \frac{L_m^2}{L_r}) i_{sq} - \sigma L_s \omega i_{sd} + \frac{L_m}{T_r} \phi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_{rd} + v_{sq} \\
 \frac{d\phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} - \frac{\phi_{rd}}{T_r} \\
 \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} - \frac{\phi_{rq}}{T_r} \\
 C_{em} = p \frac{L_m}{T_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \\
 J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \cdot \Omega_r
 \end{cases} \quad (II.4)$$

II.3.2 Commande Vectorielle Indirect

La méthode indirecte consiste à utiliser directement l'amplitude de référence au lieu d'estimer l'amplitude du flux du rotor. L'avantage de cette méthode est que seules des variables de référence qui sont par définition sans bruit sont utilisées. Cette méthode ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur de flux de rotor, mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou d'un estimateur de position (vitesse) du rotor [16].

Il existe trois sortes de commande vectorielle à flux orienté par type du flux :

- 1) Commande vectorielle à flux rotorique orienté.
- 2) Commande vectorielle à flux statorique orienté.
- 3) Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

Le contrôle vectoriel par orientation du flux du rotor est le plus couramment utilisé. En effet, l'utilisation d'un MAS insaturé entraîne une équation de rotor entièrement découplée.

Le modèle vectoriel d'une MAS est présenté par les formules d'état de la machine données dans les références liées au champ tournant du rotor [15].

II.4 Commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique

Pour améliorer les résultats de ce modèle, considérons les deux courants statoriques, le flux rotorique dans le repère (dq) et la vitesse mécanique (Ω) représenté des variables d'état. Les modèles de machines électriques dans le repère associé au champ tournant sont [17] :

➤ $T_s = L_s / R_s$: Constante de temps statorique.

➤ $T_r = L_r / R_r$: Constante de temps rotorique.

➤ $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$: Coefficient de fuites totales.

Dans la commande vectorielle par orientation du flux du rotor, les conditions suivantes sont requises :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases}$$

Cela nous aide à simplifier notre modèle de machine comme suit:

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r) i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma L_s \omega i_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_r \\ V_{sq} = (R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r) i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \sigma L_s \omega i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega \phi_r \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} \\ \omega_r = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{T_r} \phi_r i_{sq} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{C_{em}}{p} - C_r - f_r \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (II.5)$$

La figure suivante illustre le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte plus détaillé :

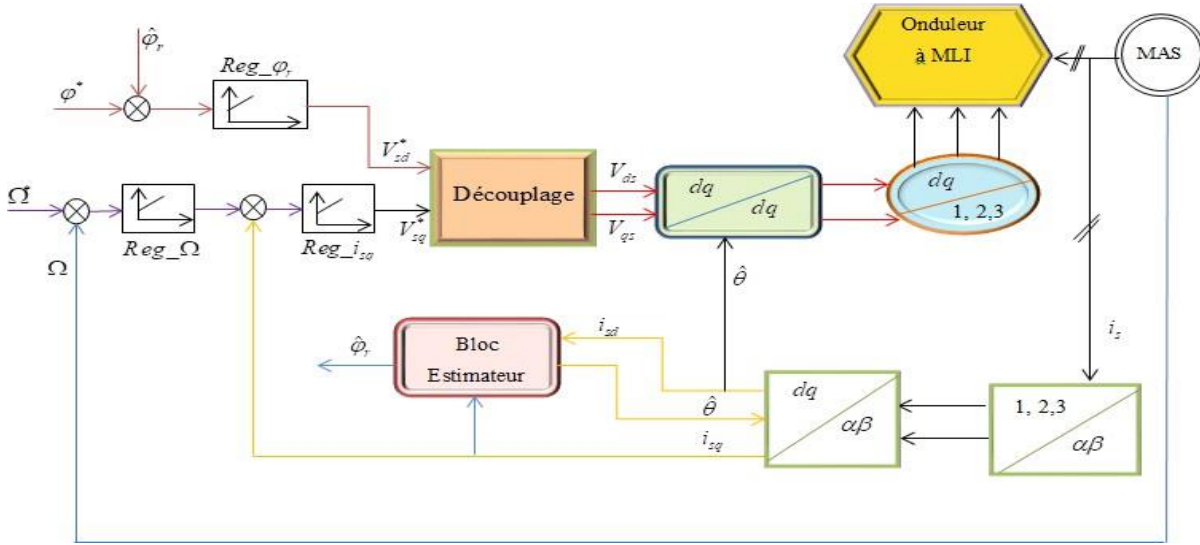


Fig.II.3: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte

II.5 Principe du découplage par compensation

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension, les équations des tensions statoriques comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de références qui attaquent l'onduleur.

Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.8) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices : 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \quad \text{Et} \quad V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$$\begin{cases}
 V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\
 V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\
 V_{ds}^r = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\
 V_{qs}^r = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt}
 \end{cases} \quad (II.8)$$

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r Figure (II.4).

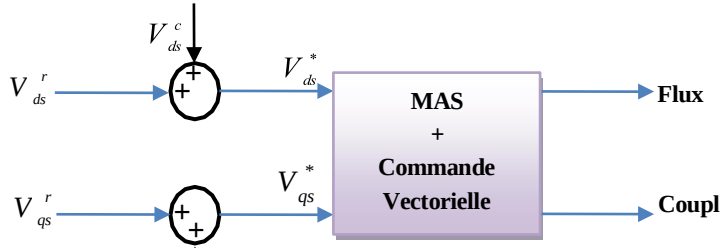


Fig.II.4: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (II.6) deviennent :

$$\begin{cases}
 V_{ds} = (R_s + s\sigma L_s) I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\
 V_{qs} = (R_s + s\sigma L_s) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds}
 \end{cases} \quad (II.9)$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la Figure (II.5), où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$.

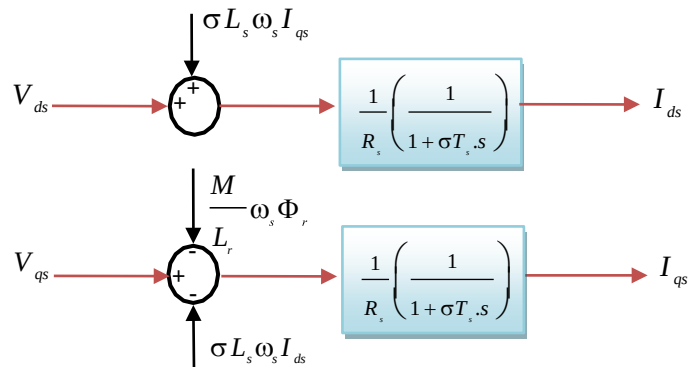


Fig.II.5: Représentation du Modèle de la machine

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la Figure (II.6).

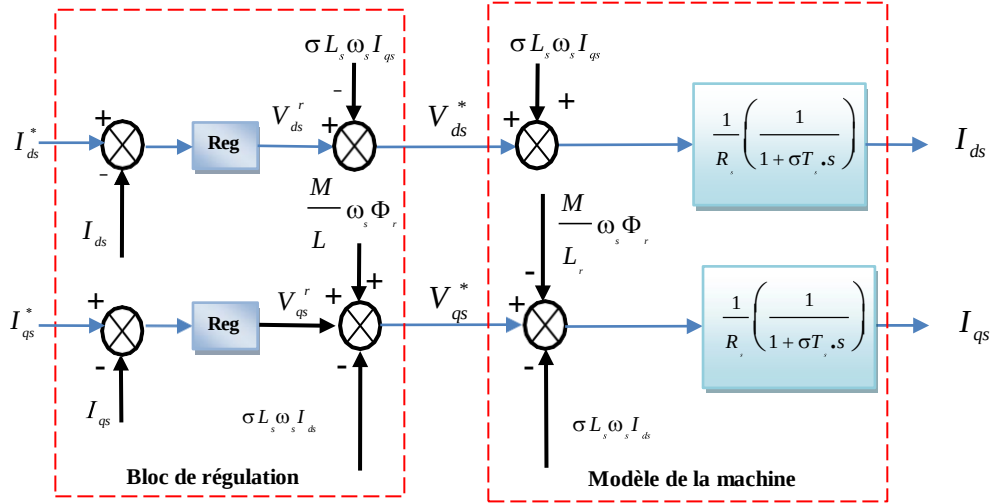


Fig.II.6: Découplage par addition des termes de couplage

II.6 Calcul de régulateur

Les contrôleurs proportionnels-intégraux PI sont largement utilisés dans le domaine du contrôle électromécanique, où l'action du contrôleur proportionnel P assure une réponse dynamique rapide et l'action du contrôleur intégral élimine en permanence les erreurs statiques dans le régime [18].

La fonction de transfert du régulateur PI est présentée avec la relation suivante :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (II.10)$$

II.6.1 Régulateur de courant

II.6.1.1 Régulateur de courant i_{sd}

La sortie du régulateur du courant i_{sd} donne la tension de référence v_{sd1}^* . La figure (II.7) illustre une boucle de régulation du courant, et c'est grâce à les équations issues de découplage :

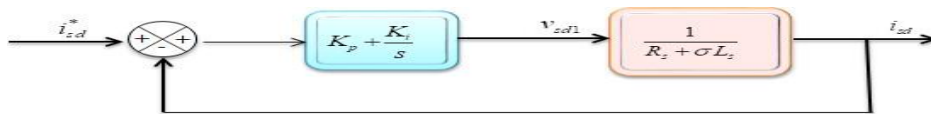


Fig.II.7: Boucle de régulation du courant i_{sd}

On a :

La fonction de transfrère en boucle ouverte du système est donc :

$$\begin{aligned}
 G_{BO}(s) &= \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \\
 &= K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{R_s} + s} \\
 G_{BO}(s) &= \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \\
 &= K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{R_s} + s}
 \end{aligned} \tag{II.11}$$

Pour la synthèse du régulateur on procède par la méthode de compensation de pôle, D'où :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \tag{II.12}$$

Donc :

$$G_{BO}(s) = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{K_p}{s} \tag{II.13}$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre :

$$G_{BF}(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \tag{II.14}$$

On note la constante de temps :

$$G_{BF}(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \tag{II.14}$$

On note la constante de temps :

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_p} \quad (\text{II.15})$$

$$\text{Et d'autre part : } K_i = K_p \frac{R_s}{\sigma L_s}$$

II.6.1.2 Régulateur du courant i_{sq}

Comme pour le régulateur i_{sd} , déterminez les coefficients de la régulation de courant i_{sq} qui fournit la tension de référence v_{sq1}^* . Le schéma de commande de courant i_{sq} , la boucle de régulation est pareil pour i_{sd} .

II.6.2 Régulateur de vitesse

La boucle de régulation de vitesse peut être définie par le schéma fonctionnel suivant

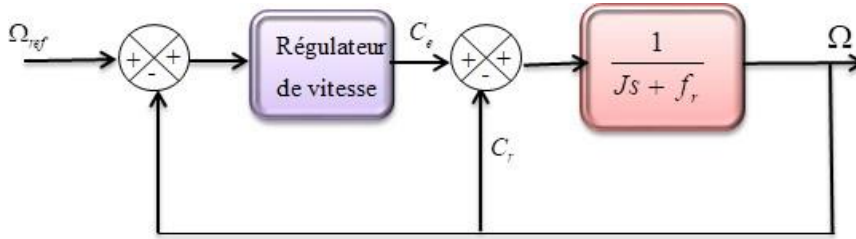


Fig.II.8: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

Pour simplifier le calcul des coefficients pour ce type de régulateur, nous avons pensé que l'ensemble du schéma bloc de la figure (II.8) pouvait être réduit à un compensateur PI classique. Donc, en utilisant un contrôleur PI et en ignorant la dynamique de la boucle de courant par rapport à la dynamique de la vitesse, nous pouvons écrire :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_r} \left(\frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{Js + f_r} C_r \quad (\text{II.16})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_p \cdot s + K_i}{K_i + (f_r + K_p)s + Js} \Omega_{ref} - \frac{s}{K_i + (f_r + K_p)s + Js} C_r \quad (\text{II.17})$$

Alors le schéma bloc du régulateur de vitesse est représenté sur la figure suivante :

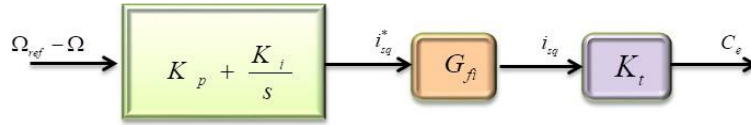


Fig.II.9: Schéma bloc du régulateur de vitesse

Avec :

G_{fi} : Fonction de transfert de la boucle de courant.

K_t : Constante du couple électromagnétique.

Noté que : $K_t = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \varphi_r^*$ et $\Omega = \frac{1}{Js + f_r} (\dot{C}_e - C_r)$

La fonction de transfert (II-16) peut définir avec un système de second ordre sous la forme suivante:

$$F(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

✓ ξ : Coefficient d'amortissement

✓ ω_n : Pulsation propre.

Ce qui implique les identités :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p + f_r}{k_i} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Une fois l'amortissement et le temps de réaction correctement choisis ω_n . Les coefficients du régulateur peuvent être calculés à partir de l'équation (II-19) par simple identification. [7]

II.6.3 Régulateur de flux

La chaîne de régulation du flux peut identifier avec le schéma fonctionnel suivant :[7]

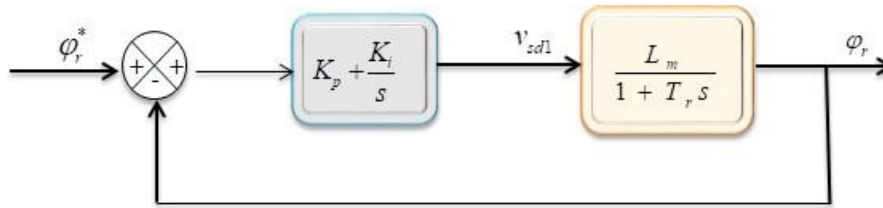


Fig.II.10: : Boucle de régulation du flux

Procéder de la même manière lors de l'identification des paramètres du régulateur de courant :

$$G_{BO} = \frac{(K_p s + K_i) L_m}{s(1 + T_r s)} \quad (\text{II.20})$$

En compensant le pôle on trouve :

$$\frac{K_p}{K_i} = T_r \quad (\text{II.21})$$

Alors :

$$G_{BO}(s) = \frac{K_i L_m}{s} \quad (\text{II.22})$$

La boucle fermée donne une 1ère réponse de type ordre à constante de temps :

$$\tau = \frac{1}{L_i L_m} \quad (\text{II.23})$$

II.7 Résultats de simulation

Pour montrer les performances et la robustesse des deux commandes présentées précédemment vis-à-vis la variation du couple de charge, des tests de simulation numériques ont été appliqués à une machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS, « voir annexes ») dans les mêmes conditions de fonctionnements pour différents profil de vitesse.

II.7.1 Commande vectorielle indirecte

Les simulations présentées dans cette partie vont nous permettre d'illustrer les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique pour un flux de référence de (1.1 Web). La figure (I.10) illustre le profile de référence de la vitesse et du couple. Après 6s du démarrage à vide, une charge de (5Nm) est appliquée pendant toute la durée de la simulation pour une vitesse de référence de (100 rad/s), à l'instant $t=9$ s on réduit la vitesse à (0 rad/s) et à $t=13$ s on inverse le sens de rotation à (-100rad/s).

Les seuls paramètres de réglage dans ce cas sont les gains proportionnel et intégral des régulateurs de courants et de vitesse.

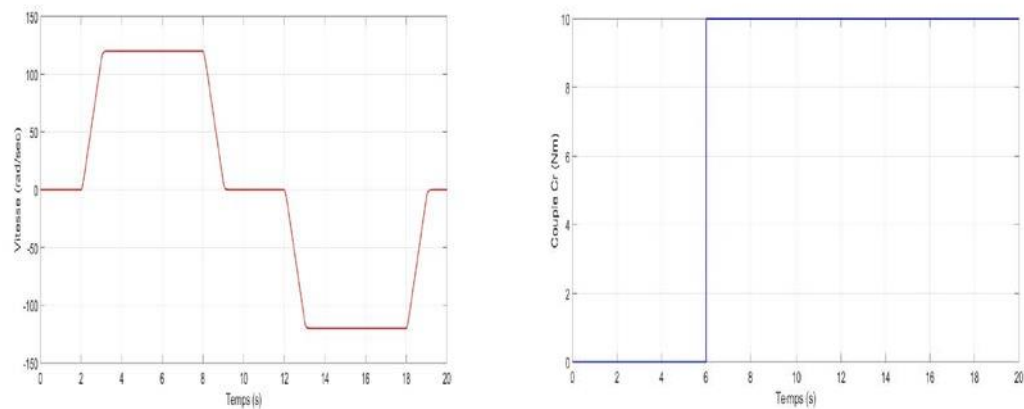
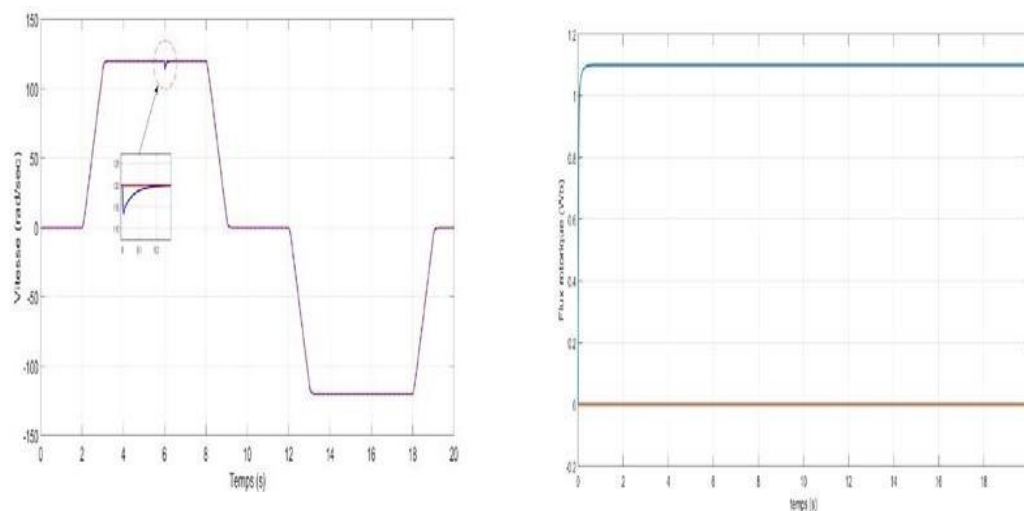


Fig.II.11: Profiles de référence vitesse-Couple



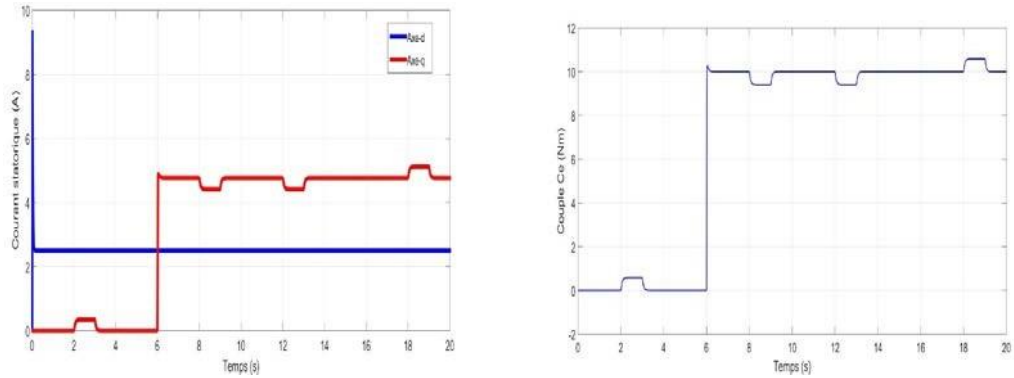


Fig.II.12: Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande vectorielle indirecte (IFOC)

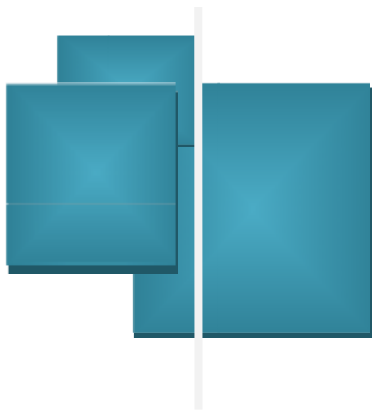
II.7.2 Interprétation des résultats

La figure (II-11a) montre que la vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action du régulateur, la figure (II-12b) montre que le découplage est bien assuré ou la composante le flux rotorique selon l'axe q est nulle alors que sa composante sur l'axe d est maintenue constante. Le découplage est bien assuré. La figure (II-12c) illustre le courant ids image du flux rotorique, qui est très peu perturbé pendant la phase d'inversion du sens de rotation, ce qui montre l'efficacité du découplage, alors que sa composante sur l'axe q est proportionnelle à la variation du couple de charge. Sur la figure (II-12a), on remarque clairement un pic important dans la courbe de la vitesse suite à l'application d'un couple de charge égale à (10 N.m), Ce qui rend cette méthode peu robuste.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone. Cette commande permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée.

L'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégral donne de bonnes performances. Nous montrons en simulations les performances de la commande ; le découplage entre le flux et le couple est complètement assuré, le choix des régulateurs est justifié, à savoir, la rapidité de la réponse et son dépassement acceptable. Les résultats de simulation obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse aux valeurs de références correspondantes, mais la réponse reste un peu perturbée.



CHAPITRE III

INTRODUCTION

Dans le domaine de commande des actionneurs électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus, vers l'application des techniques de commandes modernes. Les lois de commande classique utilisant les correcteurs linéaires du type PI donnent de bons résultats dans les systèmes linéaires ayant des paramètres constants, dans le cas des systèmes non linéaires, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes, car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision, la vitesse et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. [22][23]

Pour cela, on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités telles que les méthodes adaptatives ou de stabilité absolue, mais également la technique des modes glissants. Cette dernière s'inscrit dans la théorie des systèmes à structure variable qui a émergé au milieu de ce siècle en Union Soviétique. [24][25][21]

La commande à structure variable et des modes glissants associés ne cesse de croître, elle fait l'objet de multiples études et des travaux détaillés, au cours de ces trente dernières années par H. Harachima au Japon, aux États Unis par J.J. Slotine ainsi qu'en ex-Union soviétique par Emelyanov et V. Utkin au début des années 50, ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien soviétique A.F. Filipov. [27][28][29]

Par la suite, ils ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles dans le domaine des entraînements réglés. [24][30][31]

Ce n'est qu'à partir des années quatre-vingt (1980), la commande à structure variable par mode de glissement est devenue intéressante et attractive à cause de la grande révolution dans les domaines de l'informatique et d'électronique de puissance [31]. Elle est considérée comme une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle impréci. Ce type de contrôle possède des avantages incontestables, telles que, la robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques. [29]

Dans ce chapitre, on présente un rappel théorique sur le concept général de la commande à structure variable par mode de glissement dans un premier lieu. En seconde lieu, nous abordons l'application de cette technique de commande à la machine asynchrone en remplaçant les régulateurs linéaires PI de la vitesse par des régulateurs de type mode glissant d'ordre un. Enfin, nous allons montrer les performances de ce type de réglage après et illustration des résultats de simulations.

III Systèmes à Structures Variables

La notion du système à structure variable (SSV) apparaît lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, Il en découle les définitions suivantes: [22][32]

- **Définition 1** : Un système dont la structure change pendant son fonctionnement est un système dit à structure variable (SSV). Par conséquence, il est caractérisé par le choix d'une fonction ou structures et d'une logique de commutation.
- **Définition 2** : Un système à structure variable est un système qui admet une représentation par des équations différentielles du type:

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{III-1})$$

Où:

x : Vecteur d'état ;

f_i : Fonctions appartiennent à un ensemble de sous systèmes et appelées structures, $i \in [1, n]$.

L'étude de tels systèmes présentent un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celle de chacun de sous système $f_i(x)$ pris seul.

III.1 Modes de Trajectoire d'une Variable d'Etat dans le Plan de Phase

Dans le système à structure variable, la technique de la commande par (MG), consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement (hyper-plan) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre, au voisinage de cette surface. Cette trajectoire dans le plan de phase passe en général par trois phases (modes) de fonctionnements, la figure (III.1). [21][22][27][28][29][33].

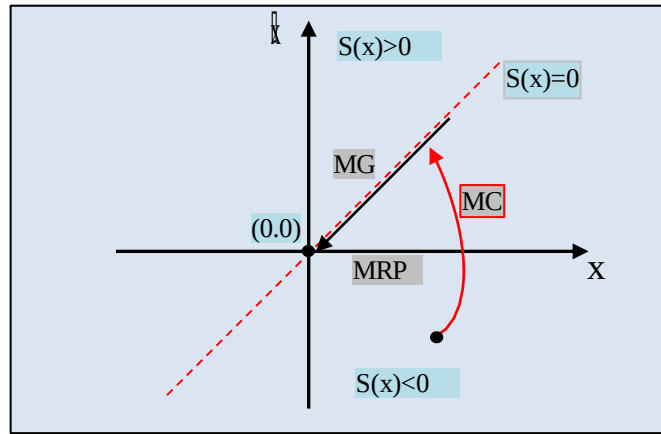


Fig.III.1 Différents Modes de Fonctionnement dans le Plan de Phase.

III.1.1 Mode de Convergence (MC)

Mode de convergence (MC) ou mode non glissant (Reaching Mode), encoure mode d'accès. Dans ce mode, la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x)=0$ et l'atteint dans un temps fini. Durant cette phase, le système reste sensible aux variations de paramètres. Sa durée peut être réduite en augmentant l'amplitude de la commande u . [21][22][24][27][29][34][35]

III.1.2 Mode de Glissement (MG)

Durant lequel les trajectoires d'état sont confinées dans la surface de glissement, elles tendent vers l'origine du plan de phase. Dans ce mode, la dynamique est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$. Durant cette phase, le comportement du système ne dépend plus du système d'origine ni des perturbations. [21][22][24][26][34][35]

III.1.3 Mode en Régime Permanent MRP (Steady-State Mode)

La variable d'état demeure près du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande, utilisé particulièrement pour l'étude des systèmes non linéaires. [21][22][24][27][29]

III.2 Principe de la Commande par Mode de Glissement (MG)

La commande par mode glissant est une méthode de contrôle à structure variable qui est largement connue, par sa robustesse et efficace pour les systèmes linéaires et non-linéaires. Elle est basée sur la commutation des fonctions des variables d'état, utilisées pour créer une droite (ou surface) de glissement. Le but est de ramener la trajectoire d'état vers la surface du glissement et de la faire évoluer dessus (régime glissant) avec une certaine dynamique jusqu'au point d'équilibre. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées. [21] [27][31][36][37]

La modélisation mathématique de la commande à structure variable des systèmes non linéaires (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) est caractérisée par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée, cette modélisation conduit à des équations différentielles de la forme : [21] [22][24][28][29][37][38].

$$\dot{x}(t) = F(x,t,u) = f(x,t) + B(x,t) \times u(x,t) \quad (\text{III-2})$$

Où:

x : Vecteur d'état $\in R^n$;

f : Un champ de vecteur ou fonction vectorielle de x et $t \in R^n$;

B : Matrice de commande de x et $t \in R^{n.m}$;

u : Vecteur de commande $\in R^m$;

F : fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps ;

m et n : rang de la fonction avec $m \neq n$.

Dans sa forme de base, le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes en fonction du signal (vecteur) de commande : [1] [22][27][36][39][40].

$$\begin{cases} \dot{u}_i(x) = u_i^+ & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \\ \dot{u}_i(x) = u_i^- & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

$S(x)$: Surface du glissement.

La commande u_i est construite de façon que les trajectoires du système convergent vers la surface de glissement et soit ensuite maintenue sur celle-ci vers le point d'équilibre. [21] [27]

III.3 Conception de la Commande par Mode de Glissement (MG)

La structure d'un contrôleur comporte deux parties:

- Continu représentant la dynamique du système durant le mode de glissement (MG).
- Discontinue représentant 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 des perturbations et d'imprécisions sur le modèle.

La conception de l'algorithme de commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui achève principalement en trois étapes principales et complémentaires définies par: [21][22][24][29].

- Choix des surfaces de glissement;

- Etablissement des conditions d'existence et de convergence du régime glissant;
- Détermination de la loi de commande.

III.3.1 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. Ainsi la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} , J.J Stoline a proposé une forme d'équation générale pour la détermination de la surface de glissement qui assure cette convergence vers le point d'équilibre : [21][24][27][29][31][41][42][43].

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

Où:

$e(x) = x_{ref} - x$: Écart de la variable à régler.

λ_x : Gain positif, interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif de la variable à régler, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande. [21] [22][28][29][30]

Par exemple, la surface de glissement est définie par :

$$\begin{aligned} S(x) &= e(x) & \text{si } r=1; \\ S(x) &= \lambda_x e(x) + e'(x) & \text{si } r=2; \\ S(x) &= \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x e'(x) + e''(x) & \text{si } r=3. \end{aligned} \quad (III-5)$$

$S(x)=0$ est une équation différentielle linéaire autonome, dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro et son unique solution, pour un choix convenable du paramètre λ_x (pour assurer sa très grande attractivité ainsi que le maintien du système sur la surface de glissement) et c'est l'objectif de la commande [21] [24][29].

III.3.2 Conditions d'Existence et de Convergence du Régime Glissant

Après la conception de la surface de commutation, le deuxième aspect important est d'assurer l'existence et la convergence du mode du glissement. Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé, il permet aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Nous retenons deux types

de conditions qui correspondent au mode de convergence de l'état du système qui sont [21] [22][24][27][28][29][44] :

- La fonction de commutation ;
- La fonction de Lyapunov.

III.3.2.1 Fonction de Commutation (Approche Directe ou Discrète)

C'est la plus ancienne condition de convergence, elle est proposée par Emilyanov et Utkin. Elle est donnée sous la forme [1][24][29][27][37][45] :

$$\begin{aligned} S'(x) > 0 & \quad \text{si} \quad S(x) < 0 \\ S'(x) < 0 & \quad \text{si} \quad S(x) > 0 \end{aligned} \quad (\text{III-6})$$

Cette condition peut être donnée par :

$$S(x) * S'(x) < 0 \quad (\text{III-7})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $S'(x)$, les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation, puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de cette surface de commutation. [21] [46]

III.3.2.2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction candidate de Lyapunov $V(x) > 0$ (fonction scalaire positive) pour les variables d'état du système, et de choisir une loi de commande qui fera décroître cette fonction ($V'(x) < 0$). Cette condition permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement, elle est généralement utilisée pour des raisons d'améliorer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de garantir la stabilité des systèmes non linéaires. [21] [22][27][29][47][48][49]

En définissant la fonction de Lyapunov par l'équation suivant :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III-8})$$

En dérivant cette dernière équation, on obtient :

$$V'(x) = S(x) * S'(x) \quad (\text{III-9})$$

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

$$S(x).S^*(x) < 0 \quad (III-10)$$

Cela peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} S^* > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} S^* < 0 \end{cases} \quad (III-11)$$

Cette inégalité fondamentale, connue comme une condition d'existence est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structures variables. Elle nous permet donc de déterminer les paramètres de réglage.

Si l'équation (III.10) est vérifiée, les dynamiques du système ainsi que sa stabilité sur $S(x)$ sont indépendantes de l'équation (3.2), elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissantes sur la partie commande. [21][22][27][31]

III.3.3 Détermination de la loi de Commande

Après le choix de la surface du glissement et les critères de convergence choisis, il nous reste à déterminer la loi de commande nécessaire pour atterrir la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre.

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode du glissement, Il y a trois types de structures très répandues :

- La commande par contre-réaction linéaire à gains commutés ;
- La commande par relais ;
- La commande équivalente.

Les deux dernières approches sont les plus préférées dans la commande des machines électriques. Nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.2). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u . [21][26][27]

Le vecteur u est composé de deux grandeurs, la première concernant la linéarisation exacte u_{eq} (commande équivalente) elle a une influence sur le mode glissant, on la détermine grâce aux conditions d'invariance et la deuxième composante non linéaire stabilisante u_n (commande attractive ou grandeur de commande discontinue) elle a une influence sur le mode d'approche et elle garantit l'attractivité de la variable vers la surface de glissement.

Cette dernière est très importante car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Donc : [21][22][24][27][28][29][31]

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n$$

(III-12)

III.3.3.1 Commande Equivalente

Un vecteur de commande équivalent u_{eq} proposé par Filipo et Utkin se définit comme celui qui produit le régime glissant idéal. Il sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$.

La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $S'(x)=0$. D'une manière simplifiée, la méthode de contrôle équivalent permet de remplacer le contrôle discontinu actif sur la surface de commutation par un contrôle équivalent, ce qui fait que le vecteur vitesse de l'espace d'état est tangent à la frontière entre les régions de discontinuités. La méthode est illustrée sur la figure (III.2). [21] [40]

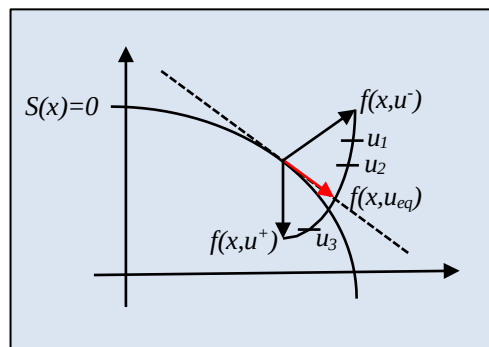


Fig.III.2 Méthode de Contrôle Equivalente.

La commande équivalente est schématisée dans la figure (III.3).[21] [22][27][31]

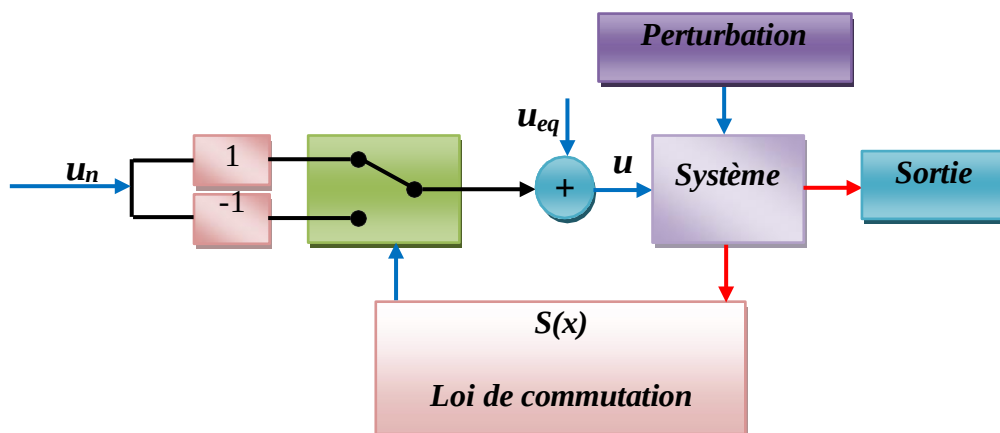


Fig.III.3 Schéma Structurelle de la Commande Equivalente.

A partir des équations (III.2) et (III.12) on obtient la commande équivalente u_{eq} . Nous avons : [21][22][24][26][27]

$$S^*(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \left\{ f(x,t) + B(x,t)u_{eq}(t) \right\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{ B(x,t)u_n \} \quad (III-13)$$

Durant le mode du glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface et la partie discontinue sont nulle (parce que $S(x) = 0$), nous déduisons l'expression de la commande équivalente: [21][22][27][29]

$$u_{eq} = - \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\} \quad u_n = 0 \quad (III-14)$$

En substituant u_{eq} dans l'équation (3.1), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$x' = f(x,t) - B(x,t) \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \right\} \quad (III-15)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement. [21][22][41]

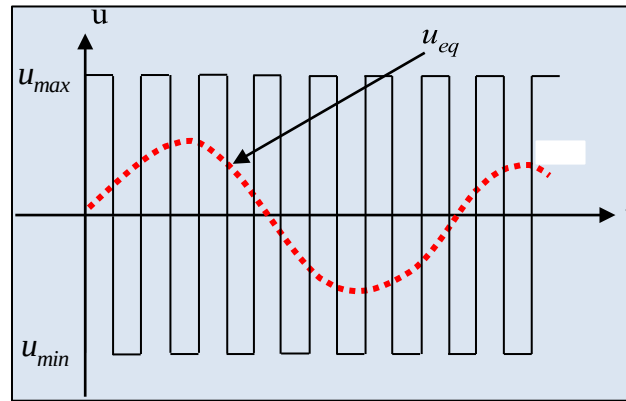


Fig.III.4 Commande Equivalente u_{eq} prise par la Commande lors de la Commutation entre u_{max} et u_{min} .

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre $u^+(u_{max})$ et $u^-(u_{min})$, la figure (III.3).

Tant que le régime glissant est assuré, le système décrit par l'équation (III.2) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée. [21][22][24][28]

III.3.3.2 Commande Discontinue de Base (Commande d'Attractivité)

L'addition du terme u_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$ ($S(x)S'(x) < 0$). Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode du glissement existe. On remplace la commande équivalente u_{eq} par son expression (équation III.14) dans l'équation (III.13), on obtient donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface: [21][22][29]

$$S'(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{ B(x,t)u \} \quad (III-16)$$

La commande u_n est définie durant le mode de convergence tel que la condition d'attractivité devient négative : [21][22][27]

$$S(x)S'(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{ B(x,t)u \} < 0 \quad (III-17)$$

Afin de satisfaire la condition, le signe de u_n doit être opposé à celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{ B(x,t) \}$.

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction *sign*, elle s'exprime donc comme : [21][22][24][28][29][31]

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (III-18)$$

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (III-19)$$

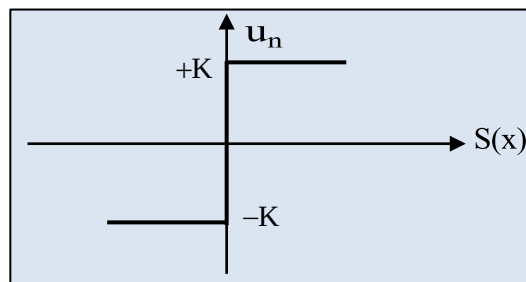


Fig.III.5 Définition de la Fonction Sign

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Leurs choix à une très grande influence sur le temps de réponse du régulateur:

- K : est très petit, on aura un temps de réponse très grand.
- K : est très grand, on aura un temps de réponse très petit.

En remplaçant l'expression (III.18) dans (III.17), on obtient :

$$S(x)S'(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)K \text{sign}(S(x)) < 0 \quad (\text{III-20})$$

III.4 Broutement (Chattering)

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, les discontinuités appliquées à la commande durant le régime glissant peuvent entraîner un phénomène du broutement, appelé réticence ou "*Chattering*" qui est l'inconvénient majeur de cette commande figure (III.6). Il se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement. Les raisons principales de ce phénomène sont :

[21][22][27][29][30][31][33][42]

- Les retards de commutation au niveau de la commande : Ces commutations détériorent la précision de la commande, en provoquant une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable) ;
- La présence de dynamique « parasites » en série avec les systèmes de commandes.
- Une autre cause de broutement, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande, car cette dernière croit à tort que le système se trouve de l'autre côté de la surface.

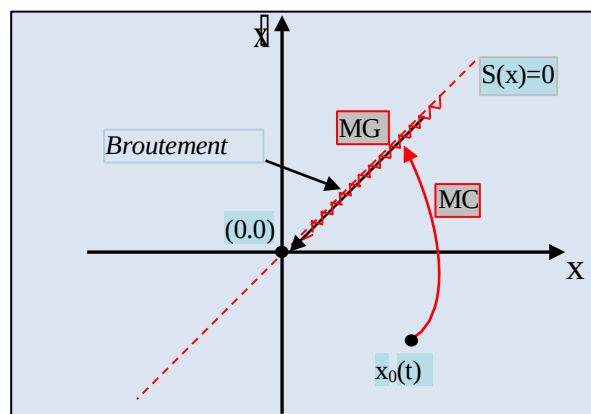


Fig.III.6 Phénomène du Broutement

Ce phénomène est amplifié par la nécessité d'avoir des observateurs ou dérivateurs rapides, donc filtrant pour la mesure [21][29][43].

Dans le but de réduire ou d'éliminer ce phénomène, de nombreuses solutions ont été proposées, comme la solution de couche limite, mode glissant d'ordre supérieur, etc.....

III.4.1 Solution de Couche Limite (Boundary Layer Solution)

Cette solution consiste à remplacer la fonction *sign* par une approximation continue, du type grand gain, uniquement dans un voisinage de la surface, parmi les fonctions utilisées, nous citerons la fonction de saturation: [21][22][24][26][28][29][31][44]

$$\begin{cases} \text{Sat}(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ \text{Sat}(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| \leq \mu \\ \text{Sat}(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

μ : Un paramètre petit et positif représentant la largeur de la couche limite.

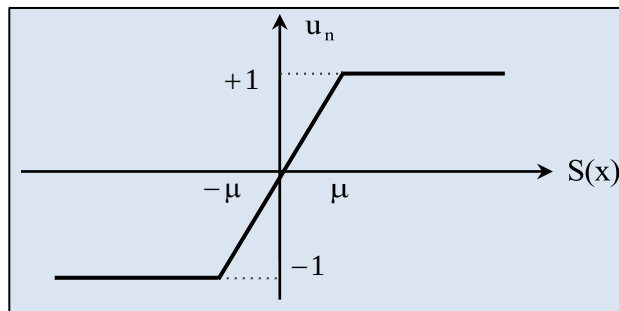


Fig.III.7 Définition de la Fonction Saturation (SAT)

III.4.1.1 Commande avec un Seul Seuil

Caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}, \quad e: \text{paramètre positif et petit.} \quad (\text{III-22})$$

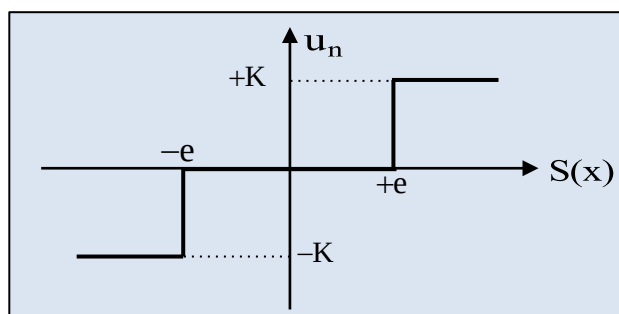


Fig.III.8 Fonction Sign de la Commande avec un Seul Seuil.

III.4.1.2 Commande Adoucie (a deux Seuils)

Pour diminuer progressivement la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils, figure (III.9). [21][22][29]

$$Sat(S_i) = \begin{cases} 0 & \text{si } |S_i| \leq e_1 \\ S_i - e_1 S_i & \text{si } e_1 < |S_i| \leq e_2 \\ \frac{e_2 - e_1}{2} \frac{1}{|S_i|} & \text{si } |S_i| > e_2 \\ \sin g(S_i) & \end{cases} \quad (III-23)$$

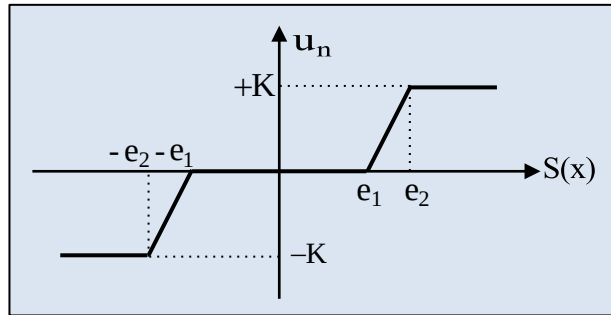


Fig.III.9 Fonction Sign de la Commande Adoucie (a deux Seuils).

III.4.1.3 Commande Intégrale

En régime glissant, les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses peuvent être évitées. Pour cela, on remplace la fonction sign par la fonction intégrale. La loi d'attractivité sera donc : [21][22][27]

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + l} + h \quad (III-24)$$

tel que:

$$l = l_0 + |g|$$

avec:

$$\begin{cases} |g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ |g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} |h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ |h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (III-25)$$

Où:

l, h : paramètres définissant le degré d'atténuation des oscillations ;

g : constante positive de l'intégrale de la surface de glissement (la pente) ;

l_0, g_0 et h_0 : les conditions initiales de l'intégrale de la surface du glissement.

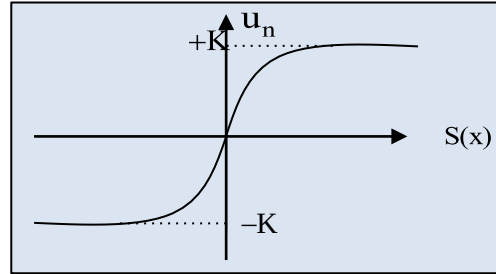


Fig.III.10 CSV Rendu Continue.

III.4.2 Solution par Mode Glissant d'Ordre Supérieur

Les modes glissants d'ordre supérieur (MGOS), en anglais High Order Sliding Mode (HOSM) ont été introduits dans les années 80, par des chercheurs russes (M. Levantovsky et M. Emelyanov) pour pallier au problème du *chattering*, tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et de robustesse des commandes par modes glissants classiques. Ils ont proposés de déplacer le problème de la discontinuité due à l'élément de commutation de la loi en régime glissant, sur les dérivés d'ordre supérieur de la variable du glissement, au lieu d'agir sur la première dérivée comme dans le cas du régime glissant d'ordre un. [21][22][44][45]

Dans cette approche, le terme discontinu n'apparaît plus directement dans l'expression de la commande synthétisée, mais dans une de ses dérivées supérieures ce qui a le mérite à:

- Garder les avantages du régime glissant d'ordre un ;
- Suppression du phénomène de Chattering dans la plupart des systèmes ;
- Amélioration des performances de la commande en terme de précision.

Pour définir les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre supérieure, on considère le système non linéaire décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\begin{aligned} x' &= f(t, x, u) \\ u &= U(t, x) \\ S &= S(t, x) \end{aligned} \tag{III-26}$$

Avec :

x : Représente le vecteur d'état ;

u : Représente la commande ;

f : Fonction supposée suffisamment différentiable, mais connue de façon incertaine ;

S : Fonction différentiable telle que ses $(r - 1)$ premières dérivées par rapport au temps ne sont fonction que de l'état x (ce qui signifie qu'elles ne contiennent aucune discontinuité).

r : désigne le degré relatif du système, est le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie, par rapport au temps.

Comme il a été défini, l'objectif de la commande par régime glissant du premier ordre est d'obliger le système à rester sur la surface de glissement, soit $S = 0$. Pour le cas de la commande par régime glissant d'ordre supérieur, le problème posé est de forcer le système à évoluer sur la surface et à maintenir S ainsi que ses $(r-1)$ premières dérivées successives à zéro. [21][26][31][55][57]

$$S = S' = S'' = \dots = S^{r-1} = 0 \quad (\text{III-27})$$

III.5 Application de la commande par mode de glissement à la MAS

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons présenter dans cette partie l'application de cette technique de commande à la machine asynchrone en remplaçant le régulateur linéaires PI de la vitesse par un régulateur de type mode glissant et valider l'approche présentée par des résultats de simulation.

Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ont pour objectifs :

- d'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées.
- d'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.

III.5.1 Réglage en cascade de la vitesse par mode de glissement :

Le modèle utilisé est le modèle trouvé en chapitre I (équation I.20 et I.21) dont les grandeurs électriques sont toutes exprimées dans un repère (d, q) lié au champ tournant, pour un vecteur

d'état $\begin{bmatrix} I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr} \end{bmatrix}^t$ et une entrée de commande $\begin{bmatrix} V_{ds}, V_{qs} \end{bmatrix}^t$,

• Surface de régulation de la vitesse

La surface de glissement est de degré égal à un, donc :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{III-28})$$

La dérivée de l'expression précédente sera:

$$S(\dot{\Omega}) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (\text{III-29})$$

On a l'équation mécanique de la machine :

$$\dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_{em} - C_r - f_v \Omega}{J} \quad (\text{III-30})$$

En remplaçons Ω_{ref} , on obtient :

$$S(\Omega_{ref}) = \Omega_{ref} - p \cdot \frac{M}{JL_r} \Phi_{dr} I_{qs} + \frac{f_v}{J} \Omega_{ref} + \frac{C_r}{J} \quad (\text{III-31})$$

Avec

$$I_{qs} = I_{qseq} + I_{qsn} \quad (\text{III-32})$$

Durant le régime du mode glissant :

$$\Omega = \Omega_{ref} \text{ et } I_{qsn} = 0$$

On obtient :

$$I_{qseq} = \frac{JL_r}{pM\Phi_{dr}} \left[\Omega_{ref} + \frac{f_v}{J} \Omega_{ref} + \frac{C_r}{J} \right] \quad (\text{III-33})$$

Et

$$I_{qsn} = K_1 \frac{S(\Omega)}{|S(\Omega)| + \mu_1} \quad (\text{III-34})$$

- **Surface de régulation du courant I_{qs}**

$$S(I_{qs}) = I_{qsref} - I_{qs} \quad (\text{III-35})$$

Durant le régime de mode glissant :

$$\dot{I}_{qs} = \dot{I}_{qsref} \text{ et } V_{qsn} = 0$$

A travers l'expression (II.8) on obtient :

$$V_{qseq} = \sigma \left[\dot{I}_{qsref} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) \cdot I_{qsref} + \omega_s I_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \omega_s \Phi_r \right] \quad (\text{III-36})$$

Et

$$V_{qsn} = K_2 \frac{S(I_{qs})}{|S(I_{qs})| + \mu_2} \quad (\text{III-37})$$

Avec

$$V_{qs} = V_{qseq} + V_{qsn} \quad (\text{III-38})$$

- **Surface de régulation du courant I_{ds}**

$$S(I_{ds}) = I_{dsref} - I_{ds} \quad (\text{III-39})$$

En respectant les mêmes étapes que les précédents , on obtient :

$$V_{dseq} = \sigma \left[\frac{1}{L_s} \left(I_{dsref} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{T_r} \right) \cdot I_{dsref} - \omega_s I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M} \Phi_r \right) \right] \quad (\text{III-40})$$

Et

$$V_{dsn} = K_3 \frac{S(I_{ds})}{|S(I_{ds})| + \mu_3} \quad (\text{III-41})$$

Avec

$$V_{ds} = V_{dseq} + V_{dsn} \quad (\text{III-42})$$

- **Surface de régulation du flux rotorique**

On prend la même surface que celle de la vitesse :

$$S(\Phi_r) = \Phi_{rref} - \Phi_r \quad (\text{III-43})$$

Donc :

$$S(\dot{\Phi}_r) = \dot{\Phi}_{rref} - \dot{\Phi}_r \quad (\text{III-44})$$

$$S(\dot{\Phi}_r) = \dot{\Phi}_{rref} - \left(\frac{1}{T_r} \right) \Phi_{rd} - \left(\frac{M}{L_r} \right) \cdot I_{ds} \quad (\text{III-45})$$

Durant le mode glissement, on obtient :

$$I_{dseq} = \frac{L_r}{M} \left[\dot{\Phi}_{rref} + \left(\frac{1}{T_r} \right) \cdot \Phi_{rref} \right] \quad (\text{III-46})$$

Avec la composante non linéaire est :

$$I_{dsn} = K_4 \frac{S(\Phi_r)}{|S(\Phi_r)| + \mu_4} \quad (\text{III-47})$$

Le choix des gains (K_1 , K_2 , K_3 et K_4) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

III.6 Résultats de Simulation et Interprétations

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande mode glissant de la machine asynchrone par simulation numérique sous l'environnement *Matlab/Simulink* nous avons simulées et introduit les différentes tests de robustesses suivantes :

III.6.1 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse

Afin de tester la robustesse de la commande vis-à-vis à l'inversion de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse suivi d'un couple de charge de 20 N.m à $t = 6$ s. Les résultats de simulation (figure III.11) montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement et que la poursuite s'effectue sans dépassement, de même pour le couple.

Le couple électromagnétique marque des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilise en régime permanent, le courant en quadrature I_{sq} progresse d'une façon analogue au couple électromagnétique.

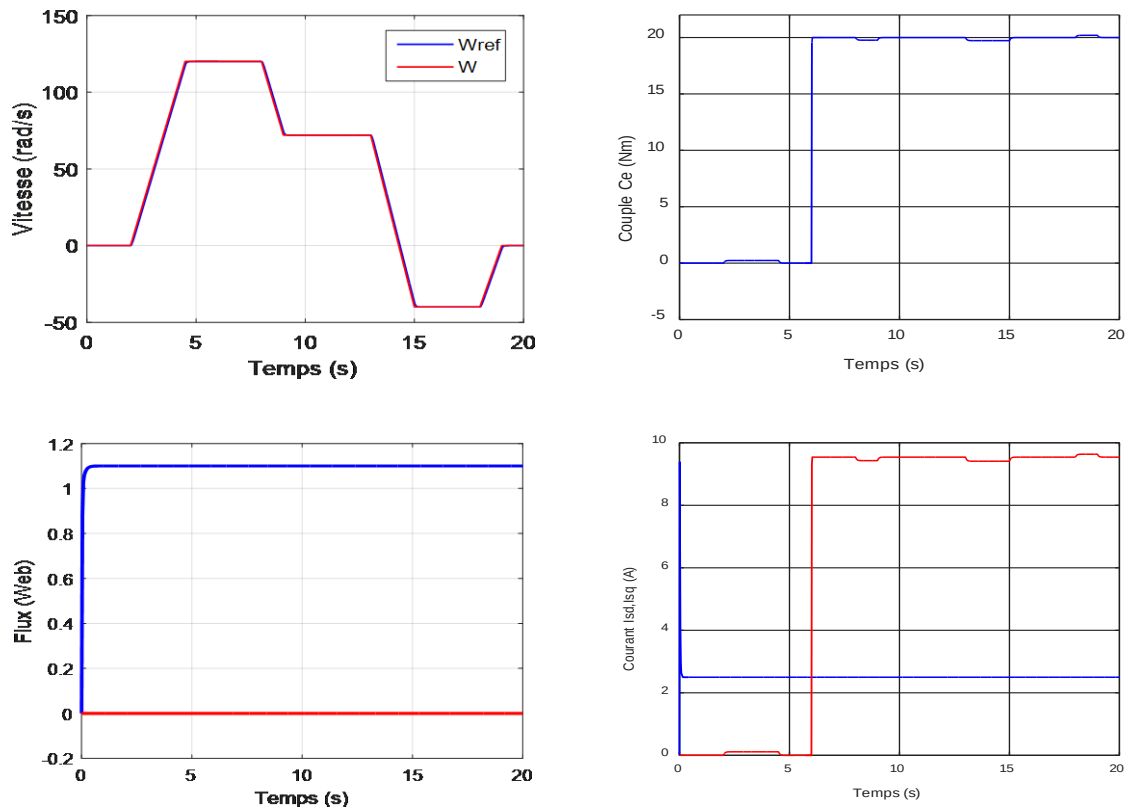


Fig.III.11 Résultats de simulation lors d'inversion du sens de Rotation

III.6.2 Test de Robustesse de la Commande vis-à-vis des Variations Paramétriques

Dans cette partie on présente les résultats de simulation pour voir la robustesse de la commande, face à des variations paramétriques (résistance rotorique):

Pour étudier l'influence de la résistance rotorique sur le comportement de la machine, nous avons également simulé le système pour une variation de + 50% de la résistance rotorique par rapport à la valeur nominale avec un couple de charge de 20 N.m à $t = 6$ s.

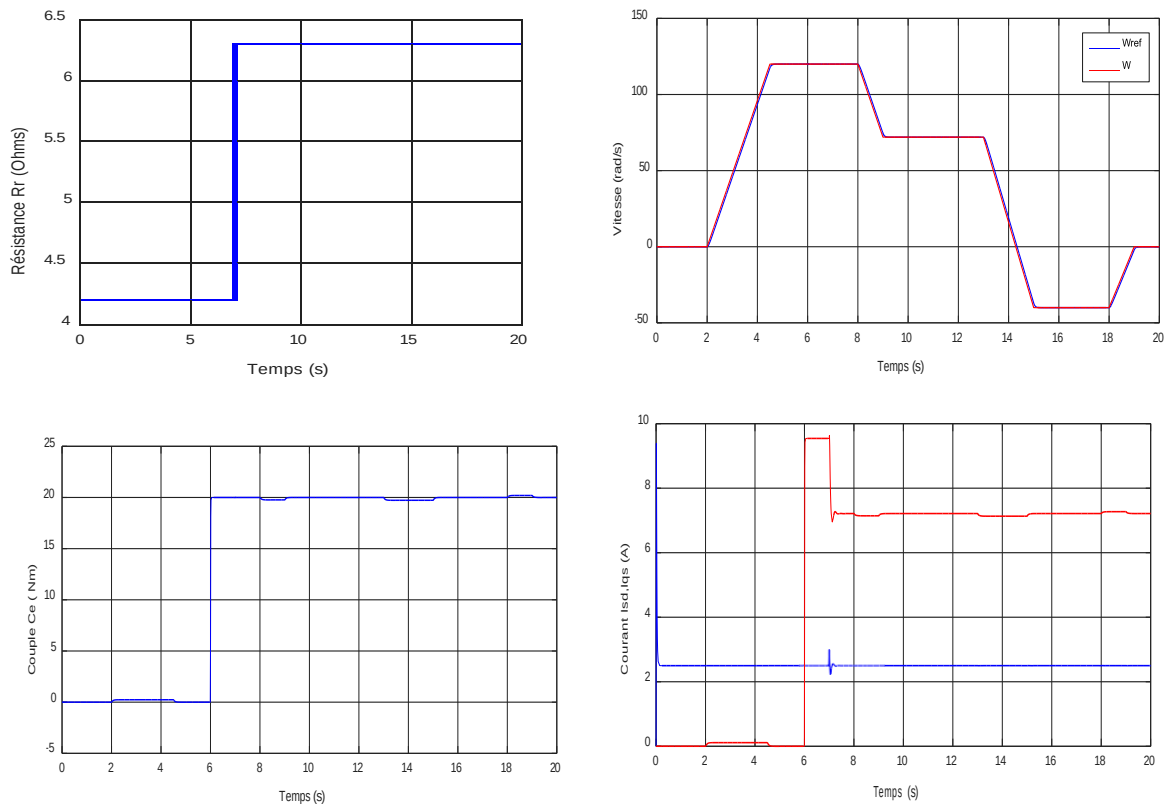
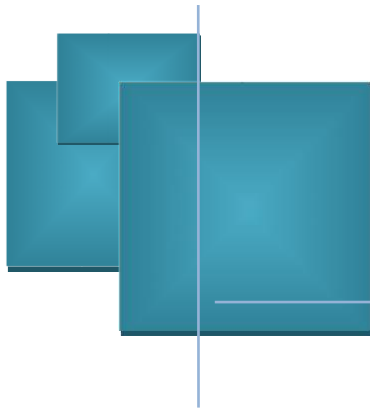


Fig.III.12 Résultats de simulation lors de la Variation de la Résistance rotorique .

La figure (III.12) illustre l'évolution de la vitesse, le couple électromagnétique et les composantes des courants statorique (I_{sd}, I_{sq}).

IV Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre dans la première partie les notions de base de mode glissant, dans la deuxième partie nous avons introduit la théorie de mode glissant dans la commande de la machine asynchrone , comme il a été présenté. L'objectif est de remplacer le régulateur classique PI de la vitesse par des régulateurs modes glissants. Les résultats obtenus montrent que la commande par mode glissant offre de meilleures performances dynamiques et statiques, aussi bien par rapport aux variations de la vitesse, du couple de charge ainsi qu'à des variations paramétriques et des perturbations extérieures.



Conclusion générale



Promotion 2026

A decorative graphic in the bottom-right corner consisting of three overlapping teal squares of different sizes and two thin, light blue lines (one vertical, one horizontal) that intersect and extend across the squares.

Conclusion générale

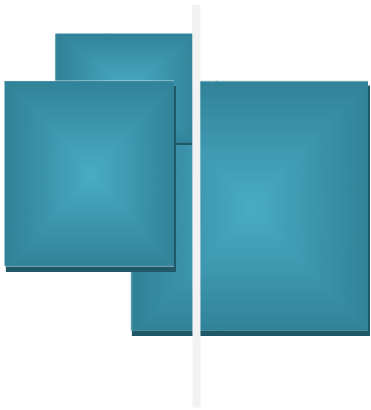
La commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques. Chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à une autre se fait normalement en fonction des contraintes du cahier de charge, auxquelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie et de l'économie du matériel qui devraient être pris en compte.

Du point de vue de la modélisation, nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone qui est un modèle non linéaire. L'introduction de la transformation de Park, simplifie considérablement les équations de la machine asynchrone.

C'est dans ce contexte qu'a été réalisé ce travail. En effet, l'objectif principal de ce mémoire est la réalisation d'une commande robuste par mode glissant. Cette commande a été utilisée pour la régulation de la vitesse de la machine asynchrone.

Cette commande est caractérisé par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes ou on peut conclure que la technique de commande par mode glissant utilisée pour la commande du moteur asynchrone a conduit à des bonnes performances :

- Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- Une simplicité de la mise en œuvre de la loi de commutation.
- Temps de réponse acceptable.
- Erreur pratiquement nulle



Bibliographies

Bibliographies

- [1] ABDELLI Houaria, « Commande par Mode de Glissement d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », Thèse de magister, Université Oran, 2000.
- [2] Roubache, T. (2017). Commande Non Linéaire Tolérante aux Défauts de la Machine à Induction sans Capteur de Vitesse. Thèse de Doctorat, Université de Batna 2
- [3] Ait Belkacem, D. & Ait Ali, S. (2017). Généralités sur les machines asynchrones. Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou (UMMTO).
- [4] Sediki, H. (2010). Contribution à la modélisation et à la commande de la machine asynchrone. Thèse de Doctorat, Université de Tizi Ouzou.
- [5] Ghelis, A. (2022). Modélisation de la machine asynchrone. Mémoire de Master, Université de Guelma
- [6] Saouli, Y. & Omar, K. (2022). Étude et simulation d'un moteur asynchrone. Mémoire de Master, Université de Annaba
- [7] L. Baghli « Modélisation et commande de la machine asynchrone » 2004
- [8] H. Tamrabet « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimal
- [9] Ghoggal, A. (2010). Contribution à la modélisation de la machine asynchrone triphasée. Thèse de Doctorat, Université de Biskra.
- [10] Assas, N. (2009). Modèle de la machine dans le repère (d, q). Thèse de Doctorat, Université de Biskra
- [11] Mansouri (2018). Modèle d'état de la machine asynchrone dans le repère (d, q). Thèse de Doctorat, Université de Sétif.
- [12] Loucif & Bouderbala (2023). Modélisation et commande d'une machine asynchrone. Mémoire de Master, Université de Annaba.
- [13] chafik dass, ali benbouali "commande vectorielle d'une machine asynchrone " Mémoire d'ingénieur;ecole militaire polytechnique ,UER.electrotechnique ,1999.
- [14] BUCHE gabriel, «commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/SIMULINK », Diplôme d'ingénieur C.N.A.M -Université de Grenoble-
- [15] J.P. Caron J.P. Hautier. Electrotechnique Modélisation et commande de la machine asynchrone. Presses Universitaires de Strasbourg, 1995.
- [16] Diedhioe.T, « Estimation de la Vitesse et des Résistances statorique et rotorique pour la Commande par Orientation du Flux d'une Machine Asynchrone », mémoire fin d'étude, Electromécanique, université Badji Mokhtar Annaba, 2018.
- [17] Hamata.O et Louchen.N « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation » Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2003.
- [18] S. Rezgui «Commande de machine électrique en environnement matlab/simulink et temps réel». Mémoire de magister, université de Constantine, 2009
- [19] L. Laagoune. «Contribution au Contrôle de la Machine Synchrone Double Etoile », Thèse De Doctorat, Université Batna2, 2019.

- [20] H. Talhaoui «Contrôle par Mode Glissant: observation et estimation paramétrique d'une Machine à Induction avec Défauts». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2016
- [21] G. GRELLET, G. CLERC « Actionneurs Electrique, Principes, Modèles, Commande ». Editions Eyrolles. 2000
- [22] Y. Bekakra «Contribution à l'Etude et à la Commande Robuste d'un Aérogénérateur Asynchrone à Double Alimentation». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2014
- [23] T. Laamayad «Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant Apport de la Logique Floue». Thèse De Doctorat, Université de Batna. 2008
- [24] T. Floquet «Contributions à la Commande par Modes Glissants d'Ordre Supérieur». Thèse De Doctorat, Université Des Sciences Et Technologie De Lille. 2000
- [25] H. Teiar «Stratégies de Commande Robuste à Base d'Intelligence Artificielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents à Partir de la Plaque Signalétique». Thèse De Doctorat En Génie Electrique. Université Du Québec à Trois-Rivières. 2018
- [26] M. Bounadja «Contribution à la Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone pour l'Alternodémarreur Intégré». Thèse De Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed BOUDIAF. 2010
- [27] H. Amimeur «Contribution au Contrôle de la Machine Asynchrone Double Etoile». Thèse De Doctorat, Université Batna. 2012
- [28] A. Fezzani «Commande Robuste de la Machine Synchrone à Aimants Permanents», Thèse De Doctorat, Université de Batna. 2015
- [29] A. Abdelkarim «Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques». Thèse De Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2017
- [30] E. Schaeffer «Diagnostic des Machines Asynchrones Modèles et Outils Paramétriques Dédiés à la Simulation et à la Détection de Défauts». Thèse De Doctorat, Université De Nantes. 1999
- [31] H. Buhler «Réglage par Mode de Glissement». Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse. 1986
- [32] V. Bregeault « Quelques Contributions à la Théorie de la Commande par Modes Glissants ». Thèse De Doctorat, Ecole Centrale De Nantes. 2010
- [33] M. Harmouche «Contribution to the Theory of Higher Order Sliding Mode Control and The Control of Underactuated Mechanical Systems». These De Doctorat, Université De Technologie De Belfort-Montbéliard. 2013

- [34] A. G. Aissaoui, H. Abid and M. Abid «Fuzzy Sliding Mode Control for a Self Controlled Synchronous Motor Drives». *Electronic Journal Technical Acoustics*, PP 16, Jun. 2005
- [35] V. I. Utkin «Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives». *IEEE transactions on industrial electronics*, Vol(40), Iss 1, PP. 23-36, Feb. 1993
- [36] H. A. Shah, A. T. Patel, S. K. Shah and A. R. Patel «Controller Design Via Sliding Mode Control Approach of Induction Motor - A Survey». *Proceedings Of The International Conference On Advanced Computing & Communication Technologies (ACCT)*, IEEE, PP 541-546. 2014
- [37] M. A. Fnaiech, F. Betin, G.-A. Capolino, And F. Fnaiech «Fuzzy Logic and Sliding Mode Controls Applied to Six-Phase Induction Machine With Open Phases». *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol(57), Iss 1, PP. 354-364. 2010
- [38] V. I. Utkin «Variable Structure Systems With Sliding Modes». *IEEE Transactions On Automatic Control*, Vol(22), Iss 2, PP. 212-222. April 1977
- [39] N. Madni, M. F. Benkhoris, S. Siala, M. O. Mahmoudi «Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive». *Proceedings Of The International Conference On Power Electronics And Variable Speed Drives*, IEEE 1998
- [40] J. J. E. Slotine, W. Li «Applied Nonlinear Control». Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall. 1991
- [41] I. Bendaas «Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction. Apport des Techniques de l'Intelligence Artificielle». Thèse De Doctorat, Université De Batna. 2016
- [42] F. Hamoudi, A. Chaghi, H. Amimeur, E. Merabet «Sliding Mode Control With Fixed Switching Frequency for Four-Wire Shunt Active Filter». *Journal Of Electrical Engineering And Technology JEET*, Vol(6), Iss 5, PP. 647- 657. 2011
- [43] S. V Emelyanov «Variable Structure Control Systems». Nauka, Moscow. 1967
- [44] [G. Grellet, and G. Clerc «Actionneur Electriques, Principes, Modèles, Commande». Eyrolles. 1997
- [45] A. Saibi, M. O. H. Mahmoudi, L. Nazli «Commande par Mode de Glissement d'une Machine Synchrone Double Étoile Alimentée par Onduleurs à MLI à Trois Niveaux ». 4th International Conference On Electrical Engineering, Cee'06, Batna University, PP. 215-220. 2006
- [46] C. P. Coleman, D. Grodble «A Comparison of Robustness Fuzzy Logic, PID, Sliding Mode Control». IEEE, PP. 1654-1659. 1994

- [47] G. K. Singh, K. E. Holé «Guaranteed Performance in Reaching Mode of Sliding Mode Controlled Systems». Sadhana, Vol(29), Iss 1, PP. 129-141. 2004
- [48] M.V. Lazarini « Controle Direto de Torque de Motores de Indu, CAO Trifasicos Sem Sensores de Velocidade Usando a Estratégia de Controle por Modos Deslizantes » Universidade Estadual De Campinas, Faculdade De Engenharia Elétrica E De Computacao. 2008
- [49] T. Zaharieva « Les Algorithmes de Commande à Structure Variable Appliqués à Un Moteur Synchrone Autopiloté pour le Contrôle en Vitesse et en Position». Thèse De Doctorat, Université De L'INSA De Toulouse. 1998
- [50] C. C. D. Wit « Commande des Moteurs Asynchrones. 2 – Optimisation, Discrétisation et Observateurs ». Hermès Science Publications, Paris. 2000
- [51] J. Davila, L. Fridman, A. Levant «Second-Order Sliding Mode Observer for Mechanical Systems ». IEEE Transactions on Automatic Control 50, PP.1785-1789. 2005
- [52] M. K. Khan «Design and Application of Second Order Sliding Mode Control Algorithms ». Doctor Of Philosophy At The University Of Leicester.2003
- [53] H. Benderradji « Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction ». Thèse de Doctorat, Université De Batna. 2013
- [54] S. V Emelyanov, S. V. Korovin, And L. V. Levant « Higher Sliding Modes in the Binary Control Systems». Soviet Physics, Doklady, Vol(31), Iss 4, PP. 291-293. 1986
- [55] W. Perruquetti And J. P. Barbot «Sliding Mode Control in Engineering ». Marcel Dekker, Inc, New York. 2002



Annexes

Annexe 1

Paramètres du moteur à induction (MAS)

A4.1 Valeurs nominales :

1.5kW ; 220/380 V-50 Hz ; 3.5 A; Cos ϕ : 0.82 ; 1430 tr/min ; 10 N.m .

A4.2 Paramètres électrique :

- Puissance électrique : $P = 1.5$ KW ;
- Résistance du stator : $R_s = 5.72$ Ω ;
- Résistance du rotor : $R_r = 4.2$ Ω ;
- Inductance du stator : $L_s = 0.462$ H ;
- Inductance du rotor : $L_r = 0.462$ H ;
- Inductance mutuelle : $M = 0.4402$ H ;

A4.3 Paramètres mécaniques:

- Moment d'inertie : $J = 0.0049$ kg.m² ;
- Coefficient de frottement : $f = 0.003$ SI .

A4.4 Paramètres électromagnétiques :

- $C_e = 10$ Nm Couple électromagnétique