

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA
Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique

جامعة قاصدي مرباح ورقلة
Université Kasdi Merbah Ouargla



Mémoire
MASTER ACADEMIQUE
Domaine : Sciences et technologies
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Machines électriques
Présenté par :
Baddou Salim
Channoufe Amjed
Thème:

*Commande par mode glissant de la machine
asynchrone à double cage*

Soutenu publiquement

Le :.././....

Devant le jury :

M^f *Benmakhlouf Abdeslam*

MAA

Président

UKM Ouargla

M^f *Khettache Laid*

MCB

Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

M^f *Sahraoui Lazhar*

MAA

Examineur

UKM Ouargla

Année universitaire 2021/2022

Remerciements

Mes premiers mots de remerciement s'adressent au bon Dieu tout puissant qui nous a inspiré de santé, volonté et patience pour achever ce travail.

*Je tiens à exprimer mon profond remerciement au professeur **Mr KHETTACHE LAID**, mon encadreur de thèse à l'université des sciences et de la technologie d'Ouargla pour m'avoir proposé ce sujet de master, l'avoir dirigé, ses conseils avisés tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Mes remerciements les plus respectueux aux membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail **Benmakhlouf Abdeslam et Sahraoui Lazhar**.*

*Et Aux deux plus chères personnes, qui m'ont donné l'amour, l'affection, qui a fait tous leur possible pour me voir réussir, toutes les gestes et expressions ne permettent pas d'exprimer mon amour et ma gratitude : **MON PERE et MA MERE***

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail en signe de respect et de reconnaissance :

*Mes chers parents **MON PERE** et **MA MERE**,*

Pour tous leurs sacrifices.

*Mes frères **ET** sœurs, tous mes Amis.*

*A toute la famille **BADDOU** et **CHENNOUF**.*

Remerciements

Dédicace

Sommaire

Introduction générale 01

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone à double cage

I.1. Introduction.....	03
I.2. Présentation de la machine.....	03
I.3. Constitution de la machine.....	04
I.4. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone à double cage.....	05
I.5. Variantes de la machine asynchrone à double cage.....	06
I.6. Hypothèses simplificatrices.....	06
I.7. La machine dans l'espace électrique.....	07
I.8. Modélisation de la machine asynchrone à double cage.	07
I.8.1. Equation générales de la machine.....	08
I.8.2. Equations électriques.....	10
I.8.3. Couplage avec l'équation mécanique.....	10
I.9. Modèle de Park de la machine asynchrone.....	11
I.9.1. Transformation de PARK.....	13
I.10. Choix du référentiel.....	13
I.10.1. Références associées au stator.....	13
I.10.2. Références associées au rotor.....	11
I.10.3. Références associées au synchronisme.....	11
I.11. Mise en équation du modèle de la machine.....	12
I.11.1. Expression du couple Electromagnétique.....	12
I.12. La simulation de la machine asynchrone à double cage.....	13
I.12.1. Le schéma de simulation	13
I.12.2. Les résultats de la simulation	14
I.12.3. Interprétation de résultats	17
I.13. Conclusion.....	18

Chapitre II: Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double cage

II.1. Introduction.....	20
-------------------------	----

II.2. Etude de la commande vectorielle.....	20
II.2.1. Introduction à la commande vectorielle.....	20
II.2.2. Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control).....	21
II.2.3. Pourquoi la commande vectorielle ?.....	21
II.2.4. Variantes de la commande vectorielle.....	21
II.2.5. Principe de la commande vectorielle.....	22
II.2.6. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....	23
II.2.6.1. Avantages.....	23
II.2.6.2. Inconvénients.....	23
II.3. Choix de type d'orientation de flux.....	23
II.3.1. Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique.....	24
II.3.2. Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique.....	26
II.3.2.1. Contrôle directe de flux	26
II.3.2.2. Contrôle indirecte de flux.....	28
II.4. Estimation du flux rotorique.....	29
II.5. Commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse.....	29
II.5.1. Synthèse des régulateurs PI.....	32
II.5.1.1. Calcul des paramètres du régulateur des courants.....	32
II.5.1.2. Calcul des paramètres du régulateur de vitesse.....	34
II.5.1.3. Régulateur de flux.....	35
II.6. Bloc de défluxage.....	35
II.7. Modèle simulink de la Commande Vectorielle Direct.....	36
II.8. Les résultats de simulation.....	37

II.9. Interprétation des résultats.....	41
II.10. Conclusion.....	42

Chapitre III : La commande par mode glissant de la MASDC

III.1. Introduction.....	44
III.2. Théorie de la commande par mode de glissement.....	44
III.1.1. System à structure variable	44
III.2. Conception de la commande par mode de glissement.....	46
III.2.1. Le choix de la surface de glissement.....	47
III.2.2. Condition de convergence et d'existence	48
III.2.2.1. La fonction discrète de commutation.....	48
III.2.2.2. La Fonction de LYAPUNOV.....	48
III.2.3. Calcul de la commande	49
III.2.4. APPROCHE DISCRETE DU MODE DE GLISSEMENT	52
III.2.4.1 Régime de glissement réel.....	52
III.2.4.2. PHENOMENE DE CHATTERING	53
III.2.4.3. Condition de convergence en mode discret	55
III.3. Application à la machine asynchrone à double cage	56
III.3.1. Réglage de la vitesse par mode glissant de la MASDC.....	56
III.7. Modèle simulink de la Commande Vectorielle Direct.....	58
III.8. Les résultats de simulation.....	58
III.9. Interprétation des résultats.....	62
III.10. Conclusion.....	63

Listes des Figures

Chapitre I: Modélisation de la machine Asynchrone

Figure I.1 : Représentation schématique de machine d'induction à double cage.....	2
Figure I.2 : Rotor à double cage.....	2
Figure I.3 : Repérage angulaire des systèmes d'axes d'une machine asynchrone à double cage...8	
Figure I.4 : Schéma de simulation de MASDC.....	11
Figure I.5 : Vitesse de rotation.....	12
Figure I.6 : Couple électromagnétique.....	12
Figure I.7 : Courant statorique I_{ds}	14
Figure I.8 : Courants statoriques I_{qs}	14
Figure I.9 : Courants rotoriques du rotor1.....	15
Figure I.10 : Courants rotoriques du rotor2.....	15
Chapitre II : La commande vectorielle de la machine asynchrone à double cage	
Figure II.1 : Orientation du flux rotorique.....	22
Figure II.2 : Technique de mesure de la position et d'amplitude du flux d'entrefer.....	24
Figure II.3 : Détermination indirecte de la position du flux.....	26
Figure II.4 : Diagramme vectoriel pour la commande vectorielle indirecte.....	27
Figure II.5 : Schéma de régulation des courants.....	32
Figure II.6 : Schéma réduit de régulation de la vitesse.....	33
Figure II.7 : Schéma réduit de la régulation du flux.....	34
Figure II.8 : Bloc défluxage.....	35
Figure II.9 : Schéma de la commande vectorielle de la MASDC.....	36
Figure II.10 : Vitesse de rotation.....	36

Figure II.11: Couple électromagnétique.....	37
Figure II.12: Courante statorique (i_{ds}).....	37
Figure II.13: Courante statorique (i_{qs}).....	38
Figure II.14: Flux direct du rotor 1.....	38
Figure II.15: Flux quadrature du rotor 1.....	39
Figure II.16: Flux directe du rotor 2.....	39
Figure II.17: Flux quadrature du rotor 2.....	40
 Chapitre III : La commande par mode glissant de la MASDC	
Figure III.1. Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	43
Figure III.2. Différents modes pour la trajectoire dans le plans de phase.....	46
Figure III.3. Représentation de la commande discontinue.....	49
Figure III.4. Régime glissant réel.....	50
Figure III.5.a. Représentation de la commande douce à deux seuils.....	60
Figure III.5.b. Représentation de la commande douce à un seul seuil.....	60
Figure III.6. Commande par mode glissant de la MASDC.....	64
Figure III.7. Vitesse de rotation.....	64
Figure III.8. Couple électromagnétique	65
Figure III.9. Courant statorique.....	65
Figure III.10. Courant statorique.....	66
Figure III.11. Flux direct du rotor 1.....	66
Figure III.12. Flux quadrature du rotor 1.....	67
Figure III.13. Flux direct du rotor 2.....	67
Figure III.14. Flux quadrature du rotor 2.....	68
Figure III.15. Vitesse de rotation.....	68

Figure III.16. Couple électromagnétique.....	69
Figure III.17. Courant statorique.....	69
Figure III.18. Flux du rotor 1.....	69
Figure III.19. Flux du rotor 2.....	70
Figure III.20. Vitesse de rotation.....	70
Figure III.21. Couple électromagnétique.....	70
Figure III.22. Courant statorique	71
Figure III.23. Flux du rotor 1.....	71
Figure III.24. Flux du rotor 2.....	71

Tableau des symboles

Symbole	Nom de symbole
MASDC	Machine asynchrone double cage.
MAS	Machine asynchrone.
MCC ou DC	Machine à courant continu.
S, R	Indices respectifs du stator et du rotor.
FOC	Commande vectorielle
IFOC	Commande vectorielle indirecte
RST	Les polynômes
Sa, Sb, Sc	Les armatures statoriques.
Ra1, Rb1, Rc1	Les armatures rotoriques pour le rotor 1.
Ra2, Rb2, Rc2	Les armatures rotoriques pour le rotor 2.
$[P(\theta)]$	Matrice de PARK.
$[P^{-1}(\theta)]$	Matrice inverse de PARK.
R_s	Résistances des enroulements statoriques.
R_{r1}, R_{r2}	Résistance de l'enroulement rotorique 1 et 2.
L_s	Inductances propres de fuites statorique.

L_{r1}, L_{r2}	Inductance propre de fuites rotorique 1 et 2.
L_m	Inductance mutuelle entre l'enroulement 1 et 2 du rotor et stator.
Φ_s	Flux statorique.
Φ_{r1}, Φ_{r2}	Flux rotorique.
φ_{rd} ou φ_{hrd}	Flux rotorique sur l'axe d.
φ_{rq} ou φ_{hrq}	Flux rotorique sur l'axe q.
T_r	Constante de temps rotorique.
P	Nombre de paire de pôles.
C_{em}	Couple électromagnétique.
J	Moment d'inertie.
K_f	Coefficient de frottement.
C_r	Couple résistant.
ω_s	Vitesse angulaires électriques statorique.
ω_r ou ω_r	Vitesse angulaires électriques rotorique
ω_r ou ω_r	Vitesse angulaires électriques rotorique.
ω_r^* ou ω_{rref}	Vitesse de référence.
C_{em}^* et $C_{em_{ref}}$	Couple électromagnétique de référence
V	Tension simple de phase

K_p	Paramètre de l'action proportionnelle
K_i	Paramètre de l'action intégrale.
Φ_r^*	Flux rotorique estimé.
Ω_{nom}	Vitesse de rotation nominale.
Φ_{nom}	Flux rotorique nominale.
$S(\omega_m)$	Surface régulation de la vitesse
i_{sreq}	Courant statorique équivalent
i_{sqn}	Courant statoriqu

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

A l'heure actuelle, la machine asynchrone détrône la machine à courant continu dans le domaine de la variation de vitesse et du positionnement. En effet, de part sa robustesse, l'absence d'un collecteur mécanique et de son faible coût, elle s'avère une solution adéquate pour la plupart des industrielles. Cette simplicité s'accompagne toute fois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

La commande des machines asynchrones à double cages pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps.

Cependant, grâce à des processus performants, il est possible d'implémenter des stratégies de commande assez complexes. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement une performance dynamique élevée, égale à celle d'un entraînement avec moteur à courant continu.

L'une de ces stratégies de commande vectorielle qui est la méthode la plus populaire qui tient compte de la structure dynamique de la machine pour avoir des systèmes d'entraînement robuste et la haute performance.

Cette complexité et difficulté de la commande amené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème, parmi les méthodes de contrôle efficace et robuste on trouve la commande par mode glissant [1].

La commande par mode glissant, qui par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de la surface. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées[2].

Dans ce mémoire on va introduire la technique de réglage par mode glissant pour la régulation de la vitesse de la machine asynchrone à double cage.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone à double cage

I.1. Introduction

Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone à double cage (MASDC) (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MASDC dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. [3].

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est convertie en énergie mécanique par des entraînements utilisant des moteurs électriques. Le modèle mathématique de la machine asynchrone est extrêmement facile à étudier et permet différents modes de transit ou de fonctionnement permanent [4].

La machine asynchrone à double cage est venue sauver son homologue à cage unique lorsqu'il s'agissait d'une application qui nécessitait un démarrage du téléchargement [5].

L'objet de ce chapitre est de fournir un modèle de moteur asynchrone triphasé à double cage et d'étudier son comportement en le simulant avec une alimentation parfaitement sinusoïdale. Ainsi d'écrire les courant et de la tension sous forme d'équations d'état

I.2. Présentation de la machine

Pour simplifier, nous considérons les moteurs bipolaires. Par conséquent, un moteur à induction à double cage équivaut à un moteur à stator bobiné, composé de trois bobines identiques qui se compensent et de deux autres rotors pour le même arbre.

Chaque enroulement est également composé de trois bobines identiques décalées, elles-mêmes court-circuitées. La machine est représentée schématiquement sur la figure (I.01) [6].

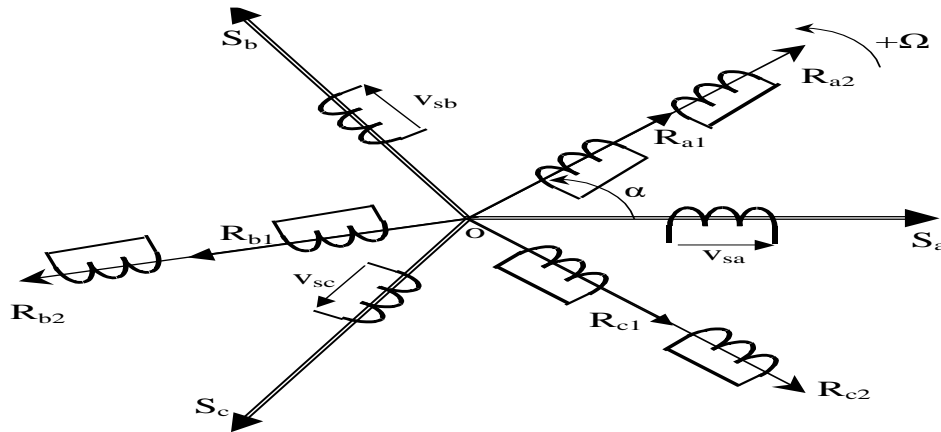


Figure I.01 :Représentation schématique de machine d'induction à double cage[6].

I.3. Constitution de la machine

La machine d'induction à double cage qui a vu le jour grâce à l'ingénieur français Paul Boucherot (1869-1943), possède un stator identique à celui de la machine à simple cage, cependant le rotor porte deux séries d'encoches. La première série d'encoches, voisines de l'entrefer, contient les barres de la cage externe. La seconde série d'encoches plus profondes, reliées ou non aux premières par un étroit passage, dans lesquelles viennent se loger les barres de la seconde cage qualifiée d'interne [7].

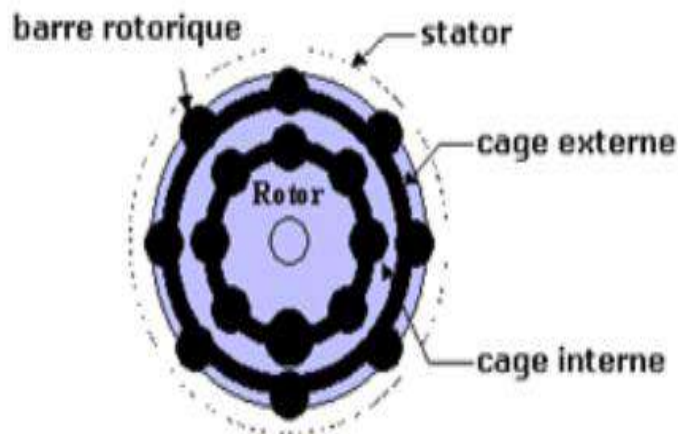


Figure I.02 : Rotor à double cage

I.4. Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone double cage

Dans le rotor à double cage, il existe deux circuits électriques. Un circuit est placé sur la surface extérieure du rotor, très proche du bobinage du stator. L'autre circuit est situé dans la partie plus profonde de la cage. Lorsque le courant circule dans le conducteur externe, il est

étroitement couplé avec le stator, présentant ainsi une plus petite réactance de fuite mais une plus grande résistance due à une section transversale plus petite de la barre de cuivre.

De même, lorsque le courant s'écoule dans la barre plus profonde, étant très légèrement couplé, il présente une plus grande réactance de fuite, mais une plus petite résistance due à une grande section transversale de la barre de cuivre. Le circuit du rotor agit comme si deux circuits séparés étaient connectés en parallèle l'un à l'autre.

La puissance nominale, la réactance du rotor reste faible en raison du plus petit glissement (0-1%). Il en résulte un flux de courant uniforme dans les barres du rotor. De plus, en raison de la grande section transversale des barres de rotor internes, l'efficacité reste élevée en raison de la perte de puissance du rotor. Lors de tout événement transitoire du réseau, lorsque la vitesse s'écarte de la valeur nominale, le glissement augmente considérablement. Sous ces conditions de glissement élevé, la réactance du circuit intérieur du rotor augmente et force le courant à s'écouler dans le circuit sur la surface du rotor qui offre une faible réactance. En raison d'une section transversale plus petite de ces conducteurs de circuits extérieurs, une forte résistance est expérimentée qui offre un couple supérieur par rapport à un générateur d'induction à cage simple fonctionnant avec le même glissement, [8-9],[10], [11].

I.5. Variantes de la machine d'induction à double cage

Afin de répondre à ces deux choses contrastées (couple élevé et faible courant), les moteurs à double cage sont conçus dans plusieurs types de cages[7] :

- De même métal ou métaux différents pour les deux cages.
- Des encoches externes et internes alignées ou intercalées.
- Anneaux d'extrémités confondus ou distincts.

Il existe également des moteurs avec plus de deux cages. Les effets des cages extérieures disparaissent avec l'augmentation de la vitesse et les cages intérieures deviennent grandes.

I.6.Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone double cage repose sur un certain nombre d'hypothèses que nous résumerons[25] :

- parfaite symétrie de construction.

- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique c'est à dire trois phases.
- L'absence de saturation et des pertes dans le circuit magnétique
- Distribution sinusoïdale le long de l'entrefer des champs magnétiques de chaque enroulement.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- le courant homopolaire ne peut circuler (pas de neutre utilisé) .
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques La densité du courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires.
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constant.
- Pertes ferromagnétiques négligées.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques
- parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer:
 - * L'additivité de flux.
 - * La constance des inductances propres

I.7. La machine dans l'espace électrique

Le modèle d'un moteur à induction à double cage est illustré par chaque induit stator et rotor équipé d'enroulements triphasés, pour le stator (Sa, Sb, Sc) et pour le rotor (Ra1, Rb1, Rc1), (Ra2, Rb2 , Rc2) .

I.8. Modélisation de la machine asynchrone à double cage

I.8.1. Equation générales de la machine

La loi de Faraday nous permet d'écrire l'équation suivante :

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \tag{I.1}$$

En appliquant la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine on obtient l'équation pour chaque phase comme suit:

I.8.2. Equations électriques

On déduit par l'ensemble de phases :

a. Statoriques

$$\begin{cases} v_{a_s} = R_s i_{a_s} + \frac{d\phi_{a_s}}{dt} \\ v_{b_s} = R_s i_{b_s} + \frac{d\phi_{b_s}}{dt} \\ v_{c_s} = R_s i_{c_s} + \frac{d\phi_{c_s}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Ce que peut se résumer sous forme matricielle par:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Ou : } [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (\text{I.4})$$

b. Rotoriques➤ **Pour le rotor 1**

$$\begin{cases} v_{a_{r1}} = R_r \cdot i_{a_{r1}} + \frac{d\phi_{a_{r1}}}{dt} \\ v_{b_{r1}} = R_r \cdot i_{b_{r1}} + \frac{d\phi_{b_{r1}}}{dt} \\ v_{c_{r1}} = R_r \cdot i_{c_{r1}} + \frac{d\phi_{c_{r1}}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

➤ **Pour le rotor 2**

$$\begin{cases} v_{a_{r2}} = R_r \cdot i_{a_{r2}} + \frac{d\phi_{a_{r2}}}{dt} \\ v_{b_{r2}} = R_r \cdot i_{b_{r2}} + \frac{d\phi_{b_{r2}}}{dt} \\ v_{c_{r2}} = R_r \cdot i_{c_{r2}} + \frac{d\phi_{c_{r2}}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

Ce que peut se résumer sous forme matricielle par:

$$\begin{bmatrix} Var1 \\ Vbr1 \\ Vcr1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iar1 \\ Ibr1 \\ Icr1 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar1} \\ \phi_{br1} \\ \phi_{cr1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$\begin{bmatrix} Var2 \\ Vbr2 \\ Vcr2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 & 0 \\ 0 & Rr & 0 \\ 0 & 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iar2 \\ Ibr2 \\ Icr2 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar2} \\ \phi_{br2} \\ \phi_{cr2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$\text{Ou : } [Vr] = [Rr] \cdot [Ir] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (\text{I.9})$$

I.8.3. Couplage avec l'équation mécanique

Le système transitoire met en évidence l'équation de mouvement qui est définie comme suit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{I.10})$$

I.9. Modèle de Park de la machine asynchrone

I.9. Transformation de PARK

La transformation de Park consiste à remplacer les trois phases statoriques et rotoriques par un système diphasé d'axes d et q. Une matrice de Park P(θ), permet le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes X_{d,q} tournant à une vitesse qui dépend des grandeurs statoriques ou rotoriques, soit[24].

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{I.11})$$

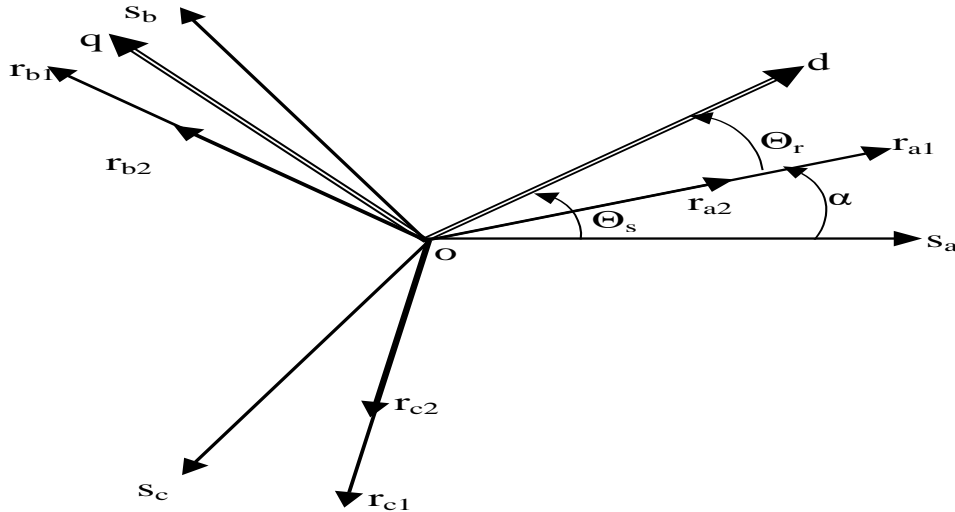


Figure.I.03: Repérage angulaire des systèmes d'axes d'une machine d'induction à double cage [6].

* θ_s : Angle électrique formé par l'axe direct d et l'axe de la phase « a » du stator.

* θ_r : Angle électrique que forme l'axe direct d et l'axe commun entre la cage externe et la cage interne de la phase a.

* α : Ecart angulaire entre l'axe de la phase « a » du stator avec l'axe commun entre la cage externe et la cage interne de la même phase [4].

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques et rotoriques sont fictives. Les relations entre ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit :

$$\begin{bmatrix} Vsd \\ Vsq \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Vsa \\ Vsb \\ Vsc \end{bmatrix} = [p(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} Vsa \\ Vsb \\ Vsc \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_0 \end{bmatrix} = [p^{-1}(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

I.10. Choix du référentiel

L'utilisation du modèle de park nécessite l'utilisation d'un cadre de référence choisi en fonction de la question de recherche. Écrit dans le plan d-q, donné par l'équation.

Les Equations des tensions :

$$\begin{cases} v_{d_s} = R_s I_{d_s} + \frac{d\phi_{d_s}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{q_s} \\ v_{q_s} = R_s I_{q_s} + \frac{d\phi_{q_s}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{d_s} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

$$\begin{cases} v_{d_{r1}} = 0 = R_r \cdot I_{d_{r1}} + \frac{d\phi_{d_{r1}}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{q_{r1}} \\ v_{q_{r1}} = 0 = R_r \cdot I_{q_{r1}} + \frac{d\phi_{q_{r1}}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{d_{r1}} \\ v_{d_{r2}} = 0 = R_r \cdot I_{d_{r2}} + \frac{d\phi_{d_{r2}}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{q_{r2}} \\ v_{q_{r2}} = 0 = R_r \cdot I_{q_{r2}} + \frac{d\phi_{q_{r2}}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{d_{r2}} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Les Equations des flux

$$\begin{cases} \phi_{d_s} = L_s \cdot I_{d_s} + M_r I_{d_{r1}} + M_r \cdot I_{d_{r2}} \\ \phi_{q_s} = L_s \cdot I_{q_s} + M_r I_{q_{r1}} + M_r \cdot I_{q_{r2}} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

I.10.1. Références associées au stator:

Il est noté $\theta_s = 0$, donc $\theta_r = -$, ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées

I.10.2. Références associées au rotor

Il est noté $\theta_r = 0$, donc $\theta_s =$, Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

I.10.3. Références associées au synchronisme

Dans ce cas la vitesse de référence ω est la vitesse de synchronisation (vitesse du champ tournant) ce référentiel est utilisé pour effectuer le contrôle vectoriel puisque le réglage est continu :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ Et } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$$

Avec : $\omega_m = \omega$

I.11. Mise en équation du modèle de la MASDC

$$\begin{cases} v d_s = R_s I d_s + \frac{d\phi d_s}{dt} - \omega_s \phi q_s \\ v q_s = R_s I q_s + \frac{d\phi q_s}{dt} + \omega_s \phi d_s \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{cases} v d_{r1} = 0 = R_r \cdot I d_{r1} + \frac{d\phi d_{r1}}{dt} - \omega_r \phi q_{r1} \\ v q_{r1} = 0 = R_r \cdot I q_{r1} + \frac{d\phi q_{r1}}{dt} + \omega_r \phi d_{r1} \\ v d_{r2} = 0 = R \cdot I d_{r2} + \frac{d\phi d_{r2}}{dt} - \omega_r \phi q_{r2} \\ v q_{r2} = 0 = R \cdot I q_{r2} + \frac{d\phi q_{r2}}{dt} + \omega_r \phi d_{r2} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

I.11.1. Expression du couple Electromagnétique

Le couple électromagnétique est exprimé en fonction des flux rotoriques et statoriques dans le repère **d-q** est donnée par:

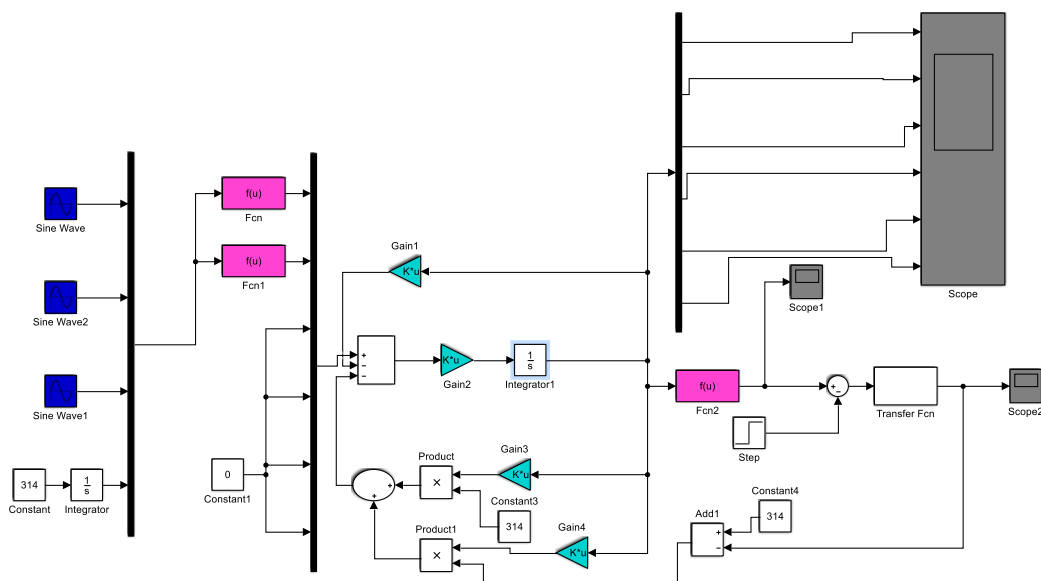
$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_s} = \frac{(-\phi_{qs} \cdot I_{ds} + \phi_{ds} \cdot I_{qs}) \cdot \omega_s}{\omega_s} \tag{I.20}$$

$$C_{em} = -\phi_{qs} \cdot I_{ds} + \phi_{ds} \cdot I_{qs} \tag{I.21}$$

$$C_{em} = M_r (I_{dr1} + I_{dr2}) \cdot I_{qs} - M_r (I_{qr1} + I_{qr2}) \cdot I_{ds} \tag{I.22}$$

I.12. La simulation de la machine asynchrone à double cage

I.12.1. Le schéma de simulation



FigureI.04:Schéma simulation de MASDC

I.13. Les résultats de simulation

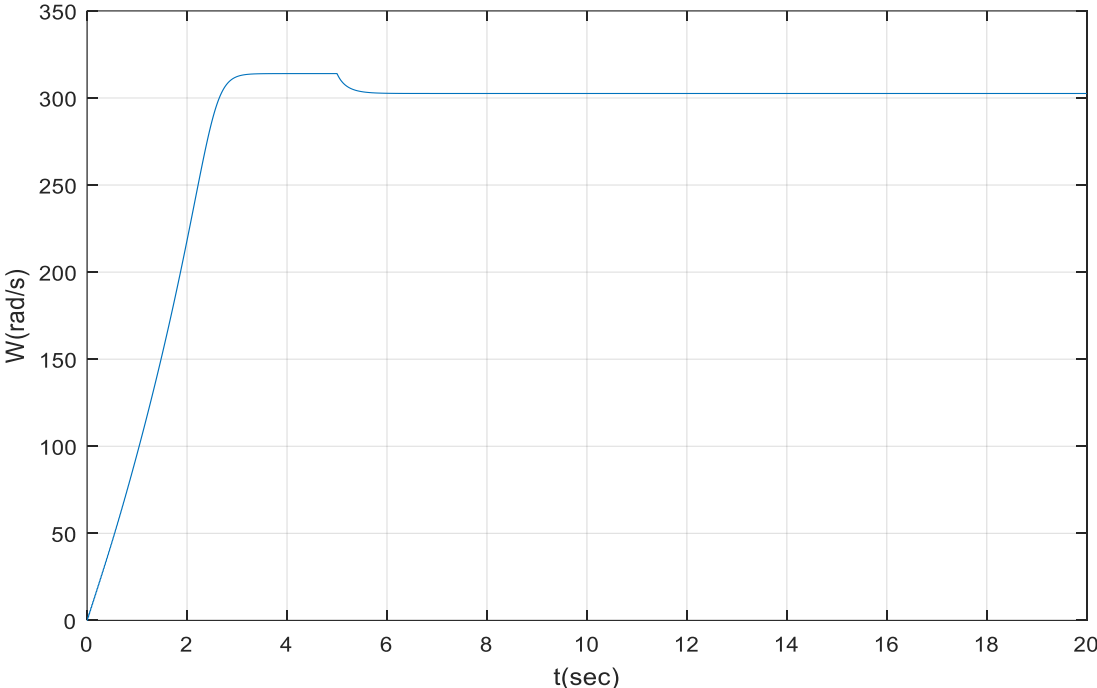


Figure I.05: Vitesse de rotation

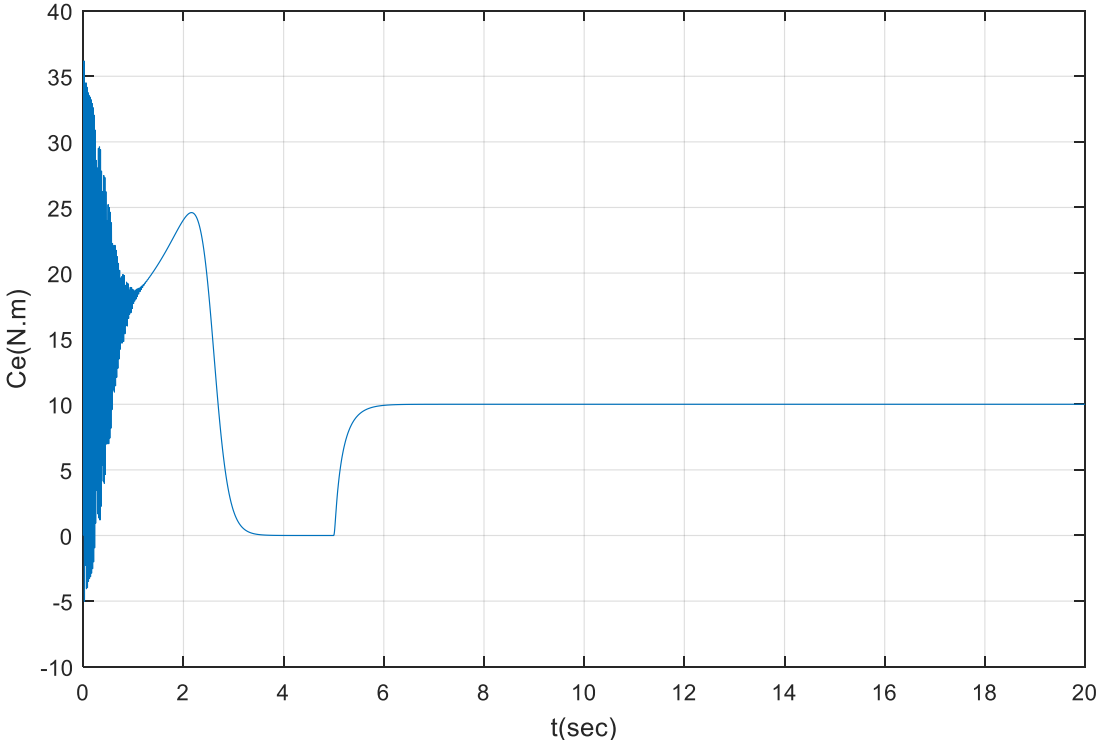


Figure I.06: Couple électromagnétique

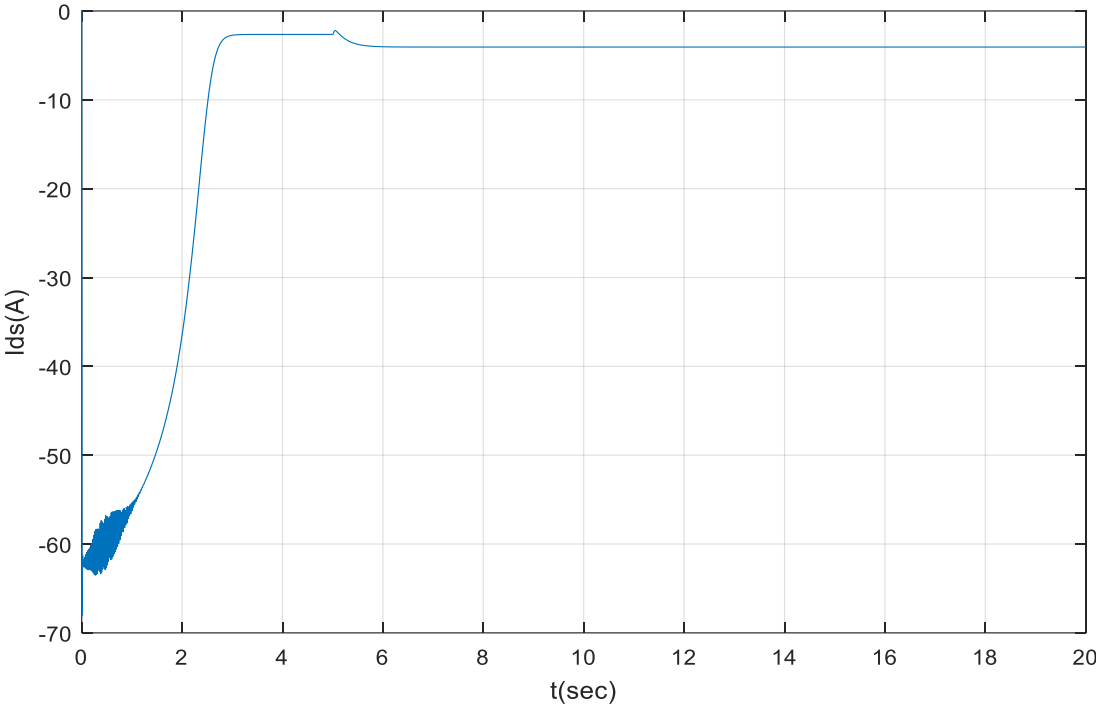


Figure I.7: Courant statorique I_{ds}

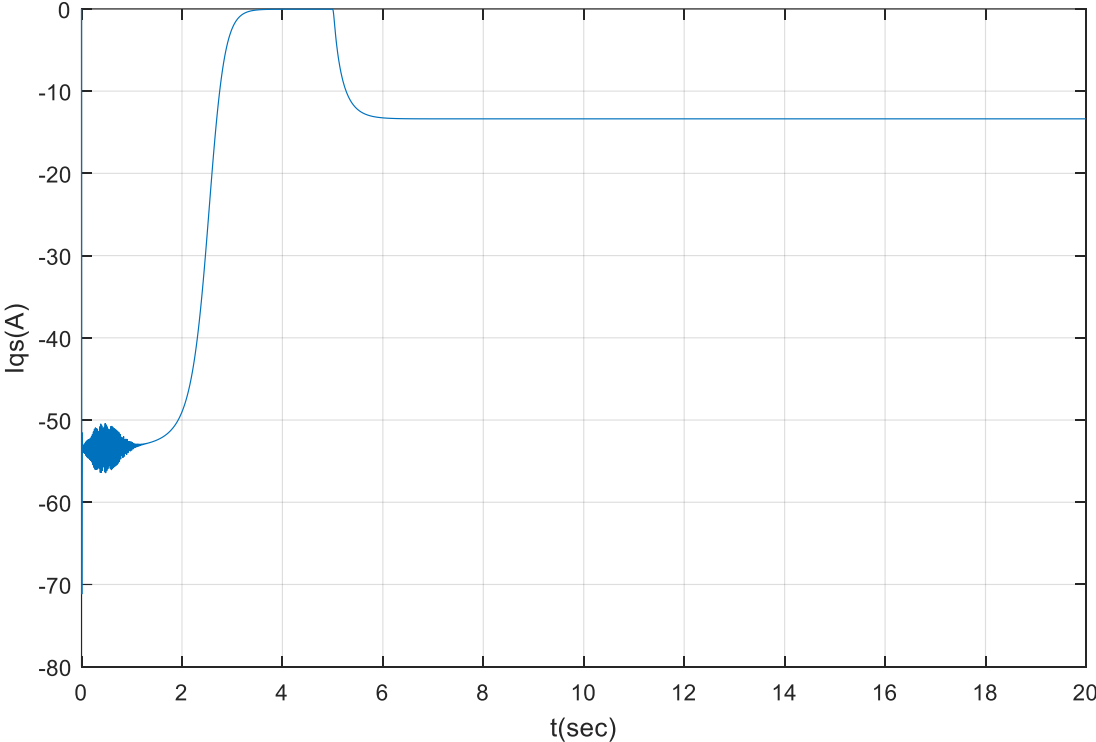


Figure I.8: Courant statorique I_{qs}

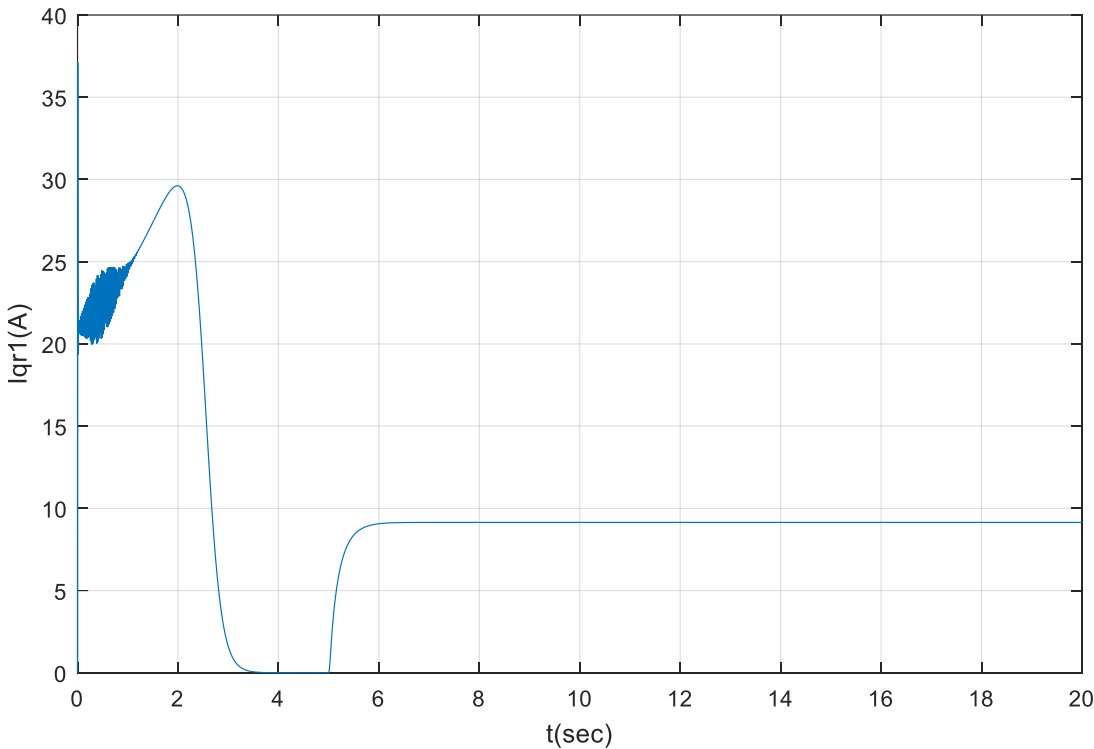
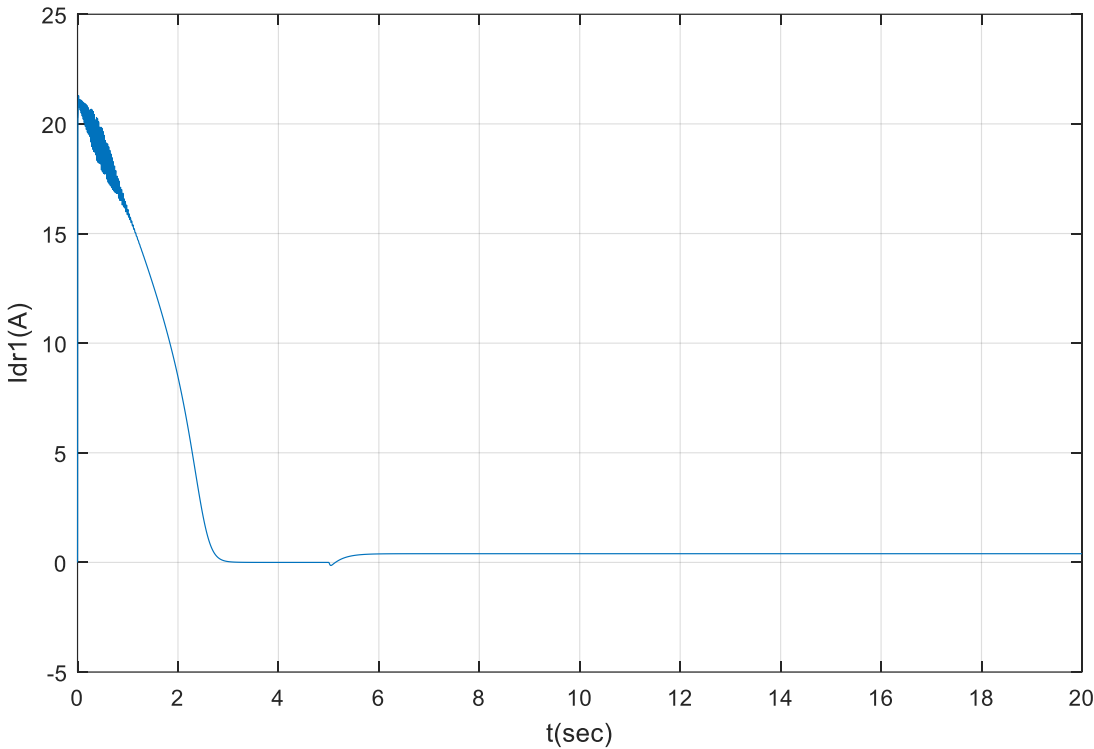


Figure I.9: Courants rotoriques de rotor 1.

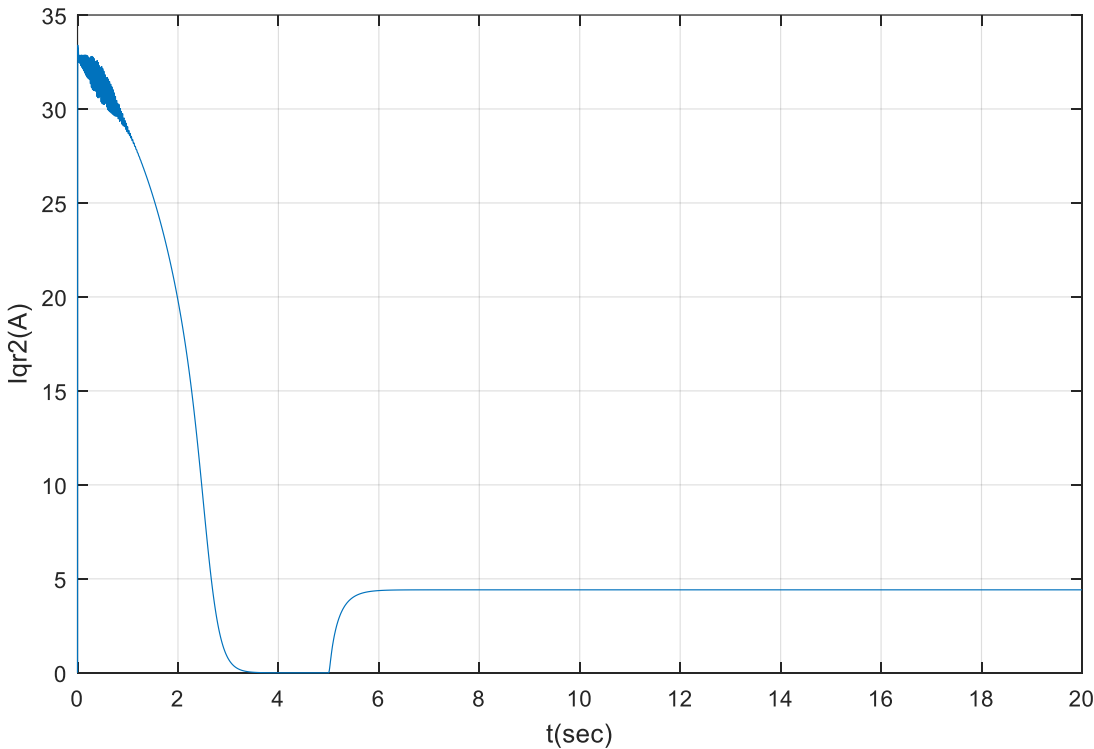
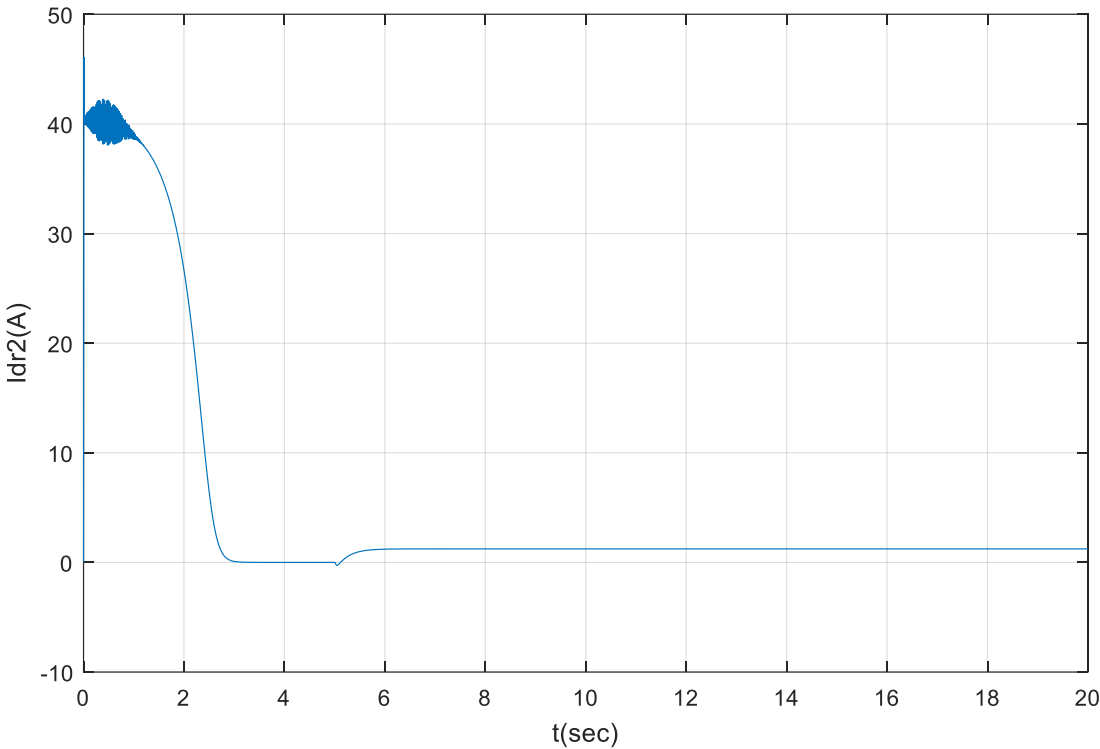


Figure I.10: Courants rotoriques de rotor 2.

I.13.1. Interprétation de résultats

Les résultats de simulation donnés dans les figures précédents représentent l'évolution des grandeurs de base d'un moteur asynchrone à double cage : vitesse (Ω), couple électromagnétique (C_{em}), courants stator et rotor.

Les simulations ont été réalisées au démarrage à vide et une charge nominale a été appliquée à l'instant $t = 5s$: ($C_r = 10Nm$).

Vitesse du rotor

La vitesse est quasi asynchrone (313 rad/s)Après un temps de réponse de (2,4s), mais à une chute de (300 rad/s) sous charge.

Couple électromagnétique

Le couple de démarrage atteint la valeur (37N.m) puis atteint la valeur basse (0Nm) dans le réservoir vide. Puis il atteint (10N.m) dans le cas du mode charge.

Courants

Après un courant de démarrage élevé environ égal à 5 fois le courant nominal, le courant selon l'axe direct et en quadrature évolue de manière similaire à l'évolution de la vitesse.

A partir de l'instant $t = 2.5s$, on voit que le courant décroît et se stabilise selon d , q à $i_{ds} = -2.8 A$ et $i_{qs} = -0.23A$ respectivement.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous utilisons MATLAB (Simulink) pour construire un modèle mathématique d'une machine asynchrone à rotor double cage (MASDC). La complexité du modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformée de Park qui transforme le moteur triphasé en un moteur déphasé équivalent.

Les résultats obtenus par simulation démontrent l'efficacité de notre modèle de parc de machines (MASDC), qui décrit bien l'évolution de l'amorçage direct sur les réseaux standards.

Pourtant, la machine elle-même ne répond pas toujours aux exigences d'un système d'entraînement à vitesse variable.

Afin d'avoir des performances élevées dans des conditions dynamiques, une technique de contrôle appelée contrôle vectoriel est introduite, et la modélisation théorique de cette méthode fera l'objet du chapitre 2.

Chapitre II

**La commande vectorielle de la
machine asynchrone à double cage**

II.1. Introduction

Les machines asynchrones sont devenues un domaine de recherche très actif, et récemment, cet intérêt a été motivé par la nécessité de prendre leur structure non linéaire [12].

Actuellement, le moteur asynchrone, par sa simplicité de construction, sa résistance et sa force fluctue à faible coût Machine à courant continu et rivalise progressivement avec son homologue synchrone, couvrant ainsi une plage de puissance de quelques watts à quelques mégawatts. Au cours des dernières décennies, la recherche universitaire et industrielle s'est orientée vers sa réalisation, et le contrôle du moteur asynchrone est équivalent à un moteur à courant continu. Dans ce contrôle, le débit et le couple, deux paramètres d'adaptation de base sont indépendants de la commission, et l'idée BLASCHKE a été développée en 1971 sous le nom de "Vector Control", soutenue par le développement étonnant de ses ordinateurs de puissance et de son électronique [4].

Dans ce chapitre, nous appliquerons le contrôle vectoriel via la direction du flux du rotor sur MASDC. Cependant, nous introduisons d'abord les principes et les différentes approches de la commande vectorielle, puis présentons l'application de cette dernière au MASDC, et enfin commentons les résultats de performances apportés par ce réglage après avoir obtenu et illustré les simulations.

II.2. Etude de la commande vectorielle

II.2.1. Introduction à la commande vectorielle

La commande vectorielle à flux rotorique orienté est la technologie la plus utilisée pour les moteurs à vitesse variable des machines asynchrones. Il permet un contrôle de la vitesse et du couple, avec des performances dynamiques stables et élevées et un excellent contrôle des systèmes de transit. Son objectif est d'avoir un contrôle de flux indépendant et un couple électromagnétique similaire à celui d'un moteur à courant continu, où il existe une séparation naturelle entre le courant d'excitation du contrôle de flux et le courant du moteur lié au couple.

La commande est ensuite développée dans le système d'axes (d,q) associé au champ rotorique afin que l'axe (d) corresponde au flux rotorique, ce qui équivaut à maintenir la composante directe du flux et à annuler sa composante dans une quadrature[13].

II.2.2. Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control)

Introduit par Blaschke en 1972, le comportement MAS est réduit au comportement MCC en séparant le flux magnétique du couple. Cependant [23] :

Les capteurs mécaniques doivent être montés sur l'arbre du MAS et restent sensibles aux changements de paramètres, en particulier la résistance du rotor, entraînant des pertes de séparation.

II.2.3. Pourquoi la commande vectorielle

Le contrôle du flux a pour objectif de séparer les quantités responsables de la magnétisation de la machine et de la production de couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à créer toutes les transformations pour la transition d'un système linéaire structurel double à un système linéaire qui garantit l'indépendance entre création de flux et production de couple comme dans le courant continu de la machine avec excitation séparée [14].

Ce processus de séparation offre une réponse de couple très rapide une large plage de contrôle de vitesse et un rendement élevé pour une large gamme de charge en régime permanent. [15].

II.2.4. Variantes de la commande vectorielle

Le contrôle de flux dirigé appliqué aux moteurs électriques est utilisé pour obtenir la position de fonctionnement souhaitée en positionnant de manière optimale les vecteurs de flux de courant et de sortie. Plusieurs variantes de ce principe de contrôle ont été présentées dans la littérature, qui peut être classées [16].

- Par source d'énergie :

- * Commande en tension.

- * Commande en courant.

- Suivant l'orientation du repère (d,q) :

- * Le flux rotorique.

- * Le flux statorique.

- * le flux de l'entrefer.

- Par la détermination de la position du flux :
 - * Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
 - * Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement

II.2.5 Principe de la commande vectorielle

Le contrôle de flux directionnel est une expression qui apparaît aujourd'hui dans la littérature traitant de la technologie de contrôle des moteurs à courant alternatif, et ses principes de base nous ramènent à un concept initial important de l'électromagnétisme. Un courant traversant et subissant un champ magnétique est une force exercée sur un conducteur égale au produit vectoriel du vecteur courant et du vecteur champ. Bien sûr, l'amplitude de cette force sera la plus grande lorsque le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ.

Pour la machine asynchrone (MAS), le principe du guidage de flux a été développé par Blaschke au début des années 1970. Il consiste à diriger les vecteurs d'écoulement le long d'un des axes du référentiel (d, q), pour rendre le comportement de ce dispositif similaire au comportement de la machine DC avec excitation séparée car le courant inductif contrôle le flux et le courant moteur contrôle le couple. Il s'agit donc de régler le référentiel (d, q) pour que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est contrôlé par la composante directe du courant et le couple est contrôlé par l'autre composante [17].

L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donné par :

$$C_{em} = K\phi I_a = K' I_a I_f \quad (\text{II.1})$$

Avec :

Φ : Flux imposé par le courant d'excitation I_f .

I_a : Courant d'induit .

K, K' : Constantes.

Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. Dans

notre travail, nous nous intéressons à l'orientation du flux rotorique vue qu'elle est la plus facile à mettre en œuvre par rapport aux autres [17].

II.2.6. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

II.2.6.1. Avantages [15]

- C'est précis et rapide.
- Il est basé sur le modèle transitoire.
- Les *quantités* sont contrôlées en amplitude et en phase.

II.2.6.2. Inconvénients [15]

- Faible durabilité aux variations paramétriques

II.3. Choix de type d'orientation de flux

Les axes de direction peuvent être choisis en fonction de l'un des sens d'écoulement de la machine, c'est-à-dire rotor, stator ou entrefer .

- Orientation du flux statorique avec les conditions:

$$\varphi_s = \varphi_{ds} \text{ et } \varphi_{qs} = 0 \quad (\text{II.2})$$

- Orientation du flux rotorique avec les conditions :

$$\varphi_r = \varphi_{dr} \text{ Et } \varphi_{qr} = 0 \quad (\text{II.3})$$

- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions:

$$\varphi_m = \varphi_{dm} \text{ Et } \varphi_{qm} = 0 \quad (\text{II.4})$$

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au débit émis par la composante de courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique, dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue[4]

L'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone à double cage est donnée par :

$$Cem = p \frac{L_m}{L_m + L_s} (\phi_{ds} (i_{qr1} + i_{qr2}) - \phi_{qs} (i_{dr1} + i_{dr2})) \quad (II.5)$$

Avec : $k = p \frac{L_m}{L_m + L_s}$

Pour MASDC, nous choisissons l'orientation du flux rotorique (II.3) car elle permet la réalisation de moteurs à vitesse variable où le flux et le couple électromagnétique sont contrôlés indépendamment par le courant rotorique, c'est-à-dire:

$$\begin{cases} \varphi_{r1d} + \varphi_{r1q} = \varphi_r & (II.6) \\ \varphi_{r1q} + \varphi_{r2q} = 0 & (II.7) \end{cases}$$

L'équation (II.5) Devient :

$$Cem = p \frac{L_m}{L_m + L_s} (\phi_s (i_{qr1} + i_{qr2})) = K \phi_r i_{qr} \quad (II.8)$$

Avec : $k = p \frac{L_m}{L_m + L_s}$ et $i_{qr} = i_{qr1} + i_{qr2}$

II.3.1. Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique

Le contrôle par orientation du flux rotorique consiste à séparer les quantités qui génèrent le couple électromagnétique et le flux du rotor. Cela peut être fait en synchronisant le flux du rotor avec l'axe **d** du référentiel connecté au champ du rotor figure (II.1).

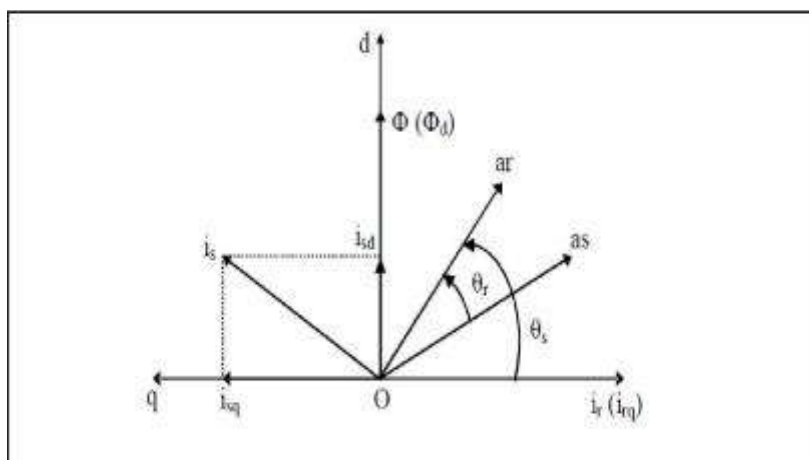


Figure II.1 : Orientation du flux rotorique [14] .

En agissant sur les variables I_{sd} et I_{sq} , les grandeurs Φ_r et C_{em} sont commandées séparément, cela se traduit par Alignement de vecteur du flux rotorique sur l'axe d .

Les objectifs de la commande sont les suivants:

- Pour contrôler le flux du rotor ϕ_N en fonction du composant **I_{sd}** unique.
- Contrôler la composante **I_{sq}** à courant statorique pour imposer un couple électromagnétique.

On peut remarquer que seul le composant direct **I_{sd}** détermine la l'amplitude de flux du rotor, alors que le couple ne dépend du composant carré **I_{sq}** que si le flux du rotor est maintenu constant. Par conséquent, le courant statorique est divisé en deux termes qui correspondent respectivement au flux et au couple. Pour cela, nous obtenons une structure similaire au corps de la machine DC.

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout moment et à faire coïncider avec l'axe direct **d** pour assurer la séparation correcte entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Il existe deux façons de déterminer l'étage d'écoulement du rotor [24]:

- Commande indirecte: la phase du flux du rotor est estimée à partir d'une relation qui donne la vitesse de glissement.
- Commande direct: la phase du flux du rotor est mesurée par un capteur physique, ou estimée à l'aide d'un modèle dynamique.

II.3.2. Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique

Il existe essentiellement deux méthodes de commande à flux orienté :

- la première : " méthode directe " a été introduite par F. BLASCHKE qui repose sur une commande en boucle fermée.
- la seconde : " méthode indirecte " a été introduite par K. HASS. caractérise par une régulation du flux en boucle ouverte.

II.3.2.1. Contrôle directe du flux

.L'estimation ou la mesure du débit est utilisée pour obtenir l'amplitude et l'angle de base de la direction du flux (*Blaschke*). Pour un contrôle direct en orientant le flux rotorique, celui-ci est régulé par une boucle de contre-réaction qui nécessite une bonne connaissance de ses modules et de leurs phases. Ceci doit être vérifié quel que soit le régime transitoire mis en place. Il est donc nécessaire d'établir une chaîne de mesure en bout de système.

Quel que soit le point de fonctionnement, ce mode de régulation assure un bon découplage entre flux et couple car moins dépendant des différences de paramètres machine. Cependant, il nécessite l'utilisation d'un capteur de débit, ce qui augmente.

Considérablement son coût de fabrication et rend son utilisation plus fragile. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients à différentes classes [22]:

- 1- Le non fiabilité de la mesure du flux.
- 2- Coût de production élevé (capteurs + filtre).

Un capteur de débit placé à l'intérieur de la machine mesure les composantes directe et latérale du débit de la machine, c'est-à-dire : et nous avons:

$$\varphi_e = \varphi_{de} + j\varphi_{qe} \quad (\text{II.9})$$

Dans le repère stationnaire de la machine, nous avons :

$$\varphi_{de} = |\varphi_e| \cdot \cos(\theta_e) \quad (\text{II.10})$$

$$\varphi_{qe} = |\varphi_e| \cdot \sin(\theta_e) \quad (\text{II.11})$$

$$|\varphi_e| = \sqrt{\varphi_{de}^2 + \varphi_{qe}^2} \quad (\text{II.12})$$

θ_e correspond à la position du flux

En commande vectorielle directe, avec le sens du flux d'entrefer, on a besoin de $\cos(\theta_e)$ et $\sin(\theta_e)$ pour effectuer la conversion de la consigne de courant. De (II.10) et (II.11), il est clair :

$$\cos(\theta_e) = \frac{\varphi_{de}}{\sqrt{\varphi_{de}^2 + \varphi_{qe}^2}} \quad (\text{II.13})$$

$$\sin(\theta_e) = \frac{\varphi_{qe}}{\sqrt{\varphi_{de}^2 + \varphi_{qe}^2}} \quad (\text{II.14})$$

Une fois le flux d'entrefer mesuré, nous procédons à la détermination du flux rotorique à partir des relations suivantes :

$$\varphi_{dr} = \left(\frac{L_{lr}}{M} + 1 \right) \varphi_{de} - L_{lr} i_{ds} \tag{II.15}$$

$$\varphi_{qr} = \left(\frac{L_{lr}}{M} + 1 \right) \varphi_{qe} - L_{lr} i_{qs} \tag{II.16}$$

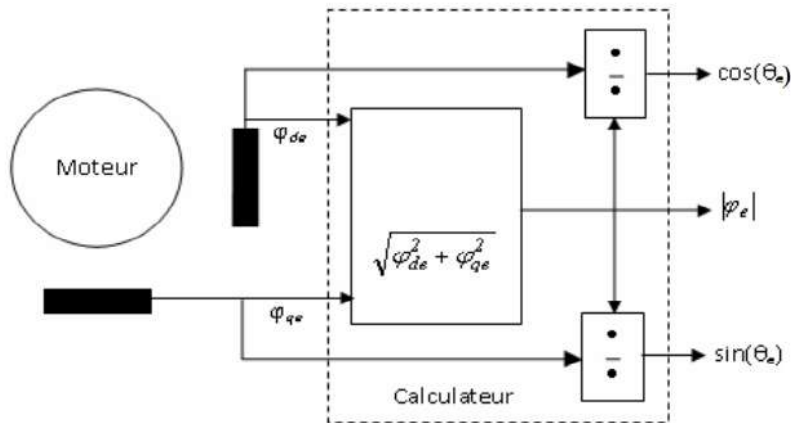


Figure II.2 : Technique de mesure de position et d’amplitude du flux d’entrefer [18]

Il est à noter que les flux rotoriques déterminés à l’aide des équations (II.15) et(II.16) ont une bonne précision. En effet, les termes ML_{lr} et L_{lr} dépendent très peu de la saturation de la machine.

La méthode directe d’orientation du flux est donc basée sur la détermination de la position instantanée du flux dans la machine. Cette détermination peut s’effectuer grâce à la mesure du flux comme illustré à la figure (II.2)[18].

II.3.2.2. Contrôle indirecte du flux

Imposition de la vitesse de glissement tirée de l’équation dynamique du flux rotorique pour assurer l’orientation du flux (*Hasse*).cette commande indirecte est plus simple que la commande directe.

Cette méthode n'utilise pas l’amplitude du flux de rotor, mais uniquement son position. Il ne nécessite pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique, mais plutôt l'utilisation d'un capteur de position ou de vitesse du rotor. Ce dernier peut être développé par deux groupes principaux:

_ Dans le première groupe Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à

Partir des courants et des tensions statoriques mesurées.

_ Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux du rotor est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, sur la base des équations du circuit du rotor pour le moteur asynchrone dans un système de référence conjointement avec le vecteur de flux rotorique.

Le principal inconvénient de cette méthode est la sensibilité d'estimation du changement des paramètres de la machine dû à la saturation magnétique et à la variation de température, en particulier la constante de temps du rotor T . De plus, un circuit est utilisé Le commande est assez compliqué[22].

La méthode indirecte est basée sur l'estimation de la position du flux à partir du modèle de la machine. En inversant le modèle en flux de la machine, on détermine la consigne de son glissement. Cette dernière additionnée à la vitesse électrique du rotor donne la pulsation du champ tournant dont l'intégration de cette dernière fournit la position du rotor (Figure II.3)[18].

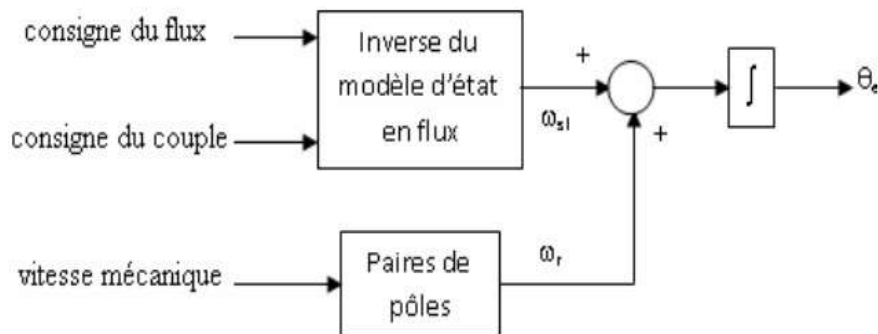


Figure II.3 : Détermination indirecte de position du flux [18].

Grâce à ce contrôle indépendant du couple et du débit, le contrôle vectoriel répond efficacement aux exigences spécifiques des applications (cibles). Par exemple, nous pouvons citer les tracteurs et les robots [25]:

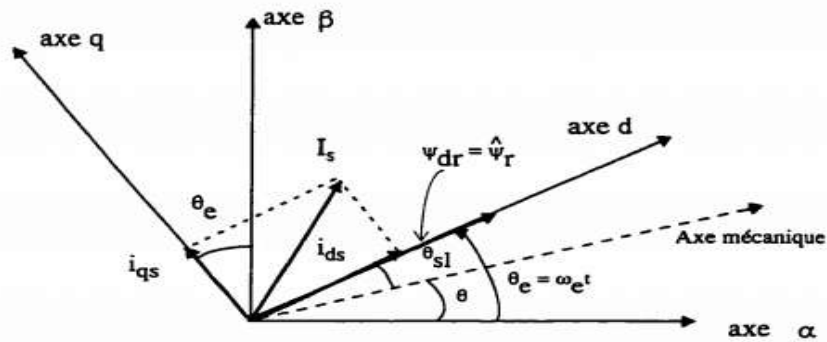


Figure II.4 : Diagramme vectoriel pour commande vectorielle indirecte [26].

- Θ et ω_s ont la position et la vitesse angulaire du rotor.
- θ_{sl} et ω_{sl} ont la position et la vitesse angulaire de glissement.

Ci-dessous, nous utiliserons la méthode directe pour l'orientation du flux rotorique associé au modèle de machine asynchrone à double cage.

II.4. Estimation du flux rotorique

Seules les quantités statoriques sont accessibles, les quantités rotoriques ne le sont pas, il est donc impératif de pouvoir les estimer à partir des quantités statoriques [27].

En général, les estimateurs de flux rotatifs se présentent sous quatre formes: évalués sur la base du modèle actuel, évalués sur la base de la méthode de retrait et estimés sur la base du modèle de contrainte et de l'estimateur de l'arrangement complet. Tous ces estimateurs proviennent d'équations de modélisation de machines asynchrones [27].

Étant donné les inconvénients associés à l'introduction des capteurs utilisés pour mesurer le flux rotorique, nous proposons une méthode basée sur un modèle de flux dynamique qui nous permet d'estimer le flux du rotor à partir de quantités facilement quantifiables telles que les tensions, les courants et la vitesse de rotation. Pour cette méthode, nous combinons des tensions statoriques et des courants pour calculer le flux du stator. Ensuite, le flux rotorique est calculé à partir du flux du stator [17].

II.5. Commande vectorielle indirecte avec régulateur de vitesse

La commande vectorielle à flux rotorique orienté est considérée comme la technique la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable des machines asynchrones. Elle permet un contrôle de la vitesse et du couple, avec des performances statiques et dynamiques élevées et une maîtrise excellente des régimes transitoires. Son objectif est d'obtenir un contrôle

indépendant du flux et du couple électromagnétique analogue à celui du moteur à courant continu, pour lequel existe un découplage naturel entre le courant d'excitation commandant le flux, et le courant d'induit lié au couple.

La commande est alors élaborée dans un système d'axe (d-q) lié au champ tournant de telle sorte que l'axe (d) coïncide avec le flux rotorique, ce qui revient à conserver la composante directe du flux et à annuler sa composante en quadrature. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence C_{em}^* et du flux rotorique de référence Φ_{dr}^* , les courants de références statorique, Le contrôle indirect (**IRFOC**), privilégié dans ce travail, ne nécessite pas la connaissance du module du flux rotorique, la commande vectorielle est alors simplifiée. Cette méthode consiste à générer à l'aide d'un bloc **I**FOC (**I**ndirect **F**ield **O**rientée de **C**ontrol), les tensions d'alimentation afin d'obtenir un flux et un couple désirés [13].

Considérons comme références de commande le flux rotorique Φ_{rref} et le couple C_{emref} en tenant compte de la condition, $\Phi_{dr} = \Phi_{rref}$ et $\Phi_{qr} = 0$, le système d'équation (I.16) et (I.17)

Devient

$$i_{ds} = \frac{\phi_{rref} - L_m(i_{dr1} + i_{dr2})}{L_m + L_s} \quad (II.17)$$

$$i_{qs} = \frac{-L_m(i_{qr1} + i_{qr2})}{L_m + L_s} \quad (II.18)$$

$$i_{qr1} = \frac{i_{sq}(L_m^2 - L_m \cdot L_2)}{L_{r1} \cdot L_{r2} - L_m^2} \quad (II.19)$$

$$i_{qr2} = \frac{i_{sq}(L_m^2 - L_m \cdot L_1)}{L_{r1} \cdot L_{r2} - L_m^2} \quad (II.20)$$

En remplaçant ($\Phi_{rd} = \Phi_{rref}$) dans les équations des tensions rotoriques (I.19), on obtient :

$$i_{qr} = -\frac{\omega_{slref} \phi_{rref}}{R_r} i_{dr} = 0 \quad (II.21)$$

Avec

$$R_r = \frac{R_{r1} R_{r2}}{R_{r1} + R_{r2}}$$

En substituant ($i_{dr} = 0$) dans l'équation (II.7), On tire

$$\phi_{rref} = L_m (i_{dr1} + i_{dr2}) \quad (\text{II.22})$$

A partir de l'équation (II.8), on trouve :

$$L_m (i_{qr1} + i_{qr2}) = -(L_m + L_s) i_{qs}$$

(II.23)

En remplaçant (II.10), (II.11) et (II.12) dans le système d'équation (I.22) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dr1ref} = R_{r1} i_{dr1} + L_{r1} \frac{di_{dr1}}{dt} - \omega_{slref} (L_{r1} i_{qr1} + T_r \phi_{rref} \omega_{slref}) \\ V_{dr2ref} = R_{r2} i_{dr2} + L_{r2} \frac{di_{dr2}}{dt} - \omega_{slref} (L_{r2} i_{qr1} + T_r \phi_{rref} \omega_{slref}) \\ V_{qr1ref} = R_{r1} i_{qr1} + L_{r1} \frac{di_{qr1}}{dt} + \omega_{slref} (L_{r1} i_{dr1} + \phi_{rref}) \\ V_{qr2ref} = R_{r2} i_{qr2} + L_{r2} \frac{di_{qr2}}{dt} + \omega_{slref} (L_{r2} i_{dr2} + \phi_{rref}) \end{array} \right. \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \omega_{slref} = \omega_{rref} - \omega_s \quad (\text{II.25})$$

On a :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{qr1} + i_{qr2} = \frac{(L_m + L_s)}{p L_m \phi_{rref}} C_{emref} \\ \omega_{slref} = \frac{R_s L_m}{(L_m + L_s) \phi_{rref}} (i_{qr1} + i_{qr2}) \end{array} \right. \quad (\text{II.26})$$

$$\text{Donc : } C_{emref} = p \frac{L_m}{L_m + L_s} \phi_{rref} (i_{qr1} + i_{qr2})$$

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants rotorique dans un quadrature ne sont pas complètement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de séparer le contrôle du couple et du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dr1} = R_{r1} \cdot i_{dr1} + L_{r1} \frac{di_{dr1}}{dt} \\ V_{dr2} = R_{r2} \cdot i_{dr2} + L_{r2} \frac{di_{dr2}}{dt} \\ V_{qr1} = R_{r1} \cdot i_{qr1} + L_{r1} \frac{di_{qr1}}{dt} \\ V_{qr2} = R_{r2} \cdot i_{qr2} + L_{r2} \frac{di_{qr2}}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{II.27})$$

Le système (II.15) montre que les tensions rotoriques ($V_{dr1}, V_{dr2}, V_{qr1}, V_{qr2}$) sont directement reliées aux courants rotoriques ($i_{dr1}, i_{dr2}, i_{qr1}, i_{qr2}$). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions rotoriques de références ($V_{dr1ref}, V_{dr2ref}, V_{qr1ref}, V_{qr2ref}$) à flux constant sont donnés par:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dr1ref} = V_{dr1} - V_{dr1c} \\ V_{dr2ref} = V_{dr2} - V_{dr2c} \\ V_{qr1ref} = V_{qr1} + V_{qr1c} \\ V_{qr2ref} = V_{qr2} + V_{qr2c} \end{array} \right. \quad (\text{II.28})$$

Avec

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{dr1c} = \omega_{rref} (L_{r1} i_{qr1} + T_r \phi_{rref} \omega_{slref}) \\ V_{dr2c} = \omega_{rref} (L_{r2} i_{qr2} + T_r \phi_{rref} \omega_{slref}) \\ V_{qr1c} = \omega_{rref} (L_{r1} i_{dr1} + \phi_{rref}) \\ V_{qr2c} = \omega_{rref} (L_{r2} i_{dr2} + \phi_{rref}) \end{array} \right. \quad (II.29)$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants rotorique (i_{dr1} , i_{dr2} , i_{qr1} , i_{qr2}) et on obtient à leurs sorties les tensions rotoriques (V_{dr1} , V_{dr2} , V_{qr1} , V_{qr2}).

II.5.1. Synthèse des régulateurs PI

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent. Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à action proportionnelle-intégrale (PI) [19].

II.5.1.1. Calcul des paramètres du régulateur des courants

La figure ci-dessous montre le schéma fonctionnel de la régulation de courant qui est active selon les deux axes "d" et "q".

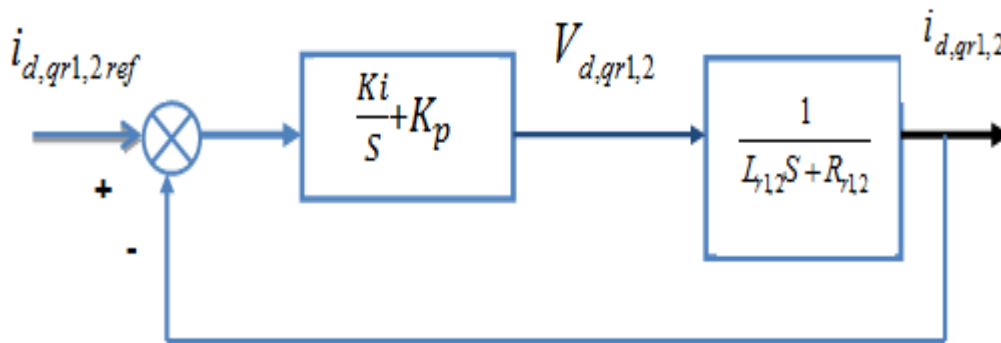


Figure II.5 : Schéma de régulation des courants.

La fonction de transfert en boucle fermée de la Fig. (II.4) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{dq,r1,2}}{i_{dq,r1,2ref}} = \frac{(K_i + K_p S)}{LS^2 + (R + K_p)S + K_i} \quad (\text{II.30})$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$P(S) = \frac{1}{\tau S + 1} \quad (\text{II.31})$$

Il suffit d'identifier (II.18) à (II.19) comme suit :

$$\frac{(K_i + K_p S)}{LS^2 + (R + K_p)S + K_i} = \frac{1}{\tau S + 1} \quad (\text{II.32})$$

Ce qui Donne:

$$K_p \tau S^2 + (K_i \tau + K_p)S + K_i = aS^2 + (b + K_p)S + K_i \quad (\text{II.33})$$

$$\text{D'où : } \begin{cases} K_p = \frac{a}{\tau} \\ K_i = \frac{b}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

$$\text{Donc : } \begin{cases} K_{p1} = \frac{L_1}{\tau} \\ K_{i1} = \frac{R_1}{\tau} \end{cases} \text{ Et } \begin{cases} K_{p2} = \frac{L_2}{\tau} \\ K_{i2} = \frac{R_2}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

On prend $\tau = \frac{\tau_r}{6}$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $\tau_r = \frac{L_{r1}}{R_r}$ est La constante de temps électrique (rotorique)du système. Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control: FOC) est présenté sur la figure(II.5)

On admet que $i_{dr1ref} = i_{dr2ref}$ et $i_{qr1ref} = i_{qr2ref}$

II.5.1.2. Calcul des paramètres du régulateur de vitesse

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est donné par la figure (II.6) :

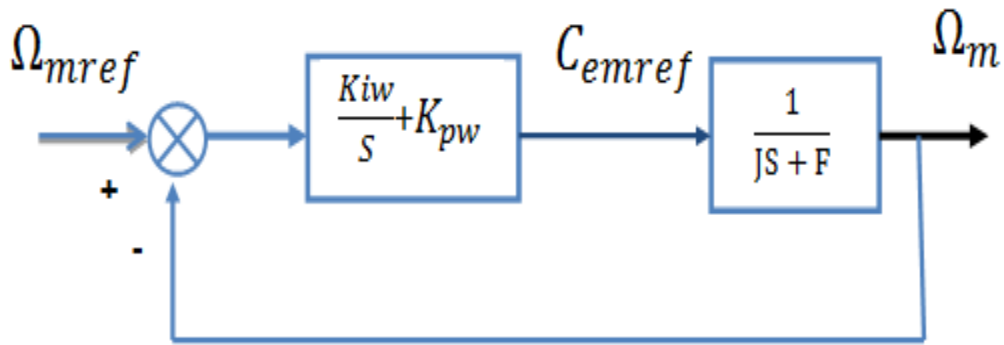


Figure II.6: Schéma réduit de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{\Omega_m}{\Omega_{ref}} = \frac{(K_{iw} + K_{pw}S)}{JS^2 + (f + K_{pw})S + K_{iw}} \quad (\text{II.36})$$

En imposant une paire de pôles complexe conjugués $S_{1,2} = \rho_\omega \pm J\rho_\omega$ le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_\omega S + 2\rho_\omega^2 \quad (\text{II.37})$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} K_{pw} = 2\rho_\omega J - f \\ K_{iw} = 2\rho_\omega^2 J \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par :

$$C_{emref}[K](\text{lim ite}) = \begin{cases} C_{emref}[K] & \text{Si } C_{emref}[K] \leq C_{em}^{\max} \\ C_{em}^{\max} \text{ sign}(C_{emref}[K]) & \text{Si } C_{emref}[K] \geq C_{em}^{\max} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

$$C_{em}^{\max} = 30N.m$$

II.5.1.3. Régulateur de flux

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure (III.9) :

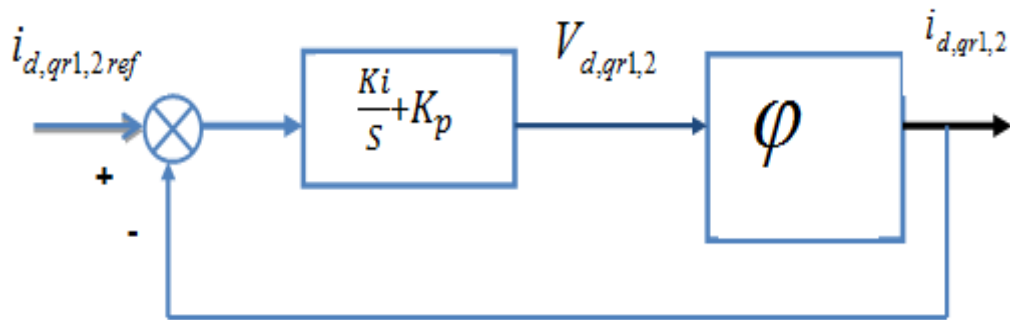


Figure II.7: Schéma réduit de régulation de flux.

II.6. Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage a été utilisé pour prendre en compte la vitesse de rotation de la machine et pour améliorer la valeur de flux. Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale Φ_r^n , pour des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur Ω_{nom} . En revanche, elle devrait diminuer lorsque la vitesse dépasse la vitesse nominale afin de réduire la tension aux extrémités du moteur [20].

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_r = \Phi_{nom} & \text{si } \Omega_r \leq \Omega_{nom} \\ \Phi_r = \Phi_{nom} \Omega_{nom} / \Omega_r & \text{si } \Omega_r \geq \Omega_{nom} \end{cases} \quad (II.40)$$

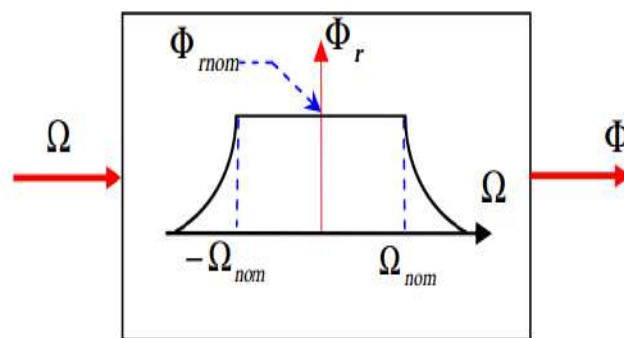


Figure II.8 : Bloc défluxage[28].

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{nom} : Flux rotorique nominale.

La figure (II.9) représente le schéma de la commande direct pour MASDC.

II.7. Modèle simulink de la Commande Vectorielle Directe

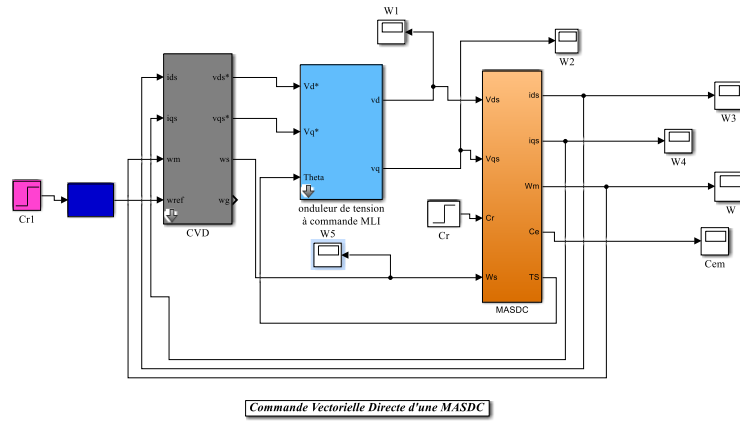


Figure II.9:Schéma de commande vectorielle direct de MASDC

II.8. Les résultats de simulation

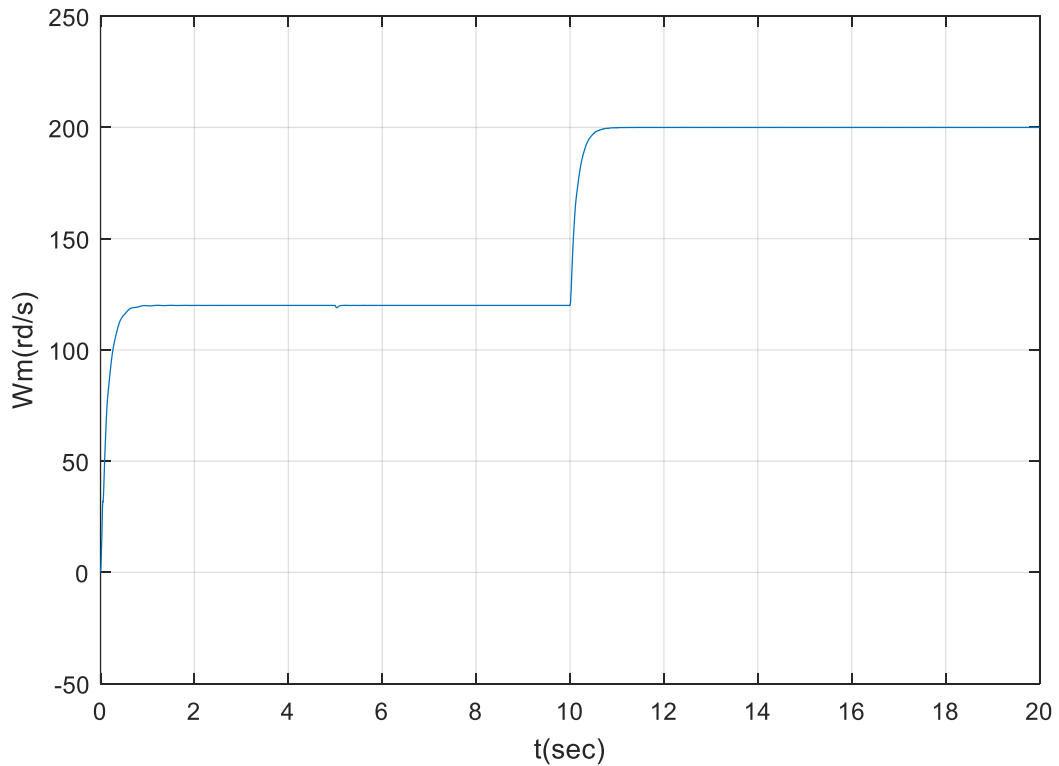


Figure II.10 : Vitesse de rotation

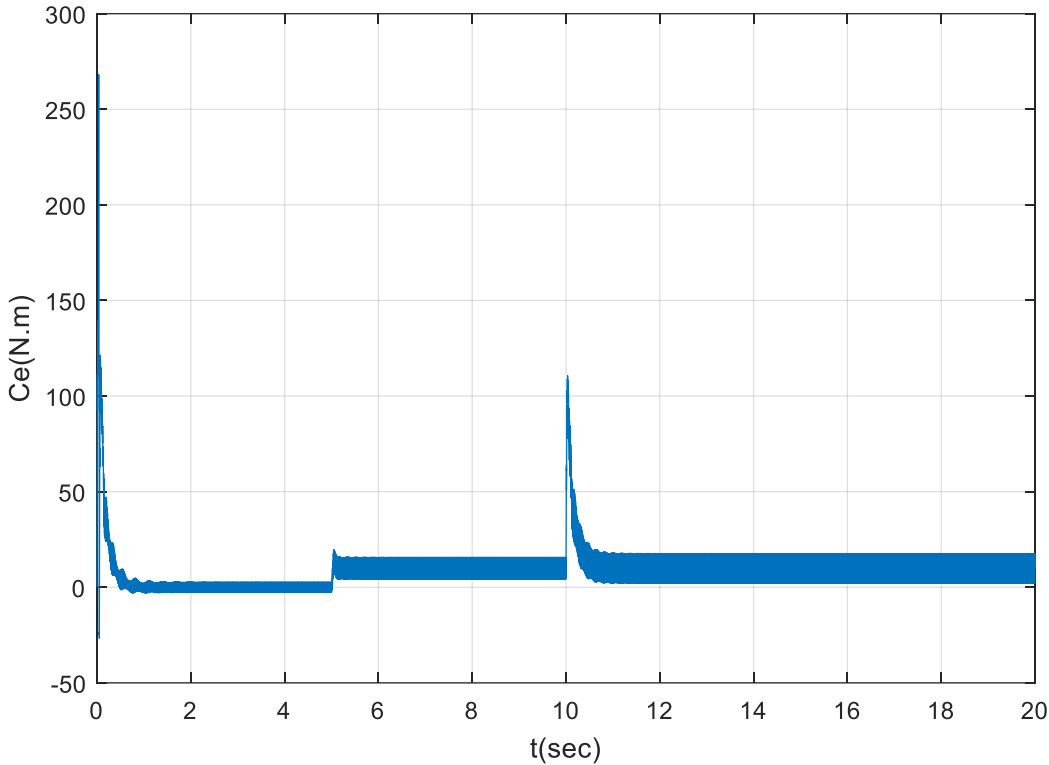


Figure II.11: Couple électromagnétique

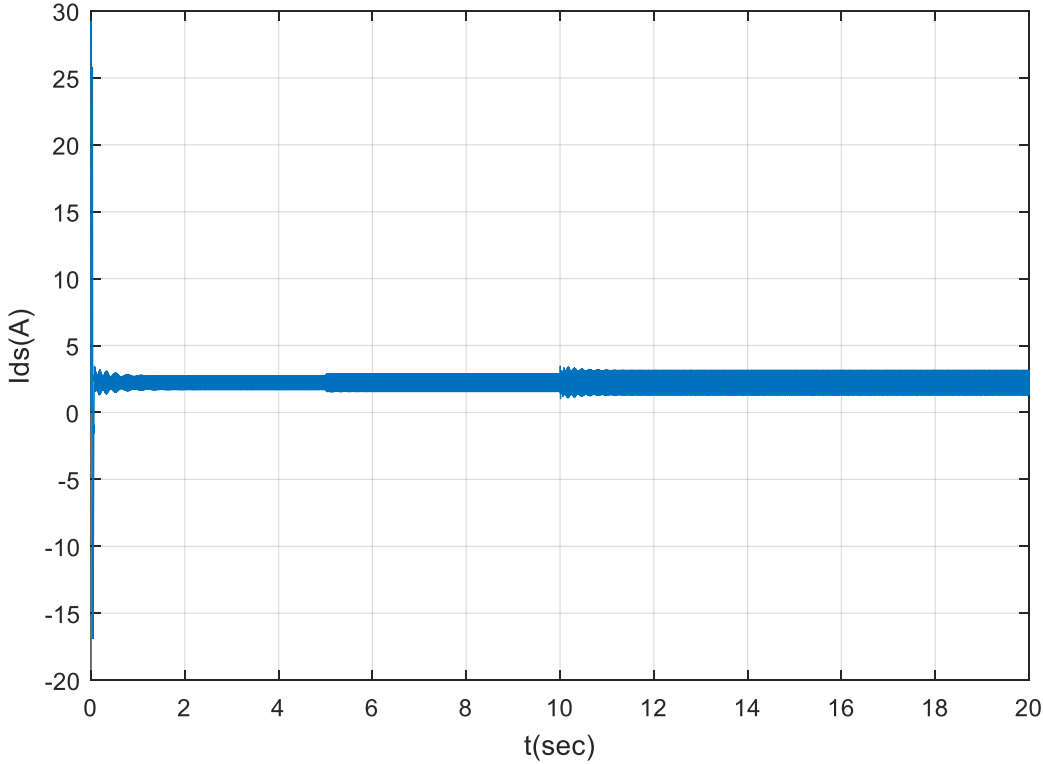


Figure II.12: Courante statorique

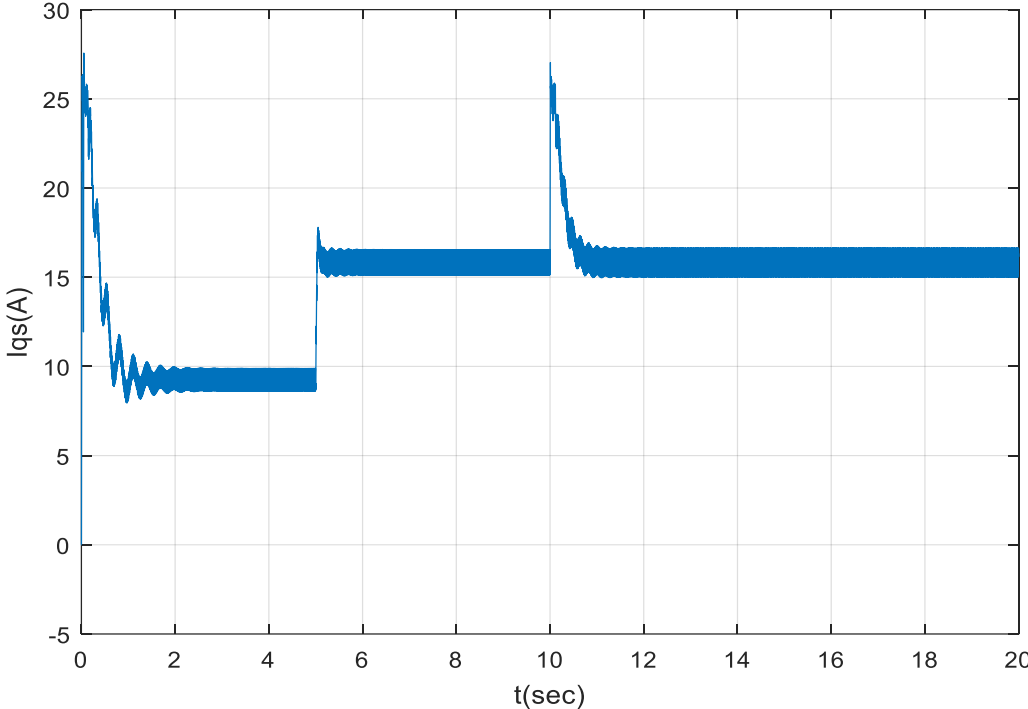


Figure II.12: Courante statorique

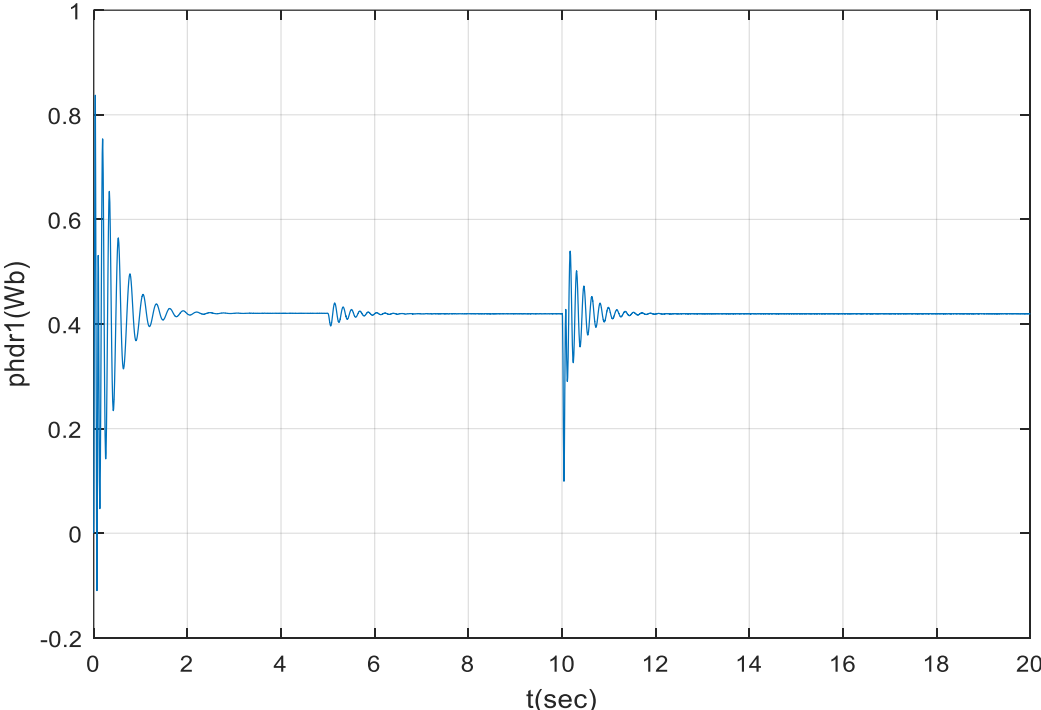


Figure II.14: Flux directe de rotor 1

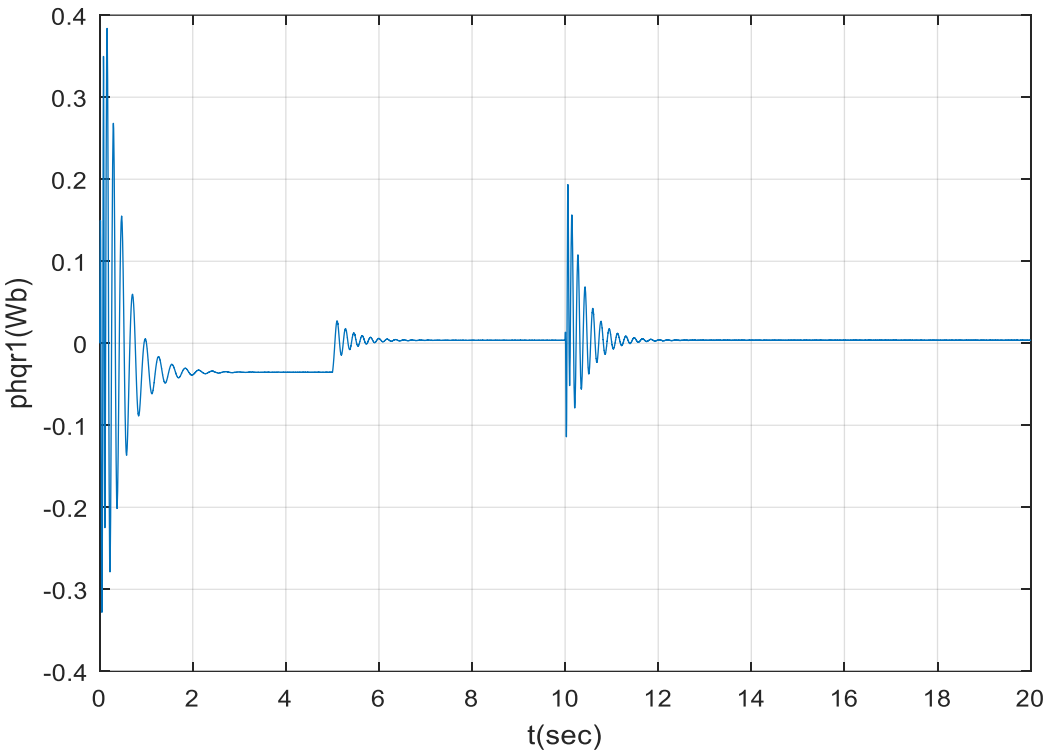


Figure II.15:Flux quadrature de rotor 1

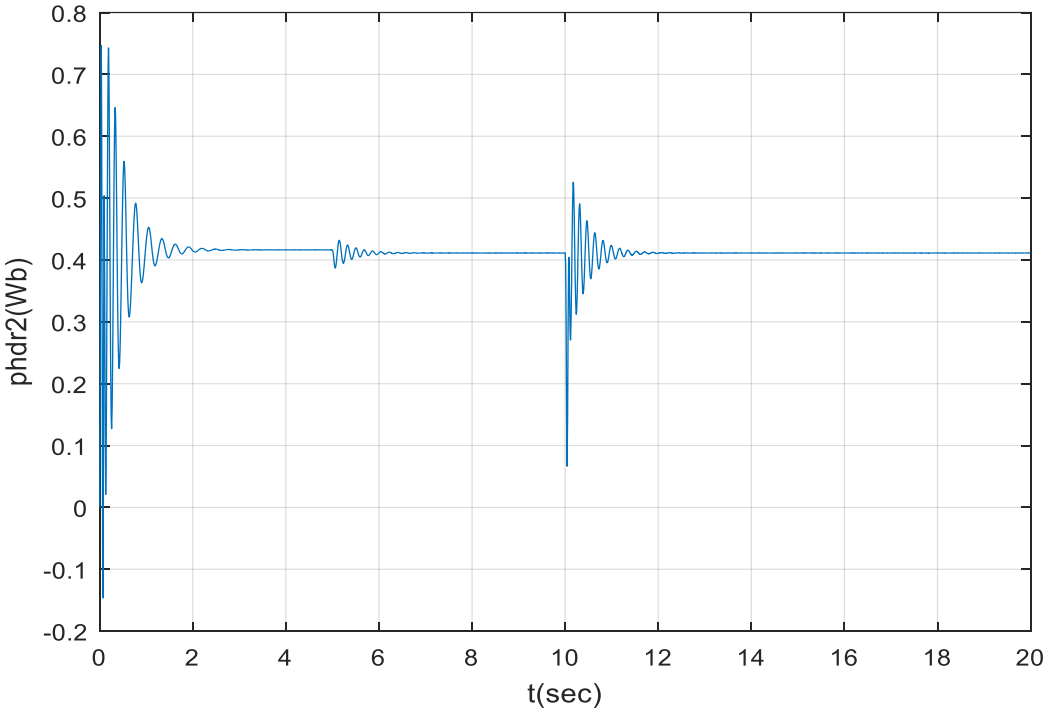


Figure II.16:Flux directe de rotor 2.

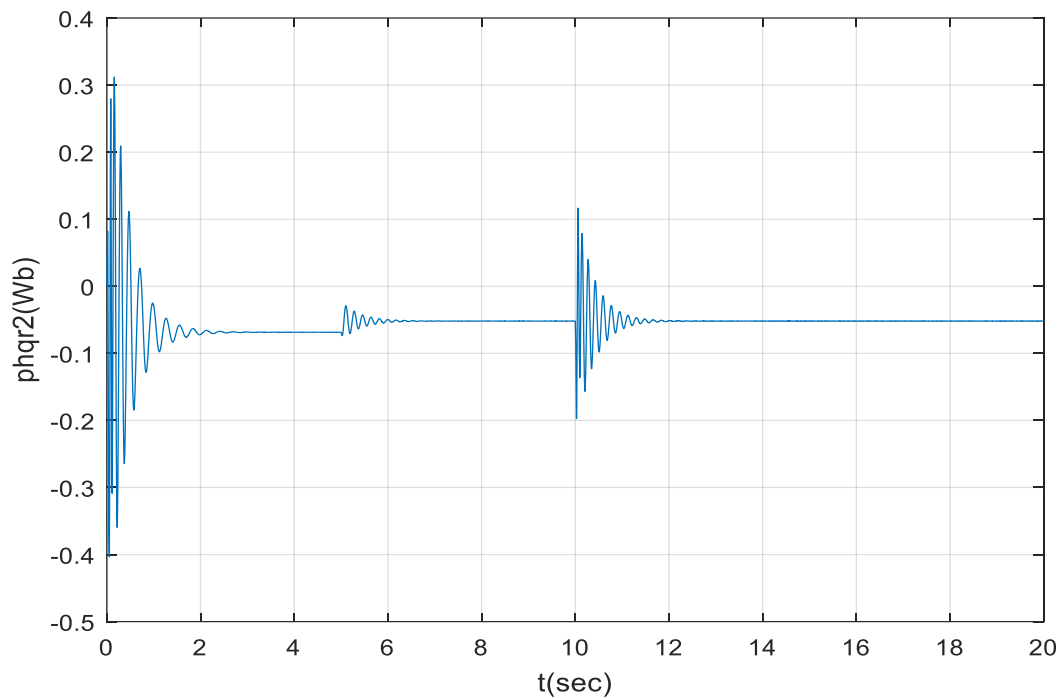


Figure II.17:Flux quadrature de rotor 2.

II.9. interprétation des résultats

La commande vectorielle de la machine asynchrone à double cage (MASDC) est démontrée par simulation numérique dans l'environnement MATLAB/SIMULINK.

Pour évaluer les performances de réglage, nous avons simulé un démarrage à vide (vitesse de consigne $W_{ref} = 130$ rad/s) suivi d'une charge ($C_r = 10$ N.m) à l'instant $t = 5$ s. Le changement de consigne est alors appliqué à l'instant $t = 10$ s ($W_{ref} = 200$ rad/s).

Les résultats nous montrent clairement que la vitesse suit sa valeur de référence avec un dépassement et une bonne réjection des perturbations. De plus, le courant est maintenu à sa valeur admissible. La courbe montre une oscillation puis se stabilise à sa valeur de référence. Le courant stator (i_{qs}) suit la charge (image couple) et le courant stator (i_{ds}) est constant à sa valeur nominale avant et après l'application de la charge.

On peut remarquer que les composantes du flux rotoriques ($idr1$, $iqr1$) et ($ldr2$, $iqr2$) présentent un découplage et un bon contrôle du flux.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la stratégie de la commande à flux orienté (commande vectorielle) de machine asynchrone double cage, cette stratégie qui permet de piloter le moteur asynchrone de façon analogue à une machine à courant continu à excitation séparée.

D'après nos résultats, un découplage entre le flux rotorique et celui du couple électromagnétique a été vérifié.

Mais l'inconvénient de régulation par cette méthode est dû à la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine ;

Une commande par mode de glissement appliquée à la vitesse de rotation sera l'objectif du chapitre suivant.

Chapitre III

**La commande par mode
glissant de la MASDC**

INTRODUCTION

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances [29].

Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande floue, la commande adaptative, la commande par mode de glissement ...etc. l'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performant [30].

Le mode glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur EMELYANOV, puis par d'autres collaborateurs comme UTKIN [31] à partir des résultats des études du mathématicien FILIPOV sur les équations différentielles à seconde membre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris par SLOTINE [29, 31,32], et au Japon par YOUNG, HASHIMOTO [31-34].

Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [31,33] [29].

Dans ce chapitre, nous présentons le concept général de la commande des systèmes à structure variable et son application à la MASDC. En premier lieu, nous introduisons des notions générales de la commande par mode de glissement mono-variable. Ensuite, nous étudions la commande par mode de glissement avec une surface de commutation non linéaire et quelques phénomènes liés à cette commande. En fin, nous présentons l'application de cette technique de commande sur la machine asynchrone à double cage.

III.1. Théorie de la commande par mode de glissement

III.1.1. Système à structure variable

Un système à structure variable (variable structure system) VSS est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à

tout instant [34]. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [33].

Dans la commande des systèmes à stucateur variable par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée d'y rester Au voisinage de cette surface.

Cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit est appelé mouvement de glissement [30] [31].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de toits parties distinctes [32] :

Le mode de convergence -MC- : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x,y)=0$ (dans le cas de deux dimensions).Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

Le mode de glissement -MG- : c'est le mode durant lequel la variable d'état à atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase .La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x,y)$.

Le mode du régime permanent-MRP- : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase),il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [34][33].

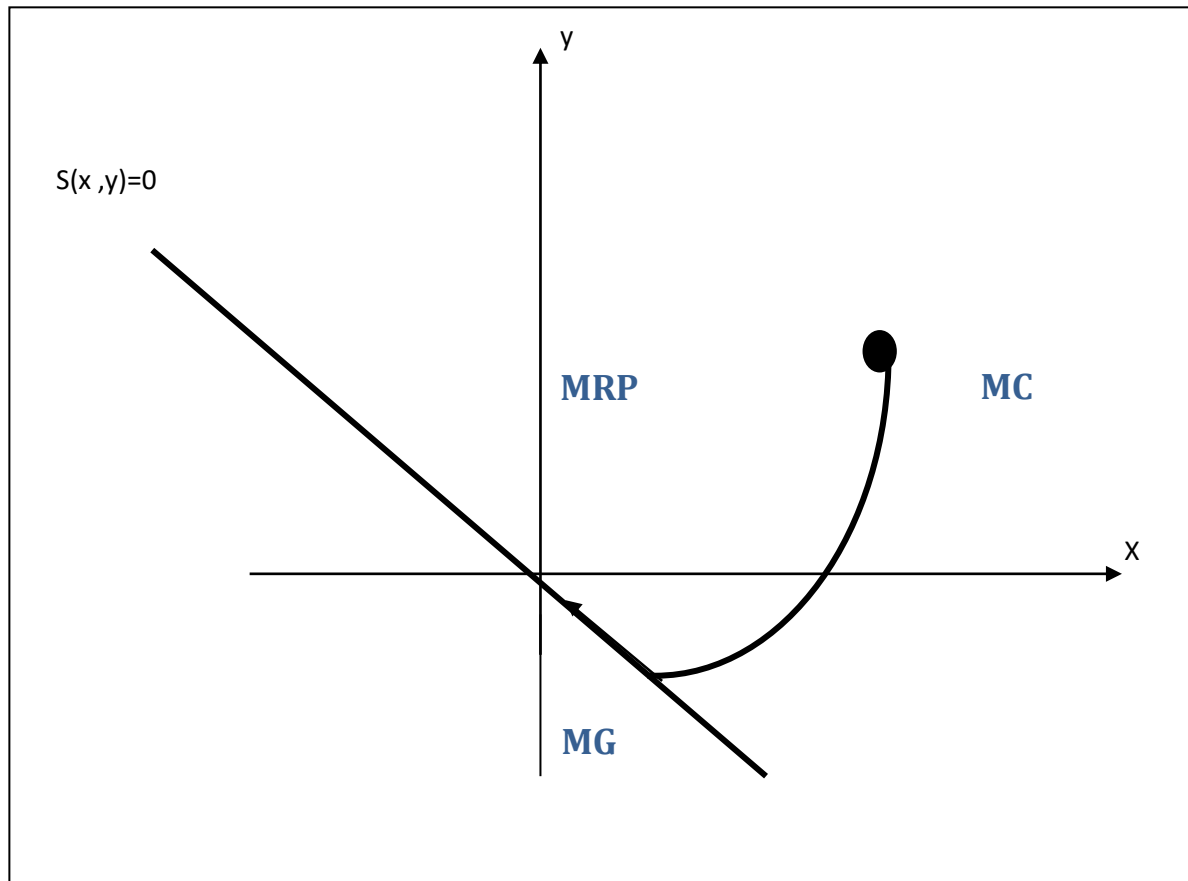


Figure.III.1.Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

III.2. Conception de la commande par mode de glissement

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples : la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse...etc.ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis [29] .

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode convergence dans ce cas ,la structure d'un contrôleur comporte deux partie , l'une est continue représente la dynamique du système durant le mode glissement et l'autre discontinue représente la dynamique du système durant le mode de convergence . Ces effets d'imprécision et des perturbations sur le mode.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très dépendantes l'une à l'autre

- Le choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.

- Détermination de la loi de commande.

III.2.1. Le choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme de fonction nécessaires.

Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé.

Pour un système défini par l'équation (III.1), le vecteur de surface σ à la même dimension que le vecteur de commande u .

$$\dot{x} = A(x, t) \cdot x + B(x, t) \cdot u \quad (\text{III.1})$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine des plans de phase. Ainsi la surface représente le comportement dynamique désiré du système. Nous trouvons dans la littérature des différentes formes de la surface de glissement, et chaque surface présente des meilleures performances pour une application donnée.

Dans ce chapitre, nous intéressons à une surface non linéaire [31].

La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler X , elle est donnée par [34] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{III.2})$$

avec :

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence : $e(x) = \dot{x} - x$

λ_x : est une constante positive.

r : est un degré relatif, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande [32].

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre λ_x . Ceci revient à un problème tout en respectant la condition de convergence.

III.2.2. Condition de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation : Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

III.2.2.1. La fonction discrète de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x) > 0 \text{ si } S(x) < 0 \quad (\text{III.3})$$

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

Cette dernière peut être formulée autrement par :

$$\dot{S}(x) \cdot S(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

III.2.2.2. La Fonction de LYAPUNOV

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence.

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

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

La dérivée de cette fonction est :

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

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci n'est vérifié que si la condition (III.4) est vérifiée.

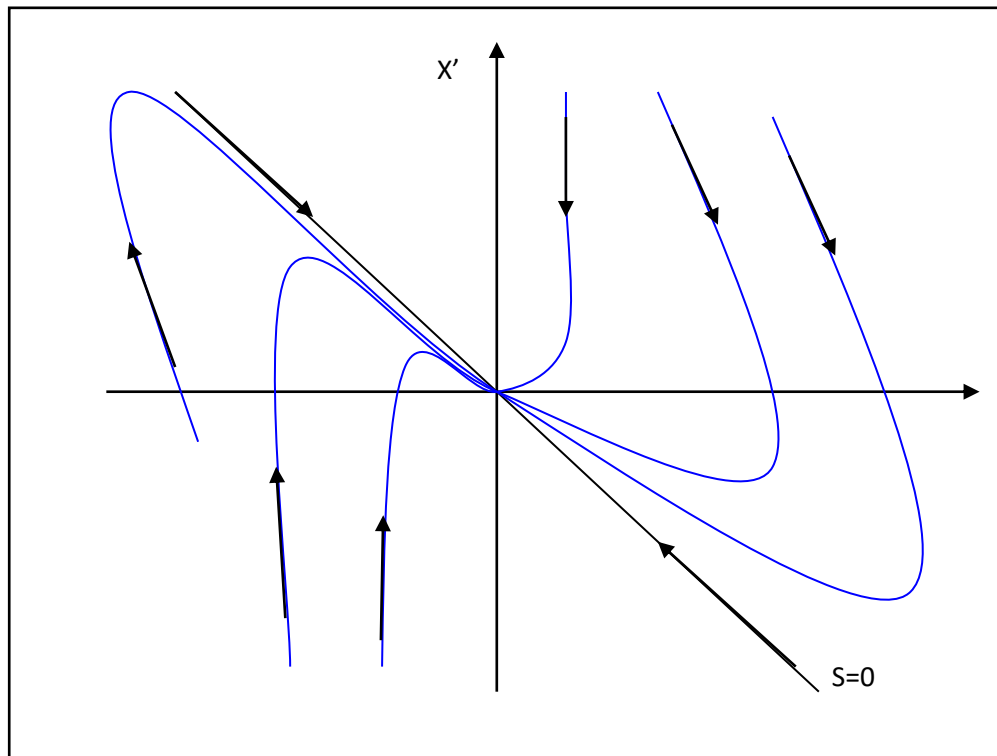


Figure III.2. Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

L'équation (IV.5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimé par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant ou la fréquence de commutation est infinie.

III.2.3. Calcul de la commande

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique du système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande.

Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux cotes. De ce fait, si cette commande discontinuée est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue peut en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n)

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

u_{eq} correspond donc à la commande proposée par FILIPOV. Elle 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 $\dot{S}(x) = 0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander [33]. Elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs U_{min} et U_{max} [30].

La commande discrète u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence (III.11) en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système [33] [29].

Pour mettre en évidence le développement précédent, nous considérons un système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1), il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u .

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (III.8)$$

En remplaçant (IV.1) et (IV.7) dans (IV.8), nous trouvons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot (A(x, t) + B(x, t)u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)u_n \quad (III.9)$$

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

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} \cdot B(x, t)\right)^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot A(x, t) \quad (III.10)$$

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

$$\frac{\partial S}{\partial x}.B(x, t) \neq 0$$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalent par son expression dans (III.9), nous trouvons la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x}.B(x, t)u_n \tag{III.11}$$

Et la condition d'attractivité exprimée par (IV.4) devient :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{\partial S}{\partial x}.B(x, t)u_{eq} \tag{III.12}$$

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

La forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'un relais (figure III.2)

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x, t)) \tag{III.13}$$

Le signe de K doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x}.B(x, t)$.

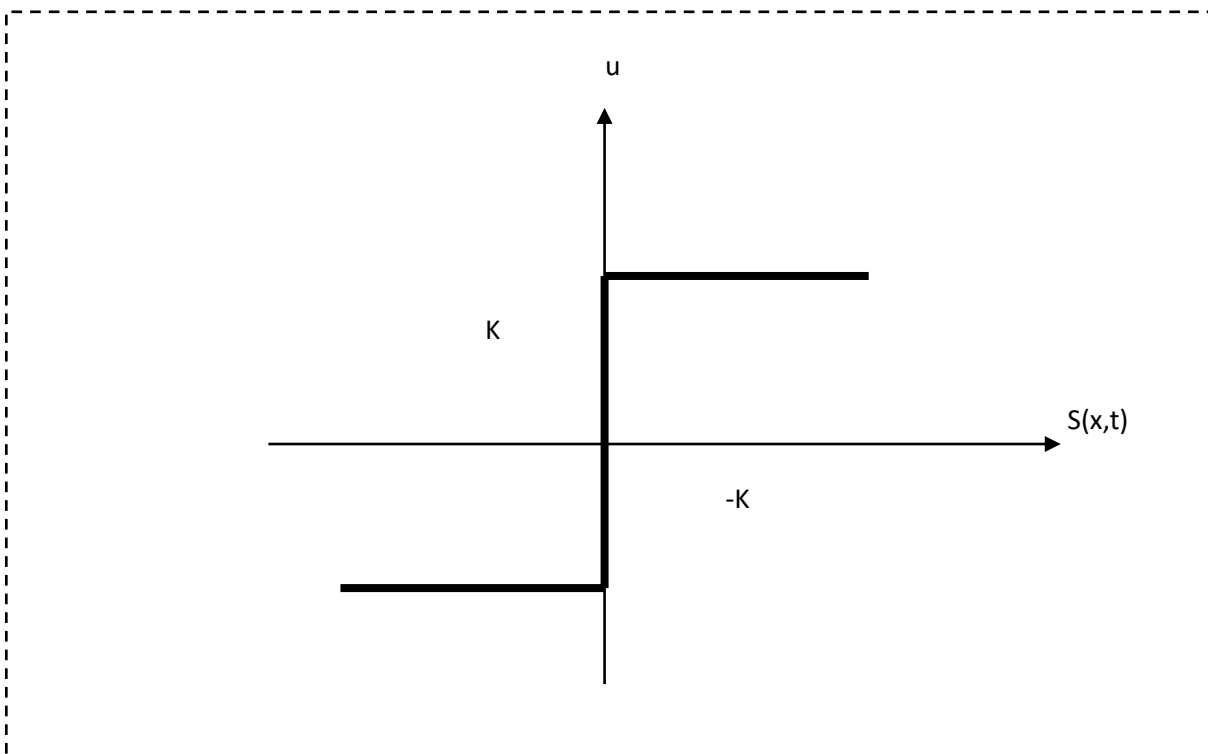


Figure III.3. Représentation de la commande discontinue

III.2.4. APPROCHE DISCRETE DU MODE DE GLISSEMENT

Durant les dernières années, l'étude des systèmes à structure variable en temps discret a fait l'objet de plusieurs investigations [29] [32]. Dans le but de s'approcher de la pratique et vue la large utilisation des calculateurs numériques, les chercheurs ont été conduit à s'intéresser à la généralisation de la méthodologie de la commande par mode de glissement en échantillonné. Ces récentes recherches, s'efforcent de trouver de nouveaux théorèmes et conditions pour l'existence et la convergence de ce type de commandes. Etant donné que la commande discontinue U_n ne peut pas générer un mouvement de glissement idéal, et par conséquent, la commande perd sa propriété de la totale invariance.

IV.2.4.1 Régime de glissement réel

Les commandes non linéaires sont de nature continue et son difficiles exprimer en échantillonné, plus particulièrement, la commande par mode de glissement. Ceci est du aux hypothèses de conception qui supposent que la fréquence de commutation est infinie. Dans les SSV échantillonnés, l'état du système converge vers la surface sans y rester. Il se produit donc un mouvement de zigzag dans une bande au voisinage de la surface de commutation

(Figure III.3).

Cette bande est le siège du mode de glissement réel qui et appelé quasi-mode de glissement ou plus précisément pseudo mode d glissement. Ce mouvement est du au fait que l'action de la commande n'est activée qu'aux instants d'échantillonnage et est maintenue constante entre ces instants. De plus, les grandeurs mesurées ou calculées à l'instant t_k ne sont disponibles qu'à l'instant t_{k+1}

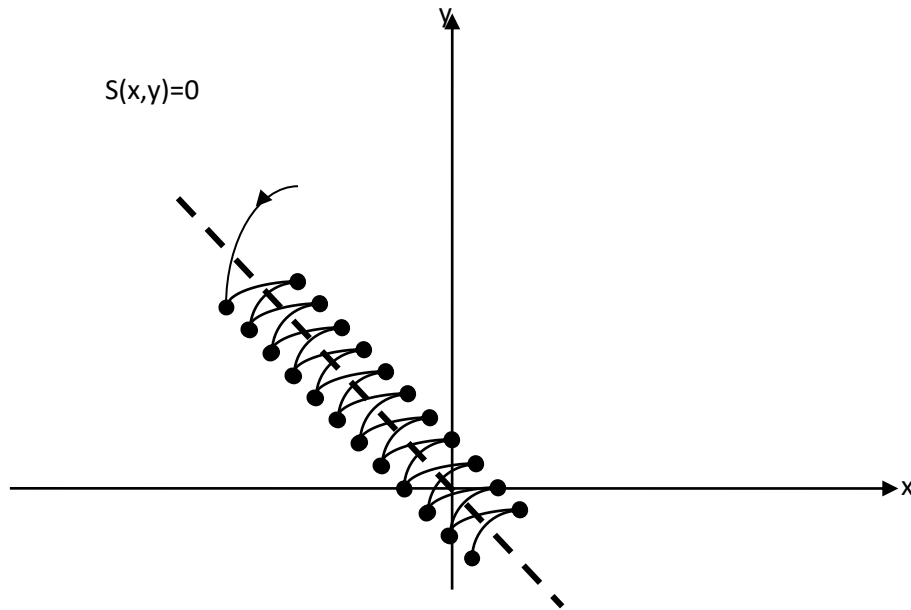


Figure III.4. Régime glissant réel

III.2.4.2. PHENOMENE DE CHATTERING

En mode de glissement, la commande discontinue commute entre deux valeurs ($\pm K$) à une fréquence théorique infinie. Ceci est impossible à réaliser à cause de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande d'une part et de la fréquence de commutation des interrupteurs d'autre part. Par conséquent, des oscillations de hautes fréquences se produisent.

Ce phénomène est appelé phénomène de broutement (CHATTERING en anglais). Dans ce mode, la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller au voisinage de celle-ci. Ce phénomène est néfaste pour le bon fonctionnement du système et il peut exciter les dynamiques négligées durant la modélisation [29].

Dans le but de réduire ces oscillations, nous proposons une des solutions qui repose sur la variation de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement. Il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils le choix de des seuils et directement lie à la précision en boucle fermée.

Parmi les méthodes qui réduisent l'effet de la fonction signe dans une bande autour de la surface, nous trouvons la commande douce, cette commande est caractérisée par un ou deux seuils. Pour diminuer progressivement la valeur de U_n en fonction de l'approche de l'état vers la surface dans la région qui encadre cette dernière. La commande varie entre les deux valeurs limites ($\pm K$)

suivent une pente entre les deux seuils (figure III.4.a), ou dans le cas d'un seul seuil par une pente qui passe par l'origine du plan $(S(x, t), u)$ (figure III.4.b) [29].

a) Commande douce à deux seuils

$$u_n = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x, t)| < \varepsilon_1 \\ |K| \cdot \frac{S(x, t) - \varepsilon_1 \cdot \text{sign}(S(x, t))}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1} & \text{si } \varepsilon_1 < |S(x, t)| < \varepsilon_2 \\ |K| \cdot \text{sign}(S(x, t)) & \text{si } \varepsilon_2 \leq |S(x, t)| \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

b) Commande douce à un seul seuil

$$u_n = \begin{cases} |K| \cdot \frac{S(x, t)}{\varepsilon} & \text{si } |S(x, t)| < \varepsilon \\ |K| \cdot \text{sign}(S(x, t)) & \text{si } \varepsilon \leq |S(x, t)| \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

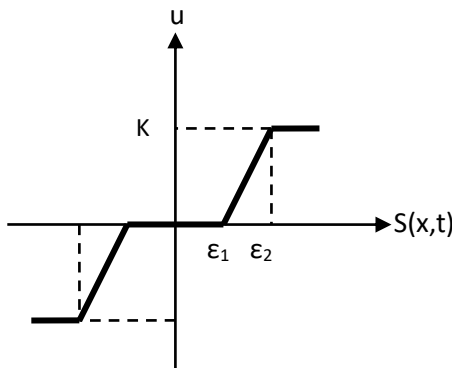


Figure III.5.a. Représentation de la commande douce à deux seuils.

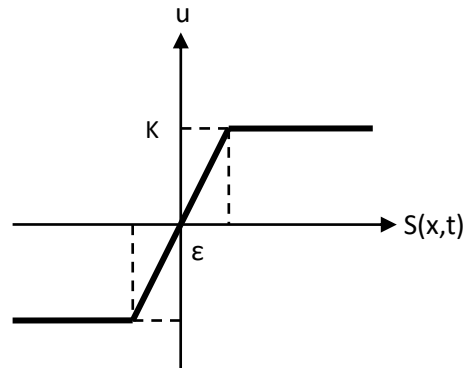


Figure III.5.b. Représentation de la commande douce à un seul seuil.

Quelque soit la méthode utilisée pour réduire le phénomène de CHATTERING, plus le nombre de seuils est grand, plus les effets du phénomène de CHATTERING sont atténués. De ce fait, il en résulte un écart statique qui est fonction du nombre de seuils utilisé. Le nombre de seuils influe également sur la robustesse de la commande vis-à-vis aux perturbations et aux imprécisions des paramètres du modèle [31].

III.2.4.3. Condition de convergence en mode discret

Durant les dernières années, de nombreuses études ont été consacrées à l'élaboration de nouveaux théorèmes et conditions pour garantir la convergence des systèmes à structure variable échantillonnés.

En mode discret, la surface de commutation $S(x)_k$ est exprimée par :

$$S(x)_k = \left(\frac{\partial}{\partial t_k} + \lambda \right)^{r-1} \cdot e(x)_k \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$e(x)_k = x^* - x_{k-1}$$

Nous pouvons trouver plusieurs formulations des conditions de convergence et d'existence des systèmes à structure variable échantillonnés. DOTE et HOFF ont été les premiers qui ont soulevé ce genre de problème. La condition de convergence proposée est une forme équivalente à celle rencontrée dans les SSV continus.

$$\dot{S}(x)_k - S(x)_k < 0 \quad (\text{III.17})$$

La forme la plus simple est de substituer la dérivée de la surface par la différence. Ce ci nous permet d'écrire

$$S(x)_{k-1} \cdot [S(x)_k - S(x)_{k-1}] < 0 \quad (\text{III.18})$$

Cette condition est nécessaire mais n'est pas suffisante pour l'existence du pseudo-mode de glissement : elle peut amplifier les effets du phénomène de CHATTERING qui influe énormément sur la stabilité du système.

SARPTURK a proposé une condition nécessaire et suffisante pour l'existence de la convergence, elle est donnée par :

$$|S(x)_k| < |S(x)_k - 1| \quad (\text{III.19})$$

Cette condition peut être décomposée en deux inégalités comme suit :

$$[S(x)_k - S(x)_k - 1] \text{sign}(S(x)_k - 1) < 0 \quad (\text{III.20})$$

Et

$$[S(x)_k + S(x)_k - 1] \text{sign}(S(x)_k - 1) \geq 0 \quad (\text{III.21})$$

L'équation (IV.20) est équivalente à l'équation (III.18), elle assure l'existence du pseudo- mode de glissement. L'équation (III.21) assure de toutes les trajectoires d'état vers la surface.

III.3. APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE à DOUBLE CAGE

III.3.1. Réglage de la vitesse par mode glissant de la MASDC

La surface de régulation de la vitesse a pour forme

$$S(\omega_m) = \omega_m^* - \omega_m \tag{III.22}$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\omega_m) = \dot{\omega}_m^* - \dot{\omega}_m \tag{III.23}$$

En remplaçant $\dot{\omega}_m$ dans l'équation de couple on obtient

$$\dot{S}(\omega_m) = \dot{\omega}_m^* - \left[p \cdot \frac{Msr}{J.Lr} \psi_{rd} \cdot i_{sq} - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{C_r}{J} \right] \tag{III.24}$$

Avec :

$$i_{sq} = i_{sqeq} + i_{sqn}$$

Durant le régime de mode glissant ;

$$\dot{\omega}_m^* = \dot{\omega}_m \text{ et } i_{sqn} = 0 \tag{III.25}$$

D'après l'expression (IV.24) on obtient :

$$i_{sqeq} = \frac{J.Lr}{p.Msr.\psi_{rd}} \left[\dot{\omega}_m^* + \frac{f}{J} \omega_m^* + \frac{C_r}{J} \right] \tag{III.26}$$

Et

$$i_{sqn} = K_1 \frac{S(\omega_m)}{|S(\omega_m)| + \epsilon_1}$$

Durant le mode convergence, la condition $S(x) \cdot \dot{S}(x) \leq 0$ doit être vérifiée ; en remplaçant la formule de $I_{rq_{eq}}$ dans (III.24), nous trouvons :

$$S(\dot{\omega}_m) = \frac{2 \cdot p^2 \cdot M}{3 \cdot J \cdot L_s} \cdot \Phi_{sd} \cdot i_{rqm}$$

En choisissant la forme de commande douce fig.(III.5.a), nous posant donc :

$$I_{qr_n} = \begin{cases} |K| \cdot \frac{S(x, t)}{\epsilon} & \text{si } |S(x, t)| < \epsilon \\ |K| \cdot \text{sign}(S(x, t)) & \text{si } |S(x, t)| \geq \epsilon \end{cases}$$

Pour atténuer dépassement possible du courant ,nous plaçons un limiteur pour le courant de référence I_{sq}^* , le courant limité I_{qslim} à pour l'expression :

$$I_{qslim} = I_{qsmax} \cdot \text{sign}(I_{qr}^*)$$

A partir de ces équation on peut simuler la commande par mode glissant ; ntonss bient que nous somme dans le cas de réglage par mode glissant avec une surface non linéaire, une seul surface sera suffisant pour le réglage de la vitesse avec limitation directe du courant rotorique en quadrature.

La figure (III.6) montre le schéma bloc du contrôle par mode de glissement de la MASDE.

III.7.Modèle simulink

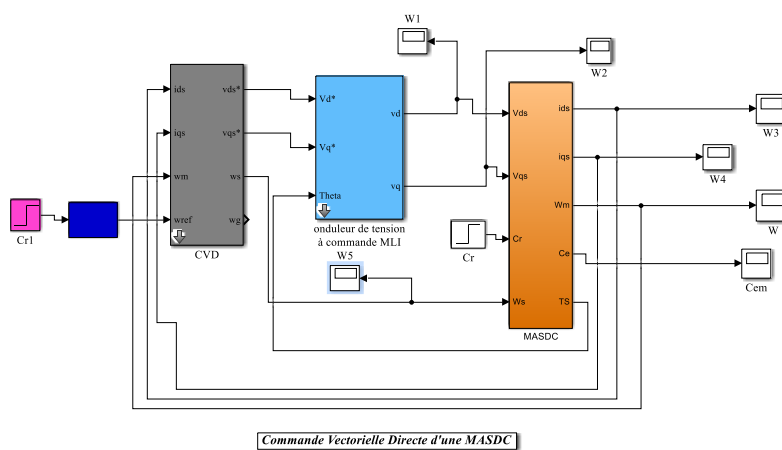


Figure III.6.Commande par mode glissant de la MASDC

III.8. Les résultats de simulation

a) *Test de poursuite*

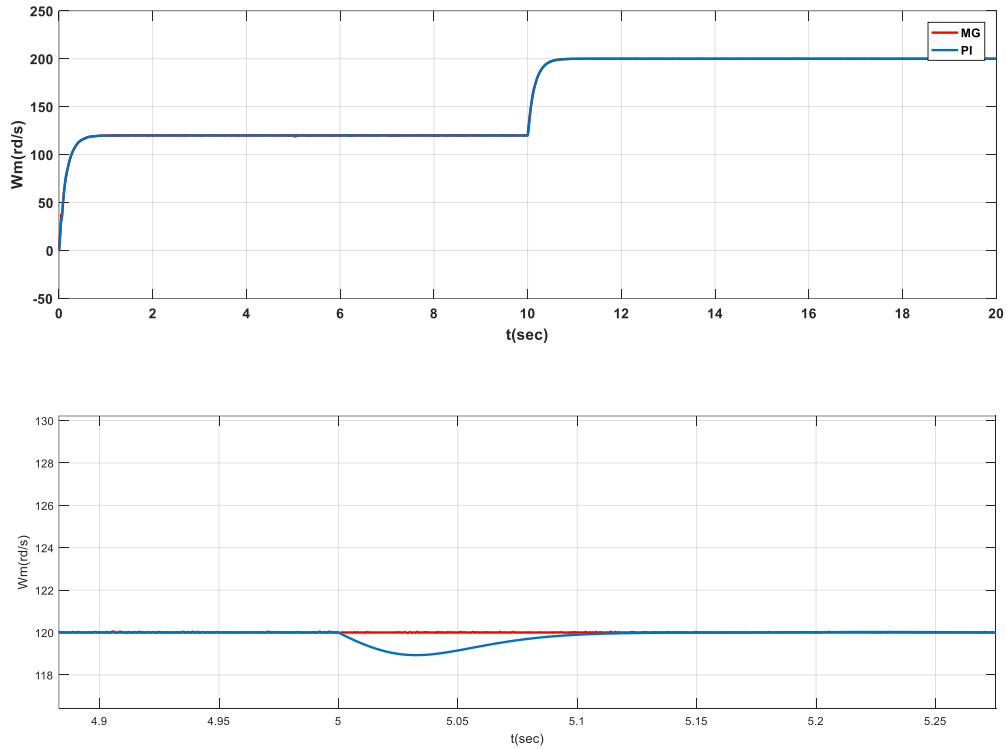


Figure III.7. Vitesse de rotation

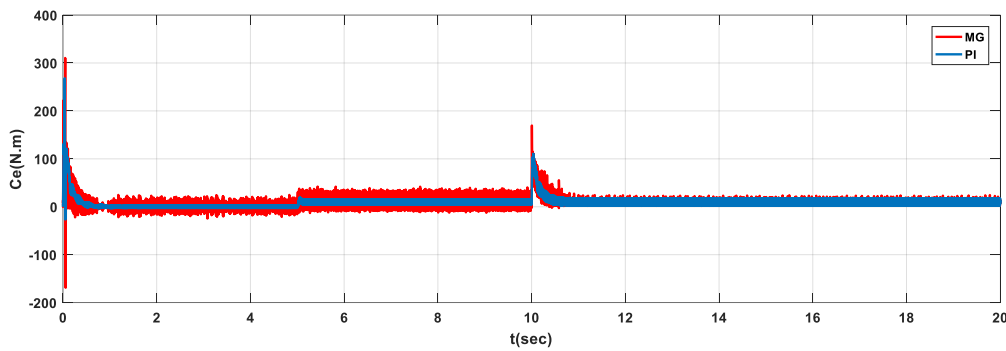


Figure III.8. Couple électromagnétique

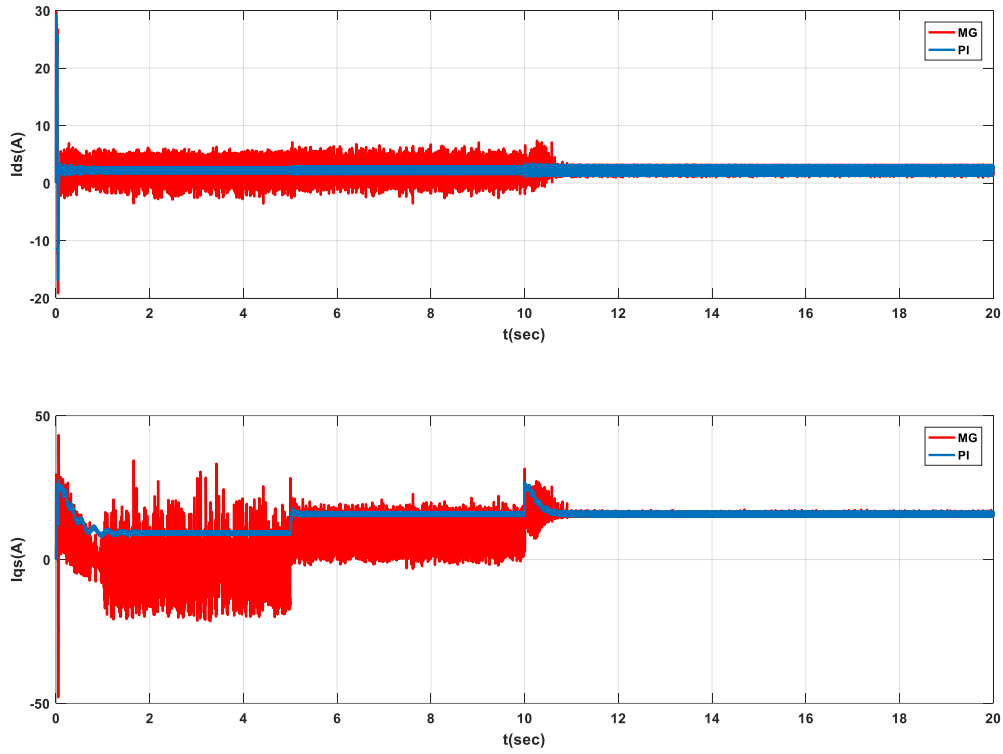


Figure III.9. Courante statorique

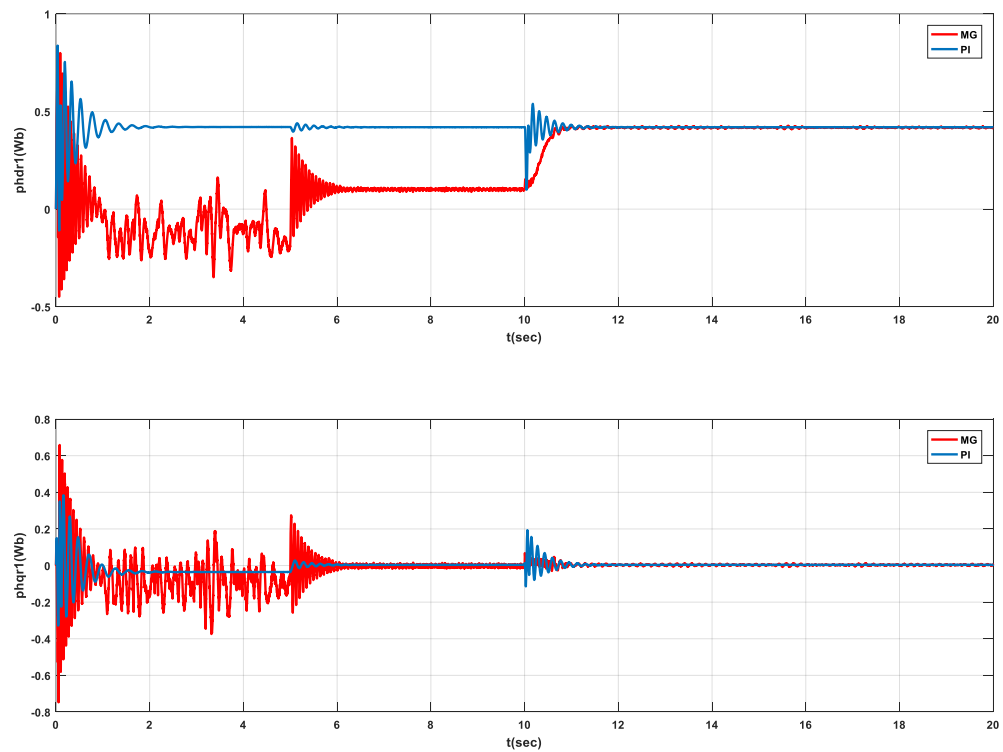


Figure III.10. Flux de rotor 1

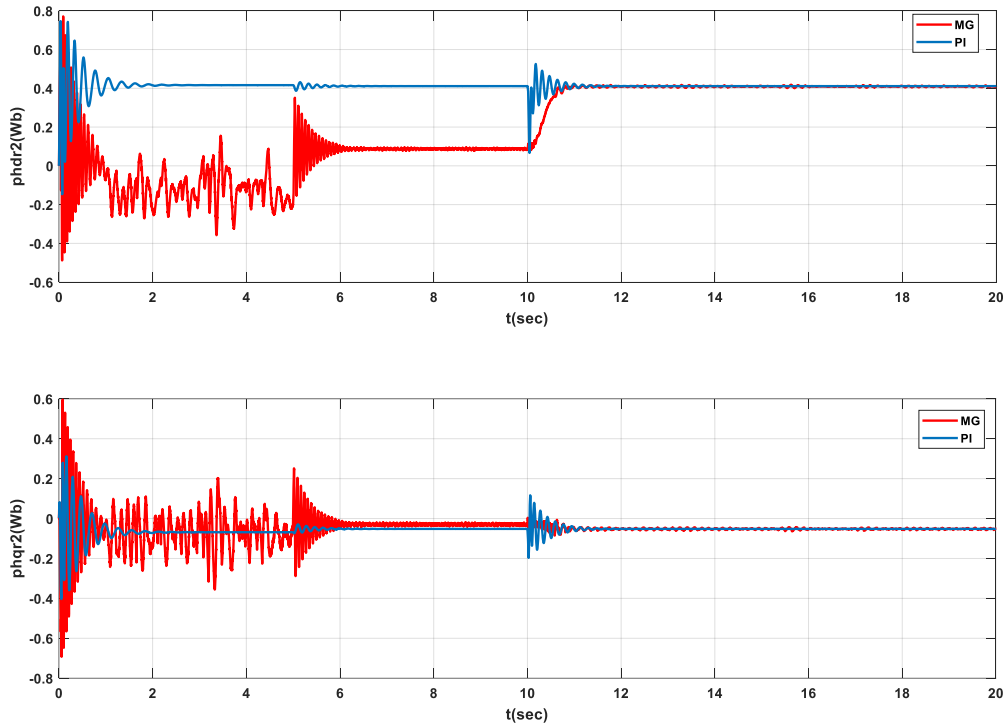


Figure III.11. Flux de rotor 2.

Les figures (III.7-11) montre les résultats de simulation obtenus avec un démarrage à vide, suivi d'une application de charge nominale à $t=5s$. D'après les réponses des composantes du flux, du courant, du couple et de la vitesse, on peut noter les remarques suivantes.

La figure montrent les performances de régulation pour la commande par l'approche Mode glissant. On note une nette amélioration en régime dynamique. En effet, la vitesse est obtenue sans dépassement.

Mais, la composante directe de flux rotorique marque des fortes oscillations par apports au régulateur classique PI, tandis que la composante en quadrature fait des dépassements mais la poursuite reste vérifiée.

b) Test de variation paramétrique

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle à base de régulateur mode glissant, nous avons simulé les variations de moment d'inertie J de 100%.

Les figures (III.12) et (III.16) exposée les performances et la robustesse de cette commande lors de ces variations paramétriques.

Nous constatons que lors de la variation du moment d'inertie J les réponses évoluent normalement sans augmentation importante du temps de réponse et rejoignent la consigne sans perturbation. Ce test montre que la commande assure au variateur de bonnes performances vis-à-

vis de la variation du moment d'inertie de la masse tournante et que le découplage entre le flux et le couple est maintenu.

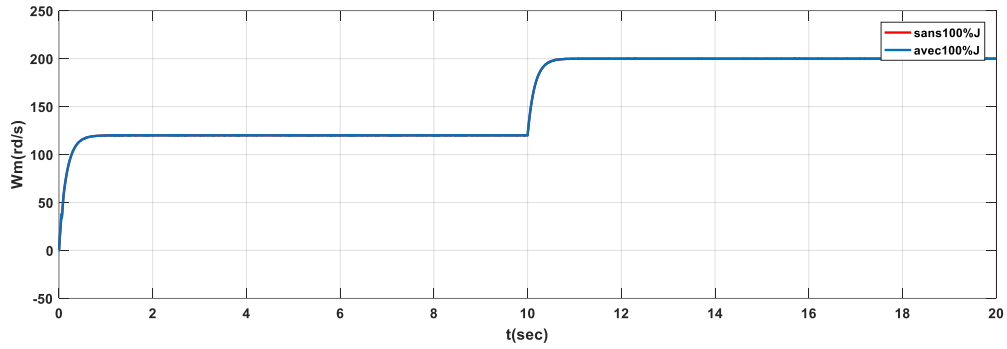


Figure III.12. Vitesse de rotation

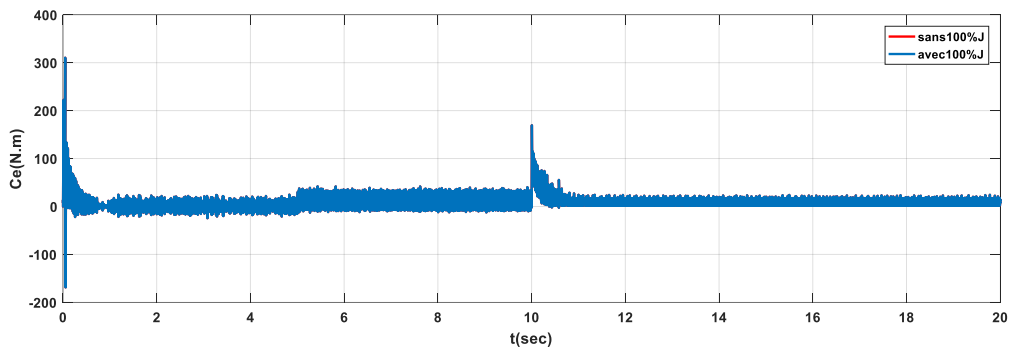
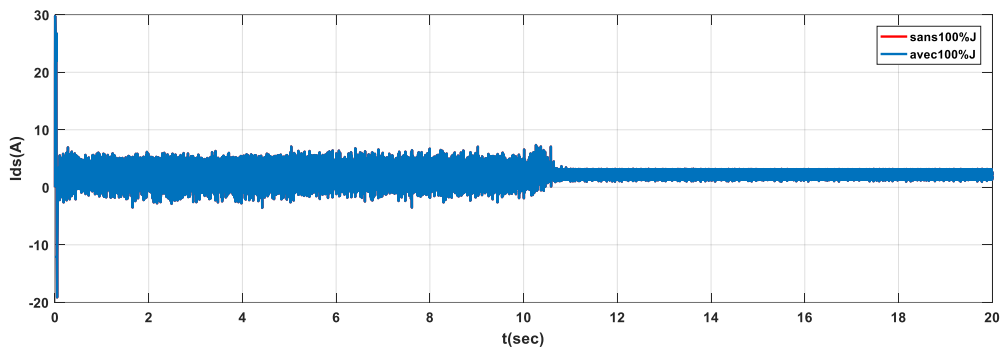


Figure III.13. Couple électromagnétique



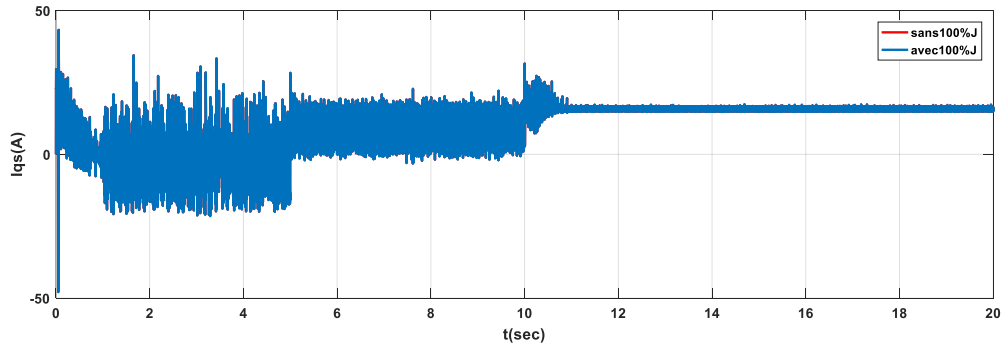


Figure III.14. Courante statorique

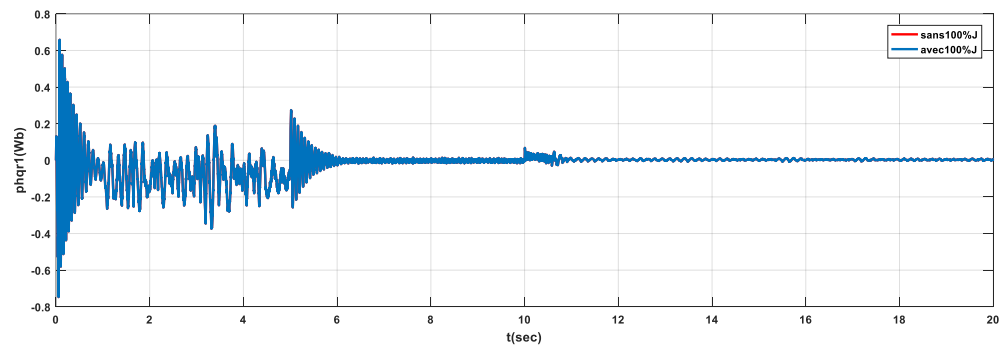
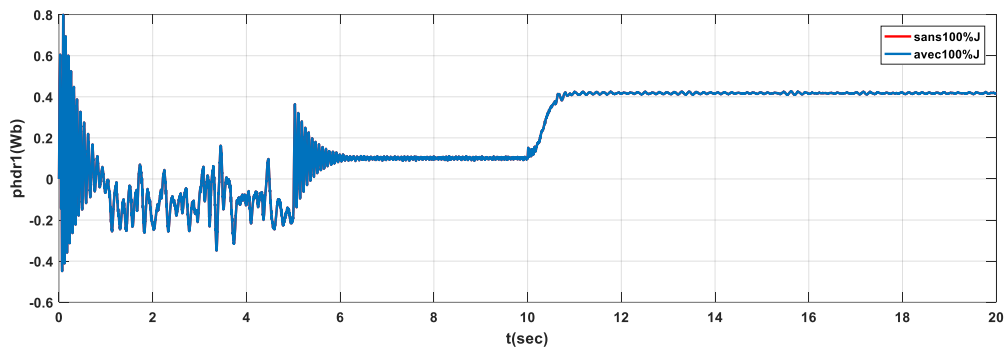
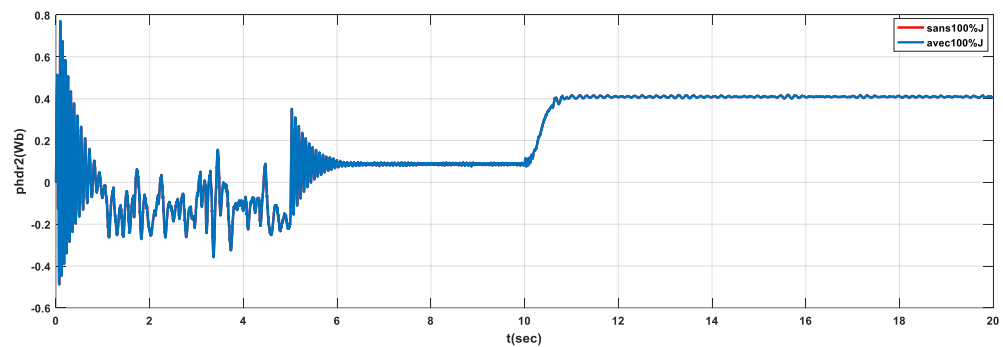


Figure III.15. Flux de rotor 1



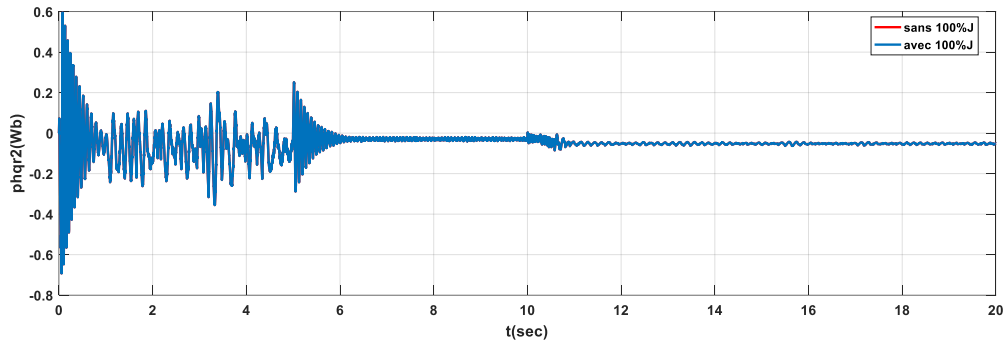


Figure III.16. Flux de rotor 2

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre on a vu comment on peut développer la commande par mode de glissant appropriée à la commande de la MASDC tout en choisissant la surface de glissement

Cette nouvelle technique de régulation « mode glissant », a permis de répondre aux objectifs espérés, notamment, le rejet de perturbations, le suivi de consigne et la robustesse de la stabilité vis-à-vis des variations paramétriques.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Les machines à enroulement triphasé ont été introduites pour segmenter la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance.

D'autre part la variété de construction des machines à induction ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double à rotor double cage (MASDC) qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage simple.

Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement. De ce fait, on doit avoir un accès direct et immédiat au couple, afin de le contrôler de manière rapide et appropriée pour mieux adapter le moteur aux exigences imposées.

Cependant, grâce à des processus performants, il est possible d'implémenter des stratégies de commande assez complexes. Ainsi, on peut donner à ce type d'entraînement une performance dynamique élevée, égale à celle d'un entraînement avec moteur à courant continu.

L'une de ces stratégies de commande vectorielle qui est la méthode la plus populaire qui tient compte de la structure dynamique de la machine pour avoir des systèmes d'entraînement robuste et la haute performance.

Le travail dans ce mémoire porte sur «la commande par mode glissant de la MASDC», l'objectif principal est de concevoir une méthode de contrôle robuste et insensible aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités pour remédier les problèmes liés aux régulateurs classiques ; Pour cela une commande par mode glissant a été utilisée dans ce travail pour la régulation de la vitesse de la machine asynchrone à double cage.

Du point de vue des résultats de la simulation on peut conclure que la surface de glissement utilisée pour la commande de la MASDC a conduit à des bonnes performances.

PERSPECTIVES

- L'application des techniques présentées dans ce mémoire sur d'autres systèmes comme les robots, etc ;
- L'implémentation matérielle de cette nouvelle stratégie de commande, dans le but de valider la synthèse se base sur le modèle physique de la MASDC;
- L'étude de cette machine en fonctionnement génératrice, et son intégration dans un système de production d'énergie;
- Modélisation de la commande de cette machine en régime dégradé.
- L'introduction des onduleurs multi-niveaux.

Annexe

Tension d'alimentation	U	220/380	V
Vitesse nominale	Ω	1450	Tr/min
Fréquence	F	50	Hz
Induction statorique	L_s	0.460	H
Induction rotorique	L_{r1} L_{r2}	0.45256 0.46056	H H
Les mutuelles	M1 M2	0.44977 0.44977	H H
Résistance statorique	R_s	1.97	Ω
Résistance rotorique	R_{r1} R_{r2}	2.82 1.36	Ω Ω
Nombre de paire de pôles	P	1	
Coefficient frottement	f	0	N .s/rd
Inertie	J	0.17	Kg .m ²
La mutuelle	M_r	0.45256	H

❖ programme de la machine asynchrone double cage

Clearall;

Clc;

%données de la machine

$R_s=1.97$; $R_{r1}=2.82$; $R_{r2}=1.36$; $L_s=0.460$; $L_{r1}=0.45256$; $L_{r2}=0.46056$;

$M_1=0.44977$; $M_2=0.45256$; $M_r=0.44977$; $J=0.17$; $f=0$; $P=1$; $F=50$; $W_s=2*\pi*F$;

$R=[R_s \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ R_s \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$

$0 \ 0 \ R_{r1} \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ R_{r1} \ 0 \ 0;$

$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ R_{r2} \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ R_{r2}]$

$L=[L_s \ 0 \ M_1 \ 0 \ M_2 \ 0; 0 \ L_s \ 0 \ M_1 \ 0 \ M_2;$

$M_1 \ 0 \ L_{r1} \ 0 \ M_r \ 0; 0 \ M_1 \ 0 \ L_{r1} \ 0 \ M_r;$

$M_2 \ 0 \ M_r \ 0 \ L_{r2} \ 0; 0 \ M_2 \ 0 \ M_r \ 0 \ L_{r2}];$

$K_s=[0 \ -L_s \ 0 \ -M_1 \ 0 \ -M_2; L_s \ 0 \ M_1 \ 0 \ M_2 \ 0;$

$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$

$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$

$K_{r1}=[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$

$0 \ -M_1 \ 0 \ -L_{r1} \ 0 \ -M_r; M_1 \ 0 \ L_{r1} \ 0 \ M_r \ 0;$

$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;]$

$K_{r2}=[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$

$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$

$0 \ -M_2 \ 0 \ -M_r \ 0 \ -L_{r2}; M_2 \ 0 \ M_r \ 0 \ L_{r2} \ 0;]$

$B_2= \text{inv}(L)$

Bibliographie

- [1]. A. Massoum, A. Maroufle, M. K. Fellah, «commande en vitesse par mode glissant d'un moteur asynchrone alimenté avec réduction de l'effet de chattering», CNEA '04, Université de Sidi Bel Abbès, 2004. b4.
- [2]. L. Fadhila, « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone ». ICEEE'2004 Algeria, 2nd International Conference on Electrical April/2004. b8
- [3]. bouakaz, Ouahid «contribution à l'analyse des onduleurs multi niveaux», Thèse de magistère, Batna année 2005.
- [4]. A. Salim. G, Smail, «Commande Vectorielle d'une Machine à Induction», thèse de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued 2018.
- [5]. L. Sahraoui, «Identification par les invariants d'une machine asynchrone à double cage», the international conference on electronics & oil: from theory to applications, Ouargla, 2013.
- [6]. E. Levi, D. Rauski, «Modeling of deep-bar and double cage self-excited induction generators for wind-electricity generation studies», Electric Power Systems Research, vol. 27, no. 1, pp. 73-81, May 1993.
- [7]. J. Pedra, F. Corcoles, L. Monjo, S. Bogarra and A. Rolan, « On Fixed-Speed WT Generator Modeling for Rotor Speed Stability Studies», IEEE Trans. on Power Systems, vol. 27, n°. 1, pp. 397-406, Feb. 2012.
- [8]. P. Kundur, « Power System Stability and Control », McGraw-Hill, New York, 1994.
- [9]. D. Djedjai. H, Hammi. « Etude et modélisation du moteur asynchrone à double cage », Mémoire de Master, université Kasdi Merbah Ouargla, 2016
- [10]. L. KHETTACHE. «Contribution à l'Amélioration des Performances Des Systèmes Eoliens», Thèse de Doctorat en Sciences, Université Mohamed Khider – Biskra, 2019.
- [11]. D.O. Kelly and S Simmons, « Introduction to Generalized Electrical Machine Theory», England: Mc Graw-Hill, 1968
- [12]. A. ZAOUAK. M, ELFODDA. «Commande Sans Capteur de Vitesse de La Machine Asynchrone», thèse de Master Académique, université Ahmed Draïa Adrar, 2018.

- [13]. Mechernene, Abdelkader & Mokhtar, Zerikat&Benouzza, Noredine&Chekroun, Soufyane&Benharir, N. « Contrôle sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone basé sur l'approche du MRAS-Mutuel avec flux rotorique orienté. »,2014.
- [14]. A, Aoufi. «Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage»,mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra, 27/10/2011.
- [15]. Th , MERZOUGUI. Kh , ABDELKEBIR «Commande d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP)»,mémoire de Master Académique ,université Mohamed Boudiaf - m'sila2019.
- [16]. F, Redouani .M, Dehbi. «Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée(MADA)»,mémoire de Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued Mai 2017.
- [17]. El, BOUNADJA. «Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile», mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Hassiba Ben Bouali de Chlef2008.
- [18]. A, BOUKHELIFA. «Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel», thèse de Doctorat d'État en Electrotechnique, école nationale polytechnique le 27 décembre 2007.
- [19]. Y, MADAT. R, CHIBANI. «Etude comparative entre la commande vectorielle indirecte et la commande back stepping d'un Moteur Asynchrone à cage d'écureuil », mémoire de Master, Université Akli Mohand Oulhadj Bouira le 15-10-2017.
- [20]. Z, BENAÏSSA .S, BENNENI.«Commande vectorielle de la machineasynchrone a doublé étoile», mémoire de Master, université Mohamed Boudiaf de m'sila2008.
- [21]. Th , MERZOUGUI. Kh , ABDELKEBIR «Commande d'une génératrice synchrone à aimant perman.ant (GSAP)»,mémoire de Master Académique ,université Mohamed Boudiaf - m'sila2019.
- [22]. B, Guesmia. B, Mecheri.«Commande Vectorielle à Flux Orienté de la Machine à Induction Sans Capteur de Vitesse»,mémoire de Master, université Mohamed Boudiaf - Msila 2009.
- [23]. R, TOUFOUTI. «Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone», thèse de doctorat, Universté Mentour Constantne, 2008.

- [24]. H, Bouras. «Contribution à la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone par l'observation du flux rotorique», mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf-Msila2016.
- [25]. Y , Karim. «Variations paramétriques en commande vectorielle de la machine asynchrone : application de la neuro-floue et du filtre de kalman étendu pour une commande sans capteur de vitesse», thèse de Doctorat d'État en électronique, université des sciences et de la technologie houari boumediene, 2007.
- [26]. MT, Cao. «Commande numérique de machines asynchrones par logique floue», thèse de Doctorat, Université la Valquébec, décembre 1997.
- [27]. M, MOSTEFAOUI. A, AICHE.«Commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone avec adaptation de la constante de temps rotorique», mémoire de Master, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA2008.
- [28]. Y, saker. «Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec défaut», mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra, 19/11/2012.
- [29]. G. Salloum, «Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique De Toulouse, 2007.
- [30]. G. Séguier, F. Notelet, « Electrotechnique industrielle ». Téchet Doc, 1987.
- [31]. J.J. Slotine. « Sliding controller design for nonlinear systems ». I.J.C. Vol. 4. N° 2. pp 421-434, 1984.
- [32]. K. K. Young, «Controller design a manipulator using theory of variable structure systems », IEEE Trans. Syst. Man. Cyber. Vol. SMC-8, N°2, 1978.
- [33]. M. Machmoum, F. Poitiers, «Sliding mode control of a variable speed wind energy conversion System with DFIG », EVER09, pp. 180-187, March 2009.
- [34]. A. A. Hamzaoui, N. Essounbouli et J. Zaytoon «Commande par mode glissant flou d'un Système non linéaire incertain ». Electronique des Sciences et Technologies de l'Automatique, e-STA, SEE, 2003.

Résumé

Ce mémoire présente une étude par simulation de la commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double cage (MADC), puis nous avons présenté son modèle mathématique qui a été simulé par le Matlab-Simulink.

Le problème de découplage entre le flux magnétique le couple électromagnétique a été également étudié à l'aide de commande vectorielle.

Nous constatons que la commande par mode glissant est robuste vis-à-vis des changements paramétriques.

Les résultats de simulation montrent que l'objectif de la technique proposé a été atteint. Ainsi qu'une amélioration des performances de la commande applique de MASDC.

الملخص :

تقدم هذه الرسالة دراسة عن طريق محاكاة جهاز التحكم عن طريق الانزلاق لآلة غير متزامنة ذات قفص مزدوج (MADC) ، ثم قدمنا نموذجها الرياضي الذي تمت محاكاته بواسطة Matlab-Simulink.

كما تمت دراسة مشكلة الفصل بين التدفق المغناطيسي والعزم الكهرومغناطيسي باستخدام التحكم في النواقل.

وجد أن التحكم في وضع الانزلاق قوي ضد التغييرات الاعدادية.

تظهر نتائج المحاكاة أن الهدف من التقنية المقترحة قد تم تحقيقه. فضلا عن تحسين أداء MASDC يطبق الأمر..

Summary

This thesis presents a study by simulation of the control by sliding mode of a double cage asynchronous machine (MADC), then we presented its mathematical model which was simulated by the Matlab-Simulink.

The problem of decoupling between the magnetic flux and the electromagnetic torque has also been studied using vector control.

We find that the sliding mode control is robust against parametric changes.

The simulation results show that the objective of the proposed technique has been achieved.

As well as a performance improvement of the MASDC applies command.