

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

HACINI YOUNES

GOUGUI IBRAHIM ELKHALIL

Thème:

Commande Robuste RST de la Machine

Asynchrone double cage

Soumis au jury composé de :

Benyoussef Lakhdar	MAA	Président	UKM Ouargla
Laamayad Tahar	MCA	Examineur	UKM Ouargla
Khettache laid	MAA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
Bouali khadidja	MAA	Ce-Encadreur	UKM Ouargla

Année universitaire 2020/2021

Remerciement

*Tout d'abord je remercie le bon Dieu tout puissant de
la bonne santé, de la volonté et de la patience qu'il a
accordé tout au long de mes études.*

*Je exprime mes plus vif remerciement à notre
encadreur Khettache laïd qui m'aimablement orienté et
assidûment dirigé notre travail.*

*je présente aussi mes sincères remerciements à
tous les enseignants*

Dédicace

Je tiens à dédier ce modeste travail :

*A ma très chère Mère et à mon cher Père, en témoignage
et en gratitude de leurs dévouement, de leurs soutien
permanent durant toutes mes années d'études, leurs
sacrifices illimités, leurs réconfort moral, eux qui ont
consenti tant d'effort pour mon éducation, mon
instruction et pour me voir atteindre ce but, pour tout
cela et pour ce qui ne peut être dit, mes affectations
sans limite.*

*A ceux qui sont la source de mon inspiration et mon
courage, à qui je dois de l'amour et de la
reconnaissance.*

A mes chers Frères et mes Sœurs et à toute ma famille.

A mes chers Amies, A ceux qui ont cru à moi,

A ceux qui croient à moi,

Et à ceux qui croiront toujours en moi.

A vous tous un grand merci.

Sommaire

sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I :	2
Modélisation de la machine asynchrone double cage	2
I.1.Introduction.....	3
I.2.Présentation de la machine.....	3
I.3.Constitution de la machine	4
I.4.Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone double cage	5
I.5.Variantes de la machine d'induction à double cage	6
I.6.Hypothèses simplificatrices	6
I.7.La machine dans l'espace électrique.....	7
I.8.Modélisation de la machine asynchrone double cage :.....	8
I.8.1.Equation générales de la machine	8
I.8.2.Equations électriques :.....	8
a. Statoriques :.....	8
b. Rotoriques :	9
I.8.3.Couplage avec l'équation mécanique	10
I.9.Transformation de PARK.....	10
I.10.Choix du référentiel.....	11
I.10.1.Références associées au stator:	12
I.10.2.Références associées au rotor :	13
I.10.3.Références associées au synchronisme :	13
I.11.Mise en équation du modèle de la MASDC:	13
I.11.1.Expression du couple Electromagnétique	13
I.12.La simulation de la machine asynchrone double cage.....	14
I.12.1.Le schéma de simulation.....	14
I.13.Les résultats de simulation	14
I.13.1.Interprétation de résultats	16
Conclusion.....	16
Chapitre II	18
La commande vectorielle de la machine asynchrone double cage.....	18
II.1.Introduction	19

II.2. Etude de la commande vectorielle	19
II.2.1. Introduction à la commande vectorielle	19
II.2.2. Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control)	19
II.2.3. Pourquoi la commande vectorielle	20
II.2.4. Variantes de la commande vectorielle:	20
II.2.5 Principe de la commande vectorielle	21
II.2.6. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	21
II.2.6.1. Avantages [12]:	21
II.2.6.2 . Inconvénients[12] :	22
II.3. Choix de type d'orientation de flux	22
II.3.1. Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique	23
II.3.2. Structure de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique	24
II.3.2.1. Contrôle directe de Flux :	24
II.3.2.2. Contrôle indirecte de Flux :	26
II.4. Estimation du flux rotorique	28
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	33
II.5.1.3. régulateur de flux	34
II.6. Bloc de défluxage :	35
II.7. Modèle simulink de la Commande Vectorielle Directe:	36
II.8. Les résultats de simulation :	37
II.9. interprétation des résultats	41
II.10. Conclusion	41
Chapitre III	42
Commande Robuste RST de la Machine	42
Asynchrone double cage	42
III.1 INTRODUCTION	43
III.2 STRUCTURE DU REGULATEUR RST	43
III.2.1 Principe du régulateur	43
III.2.2 Principe de calcul de régulateur RST	44
III.2.3 Résolution de l'équation de Bezout	46
III.2.4 Stratégie de placement de pôles robuste	48
a) Horizon de commande « T_c » :	48

<i>Horizon de filtrage « Tf » :</i>	49
III.4 Régulation de la vitesse de type RST	50
III.5 RESULTATS DE SIMULATION	54
III.5.1 Tests de robustesse	54
<i>a) Test d'inversion du sens de rotation</i>	54
<i>b) Test de variation paramétrique</i>	56
III.6 Conclusion	57
Conclusion	58
Générale	58
Conclusion générale	59

Notations et 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, Rc 2	Les armatures rotoriques pour le rotor 2.
$[P(\theta)]$	Matrice de PARK.
$[P^{-1}(\theta)]$	Matrice inverse de PARK.
d1, q1, d2, q2	Axes correspondants au référentielles 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.
Tr	Constante de temps rotorique.
P	Nombre de paire de pôles.
Cem	Couple électromagnétique.
J	Moment d'inertie.
K	Coefficient de frottement.
Cr	Couple résistant.
Ws	Vitesse angulaires électriques statorique.
ω_r ou w_r	Vitesse angulaires électriques rotorique.
θ_r	Angle de l'enroulement rotorique.
Θ_s	Angle de l'enroulement statorique.
ω_r^* ou W_{rref}	Vitesse de référence.
Cem*et Cem_{ref}	Couple électromagnétique de référence.
V	Tension simple de phase.
Kp	Paramètre de l'action proportionnelle.
Ki	Paramètre de l'action intégrale.
Φ_r^*	Flux rotorique estimé.
Ω_{nom}	Vitesse de rotation nominale.
Φ_{nom}	Flux rotorique nominale.

Liste des Figures

Figure I.01 :Représentation schématique de machine d'induction à double cage[4].....	04
Figure I.02 : Rotor à double cage.	04
Figure I.03 : Rotor à double cage.	05
Figure I.04 : Différentes conceptions du rotor dans les machines à induction	06
Figure I.05 : Schéma équivalent de machine asynchrone double cage [4].	08
Figure I.06 :Repérage angulaire des systèmes d'axes d'une machine d'induction à double cage [4].	10
Figure I.07 :Schéma simulation de MASDC.	14
Figure II.1 :Orientation du flux rotorique [15].	23
Figure II.2 : Technique de mesure de position et d'amplitude du flux d'entrefer [16].	26
Figure II.3 : Détermination indirecte de position du flux [16]	27
Figure II.4 : Diagramme vectoriel pour commande vectorielle indirecte [18].....	28
Figure II.5 : Schéma de régulation des courants.	32
Figure II.6 : Schéma réduit de régulation de vitesse.	34
Figure II.7 :Schéma réduit de régulation de flux.....	35
Figure II.8 :Bloc défluxage[23].....	35
Figure II.9 :Schéma de commande vectorielle direct de MASDC.	36
Figure III.01 <i>Représentation générale du régulateur RST</i>	45
Figure III.02 <i>Placement des pôles de l'horizon de commande</i>	50
Figure III.03 <i>Placement des pôles de l'horizon de filtrage</i>	51
Figure III.04 <i>Bloc de régulation de vitesse en boucle fermée</i>	52
Figure III.05 <i>Construction des pôles</i>	56

Introduction Générale

Introduction 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.

Néanmoins, cette technique a aussi des inconvénients inhérents à l'utilisation des capteurs mécaniques, beaucoup de travaux ont porté l'intérêt sur la suppression de ces derniers, cela nous a incité à améliorer notre commande en choisissant une des meilleures régulateurs qui existent à cet objectif, qui est le régulateur polynomial RST. En première partie on procèdera à l'étude théorique de régulateur proposé RST, puis on passera à la simulation et l'interprétation des résultats obtenus.

Chapitre I :

Modélisation de la machine asynchrone double cage

I.1.Introduction

La modélisation des machines électriques est une étape critique pour l'élaboration de lois de commande. Les progrès de l'informatique et du génie logiciel permettent de mettre en œuvre une modélisation efficace et d'envisager d'améliorer les machines électriques. [1]

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 [2].

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 [3].

En général, la sélection est nécessaire avant tout projet, mais tout le monde est identifié, Les paramètres s'avèrent impossibles, c'est pourquoi vous devez utiliser des restrictions très appropriées. Dans ce travail, nous fournissons des paramètres statiques qui sont des fonctions de paramètres primitifs. En effet, il a été observé, par exemple, que les constantes de temps constantes et rotationnelles varient fortement avec la température. Ces caractéristiques rendent difficile le réglage. La machine DC est adaptée par la séparation naturelle du flux et du couple électromagnétique à vitesse variable. Permettre, depuis l'avènement de l'électronique de puissance, de répondre à la plupart des besoins industriels[3].

L'objectif de ce chapitre est de donner une modélisation d'une machine asynchrone double cage triphasée sous forme d'équations d'état pour le contrôle du courant et de la tension, et d'étudier son comportement par simulation avec une alimentation parfaitement sinusoïdale.

I.2.Présentation de la machine

Par souci de simplicité, nous considérons une machine bipolaire. Par conséquent, la machine à induction à double cage est équivalente à la machine à enroulement statorique qui se compose de trois bobines identiques qui se compensent de $2\pi/3$ et les deux autres rotors pour le même axe. Chaque enroulement est également composé de trois bobines identiques décalées de $2\pi/3$, et elles sont court-circuitées sur elles-mêmes. La machine est représentée schématiquement sur la figure (I.01) [4].

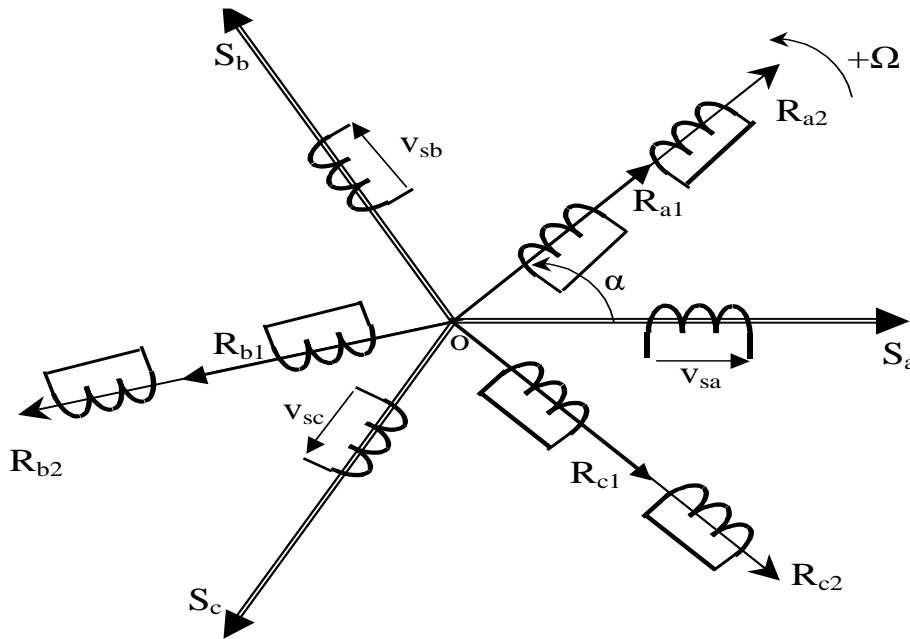


Figure I.01 :Représentation schématique de machine d'induction à double cage[4].

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[5].

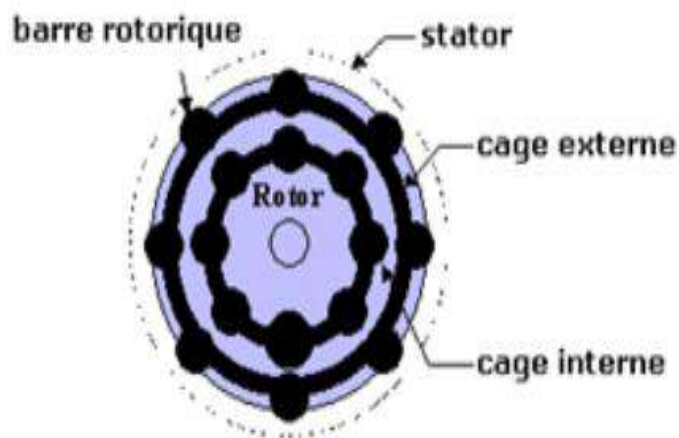


Figure I.02 : Rotor à double cage.

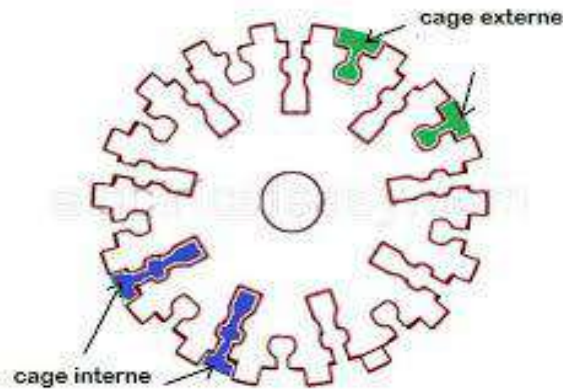


Figure I.03 : Rotor à double cage.

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, [6-7],[29], [30].

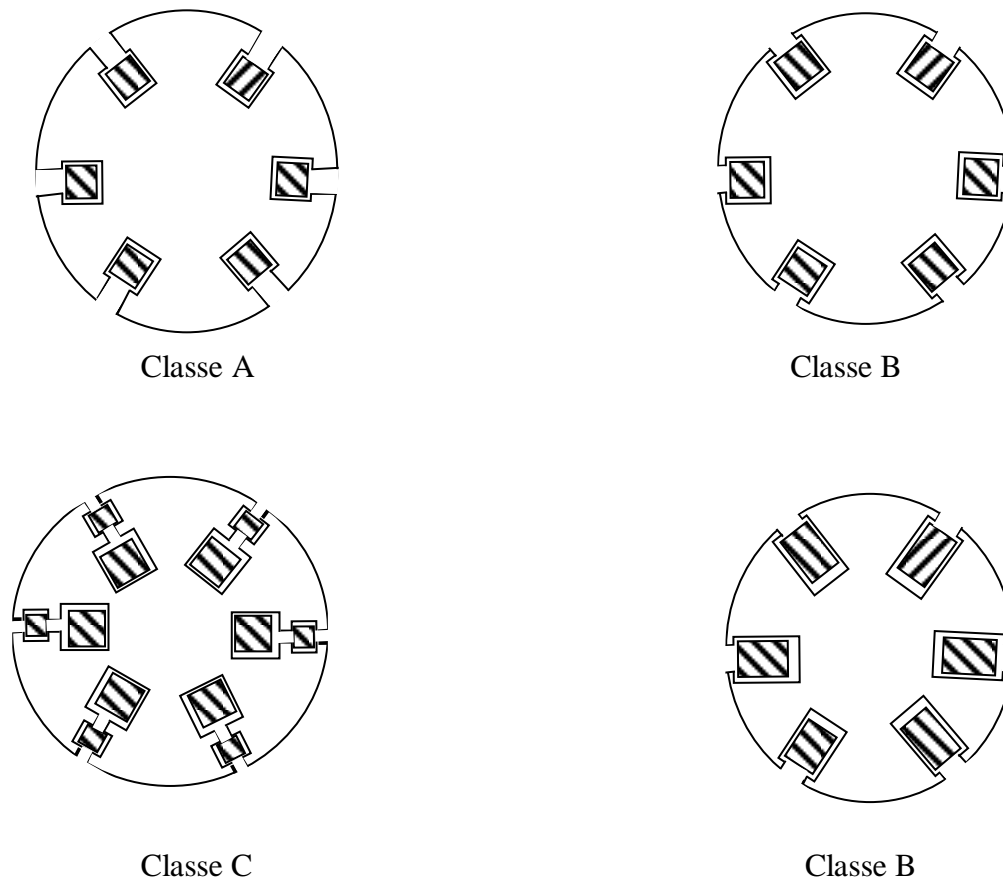


Figure I.04: Différentes conceptions du rotor dans les machines à induction

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[5] :

- 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[1] :

- 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 de la machine asynchrone double cage est illustré par les armatures statoriques et rotoriques munies chacune des enroulements triphasée, pour le stator (S_a, S_b, S_c) et pour le rotor ($R_{a1}, R_{b1}, R_{c1}, R_{a2}, R_{b2}, R_{c2}$).

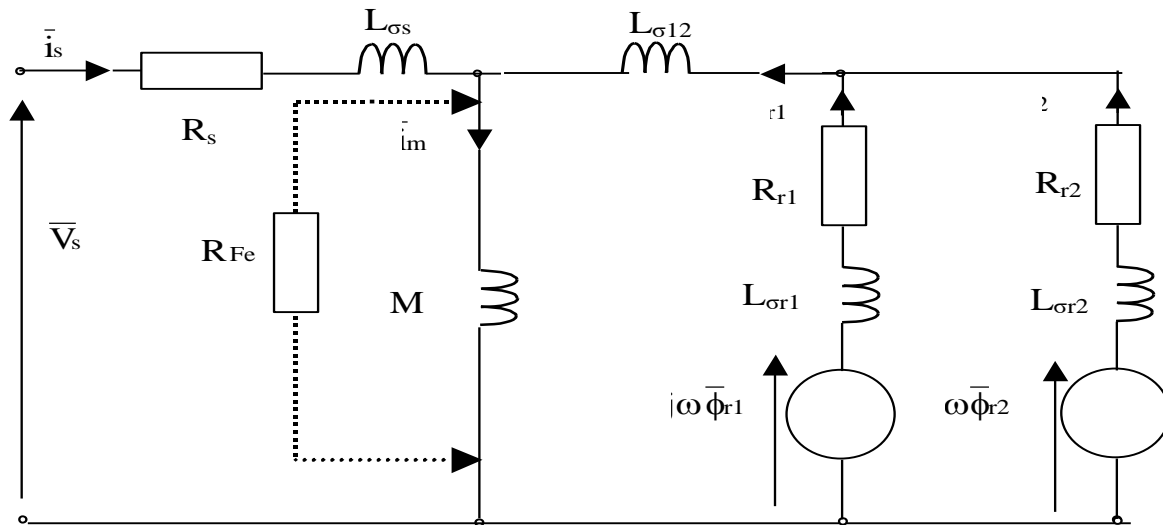


Figure I.05 : Schéma équivalent de machine asynchrone double cage [4].

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

I.8.1.Equation générales de la machine

En appliquant la loi de Faraday au dispositif asynchrone, la loi du réseau s'exprime en relation :

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

I.8.2.Equations électriques :

On déduit par l'ensemble de phases :

a. Statoriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} va_s = R_s ia_s + \frac{d\phi a_s}{dt} \\ vb_s = R_s ib_s + \frac{d\phi b_s}{dt} \\ vc_s = R_s ic_s + \frac{d\phi c_s}{dt} \end{array} \right. \tag{I.2}$$

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:

$$\begin{bmatrix} V_{ar1} \\ V_{br1} \\ V_{cr1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar1} \\ I_{br1} \\ I_{cr1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar1} \\ \phi_{br1} \\ \phi_{cr1} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar2} \\ V_{br2} \\ V_{cr2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar2} \\ I_{br2} \\ I_{cr2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar2} \\ \phi_{br2} \\ \phi_{cr2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$\text{Ou : } [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (\text{I.9})$$

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.Transformation de PARK

La transformation de Park permet la transition d'un système triphasé équilibré à un système biphasé, Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation [9] :

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

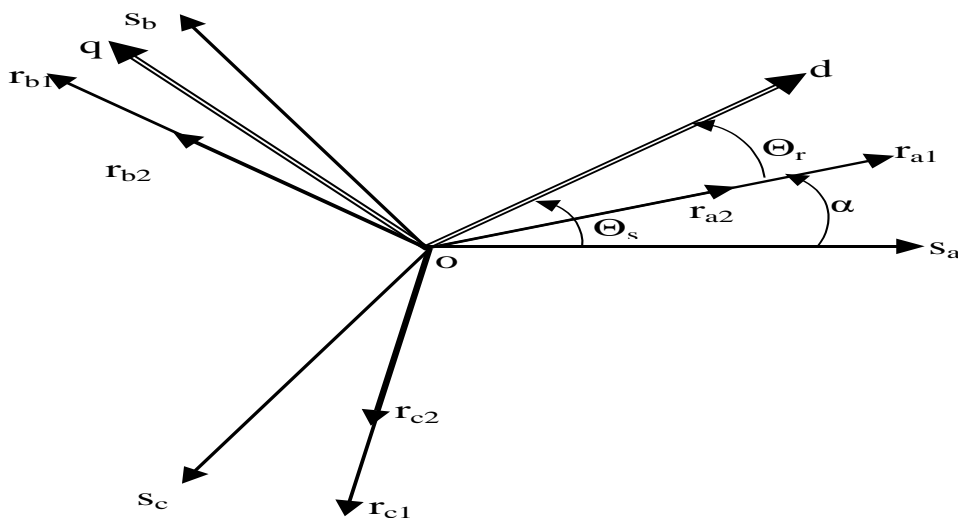


Figure I.06:Repérage angulaire des systèmes d'axes d'une machine d'induction à double cage [4].

- 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 :

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

$$\begin{bmatrix} Vsa \\ Vsb \\ Vsc \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Vsd \\ Vsq \\ V_0 \end{bmatrix} = [p^{-1}(\theta_s)] \cdot \begin{bmatrix} Vsd \\ Vsq \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

I.10.Choix du référentiel

L'utilisation du modèle de parc nécessite l'utilisation d'un référentiel choisi en fonction du problème étudié. écrites dans le plan d-q, Par Des équations .

Les Equations des tensions :

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

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{d_{r1}} = 0 = R_r \cdot Id_{r1} + \frac{d\phi_{d_{r1}}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{q_{r1}} \\ v_{q_{r1}} = 0 = R_r \cdot Iq_{r1} + \frac{d\phi_{q_{r1}}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{d_{r1}} \\ v_{d_{r2}} = 0 = R \cdot Id_{r2} + \frac{d\phi_{d_{r2}}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{q_{r2}} \\ v_{q_{r2}} = 0 = R \cdot Iq_{r2} + \frac{d\phi_{q_{r2}}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \phi_{d_{r2}} \end{array} \right. \quad (\text{I.15})$$

Les Equations des flux :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M_r I_{dr1} + M_r \cdot I_{dr2} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M_r I_{qr1} + M_r \cdot I_{qr2} \end{array} \right. \quad (\text{I.16})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{dr1} = L_{r1} \cdot I_{dr1} + M_r I_{ds} \\ \phi_{qr1} = L_{r1} \cdot I_{qr1} + M_r I_{qs} \\ \phi_{dr2} = L_{r2} \cdot I_{dr2} + M_r I_{ds} \\ \phi_{qr2} = L_{r2} \cdot I_{qr2} + M_r I_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{I.17})$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations en choisissant un référentiel spécifique pour **dq**, nous avons trois types de référentiel qui peuvent être envisagés:

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 $\theta_s = \omega t$, 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 du repère **dq** est la vitesse du synchronisme (vitesse du champ tournant) Ce référentiel est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues :

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

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:

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

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

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

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

I.12.1. Le schéma de simulation

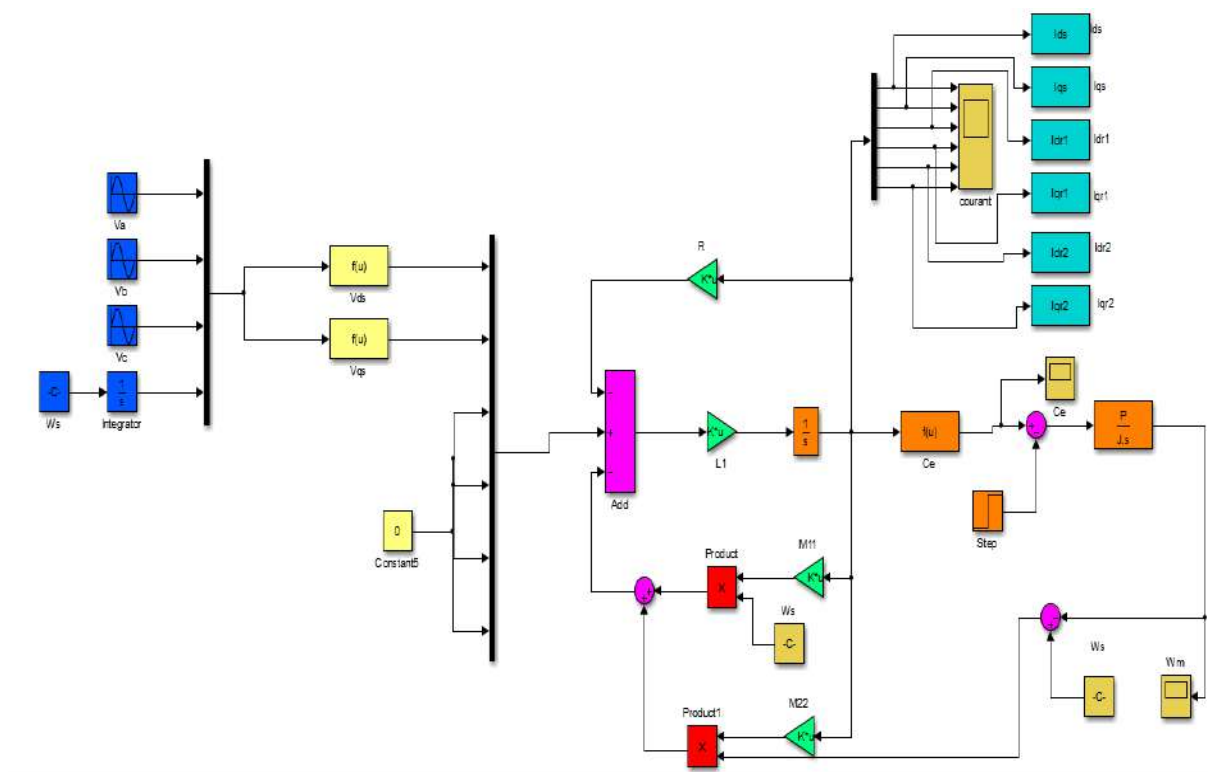


Figure I.07: Schéma simulation de MASDC.

I.13. Les résultats de simulation

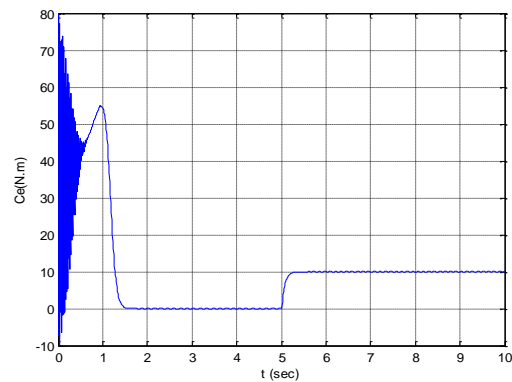
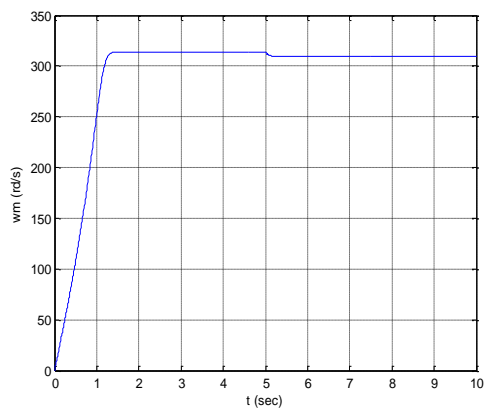


Figure I.08: Vitesse de rotation

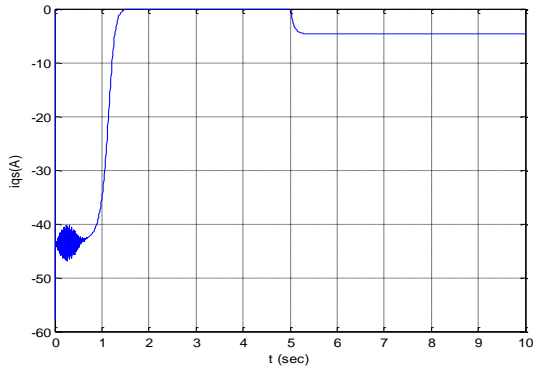


Figure I.09: Couple électromagnétique

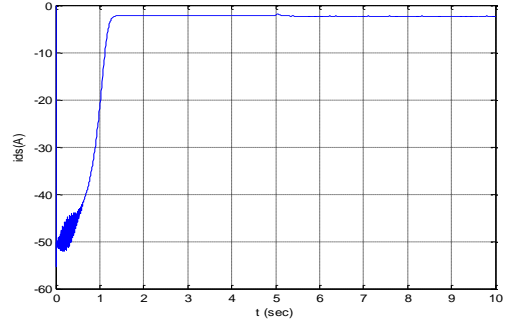


Figure I.10: Courants statoriques

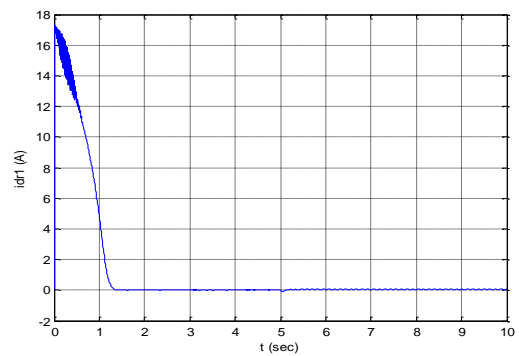
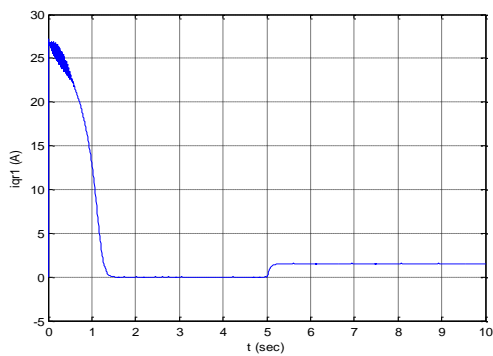


Figure I.11: Courants rotoriques de rotor 1.

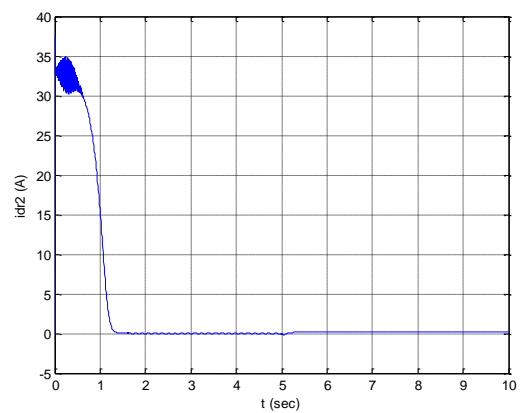
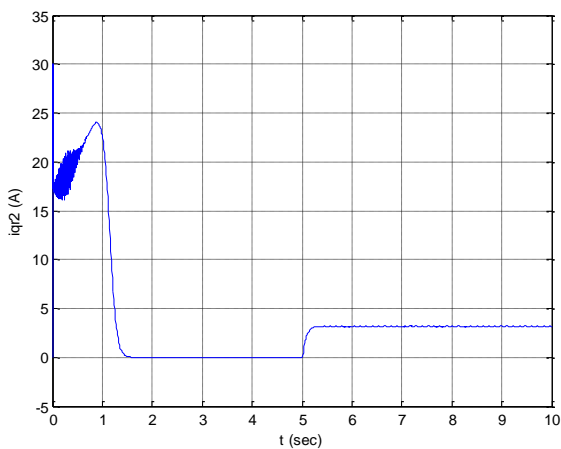


Figure I.12: Courants rotoriques de rotor 2.

I.13.1. Interprétation de résultats

Les résultats de simulation donnés par la figure au-dessus représentent l'évolution des grandeurs fondamentales de la machine asynchrone: la vitesse (Ω), le couple électromagnétique (C_{em}), les courants statorique et rotoriques.

La simulation a été réalisée au démarrage à vide, et à l'instant $t = 5s$ on applique une charge nominale : ($C_r = 10Nm$).

- ✓ **Vitesse du rotor** : La vitesse atteint presque la vitesse de synchronisme (313 rad/s) Après un temps de réponse de (2.4s), mais elle subit une diminution à (308 rad/s) en charge.
- ✓ **Couple électromagnétique** : Le couple de démarrage atteint la valeur (80N.m) et après il atteint à valeur faible (0Nm) dans le cas à vide. Par la suite atteint (10N.m) dans le cas en mode charge
- ✓ **Courants** : après un fort courant de démarrage qui vaut égal à 5 fois environ le courant nominal ; Les courants suivant les axes directs et en quadrature, évoluent d'une façon à analogue à l'évolution de la vitesse. à partir de l'instant $t = 2.5s$, on constate les courants selon d , q diminuent et se stabilisent respectivement à $i_{ds} = -2.15 A$ et $i_{qs} = -0.23A$

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi un modèle mathématique de la machine asynchrone à rotor double cage (MASDC) à l'aide de MATLAB (Simulink). La complexité de ce modèle a été réduite au moyennant de certain nombre d'hypothèse simplificatrice et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine déphasé équivalente.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de park de notre machine (MASDC), cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

Afin d'avoir des hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduire dont le nom est la commande vectorielle, une modélisation sur la théorie de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

La commande vectorielle de la machine asynchrone 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 [9].

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[2].

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDC. Cependant, nous présentons au premier lieu un rappel sur le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de ces dernières sur la MASDC, et nous irons enfin commenter les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration des résultats de simulation.

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[20].

II.2.2.Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control) introduit par Blaschke en 1972 et consiste à réduire le comportement MAS au comportement MCC, en séparant le flux du couple. Cependant[10]:

Nécessite l'installation d'un capteur mécanique sur l'arbre MAS et reste sensible aux changements paramétriques, en particulier la résistance du rotor, entraînant une perte 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[11] .

Ce processus de séparation fournit une réponse de couple très rapide, une grande plage de contrôle de vitesse et une efficacité élevée pour une large gamme de charges dans un état stable [12].

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 peuvent être classées [13]:

- 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 orienté est une expression qui apparaît aujourd'hui dans la littérature traitant des techniques de contrôle des machines électriques à courant alternatif, dont le principe de base nous ramène à une idée initiale importante de l'électromagnétisme. C'est la force exercée sur un conducteur, qu'un courant traverse et subit un champ magnétique, égal au vecteur produit du vecteur courant par le vecteur champ. Il s'ensuit, bien entendu, que l'amplitude de cette force sera maximale lorsque le vecteur courant sera 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 [14].

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 [14].

II.2.6. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

II.2.6.1. Avantages [12]:

- 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[12] :

- 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:
 $\Phi_s = \Phi_{ds}$ et $t\Phi_{qs} = 0$ **(II.2)**

- Orientation du flux rotorique avec les conditions :

$$\Phi_r = \Phi_{dr} \quad \text{et} \quad \Phi_{qr} = 0 \tag{II.3}$$

- Orientation du flux d’entrefer avec les conditions:
 $\Phi_m = \Phi_{dm}$ et $\Phi_{qm} = 0$ **(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[2].

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

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

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

Pour MASDC, nous choisissons de choisir Orientation du flux rotorique(II.3), car cela permet la réalisation d'un moteur à vitesse variable où le flux et le couple électromagnétique sont contrôlés indépendamment par les courants rotoriques, c'est-à-dire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{r1d} + \Phi_{r2d} = \Phi_r \\ \Phi_{r1q} + \Phi_{r2q} = 0 \end{array} \right. \quad \text{(II.6)}$$

$$\Phi_{r1q} + \Phi_{r2q} = 0 \quad \text{(II.7)}$$

L'équation (II.5) Devient :

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

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).

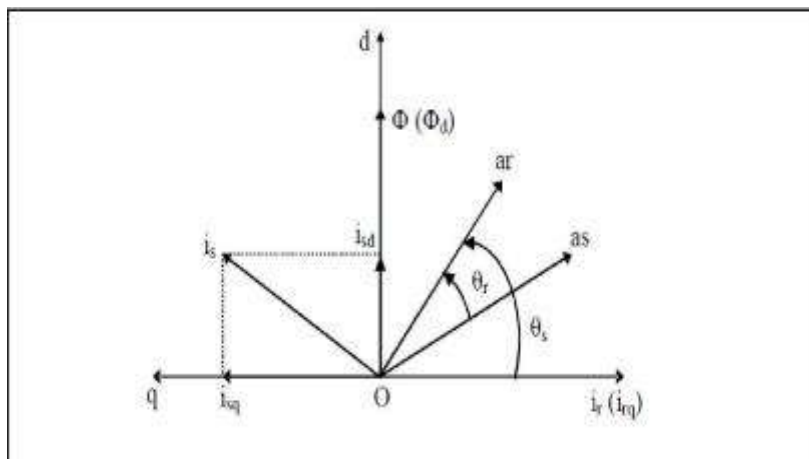


Figure II.1 :Orientation du flux rotorique [15] .

En agissant sur les variables Isd et Isq ,les grandeurs Φr et Cem 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 **Isd** unique.
- Contrôler la composante **Isq** 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 [15]:

- 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 de Flux :

L'estimation ou la mesure du débit est utilisée pour obtenir l'amplitude et l'angle de base de l'orientation du flux (*Blaschke*). Pour un contrôle direct en dirigeant le flux du rotor, il est régulé par une boucle de rétroaction qui nécessite une bonne connaissance de son module et de sa phase. Cela doit être vérifié quel que soit le régime transitoire mis en place. Il est donc nécessaire de réaliser une chaîne de mesure aux extrémités du système.

Ce mode de contrôle assure la découplage correcte entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement, car il dépend moins des différences de paramètres machine. Cependant, il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, 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 [1]:

- 1- Le non fiabilité de la mesure du flux.

2- Coût de production élevé (capteurs + filtre).

Les capteurs de flux disposés à l'intérieur de la machine effectuent une mesure de la composante directe et transversale du flux de la machine, soit: φ_{de} et φ_{qe} 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

Dans une commande vectorielle directe, à orientation du flux d'entrefer, nous avons besoin de $\cos(\theta_e)$ et $\sin(\theta_e)$, afin de réaliser la transformation des consignes de courant. à partir de (II.10) et (II.11), il est évident que :

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

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

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

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

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

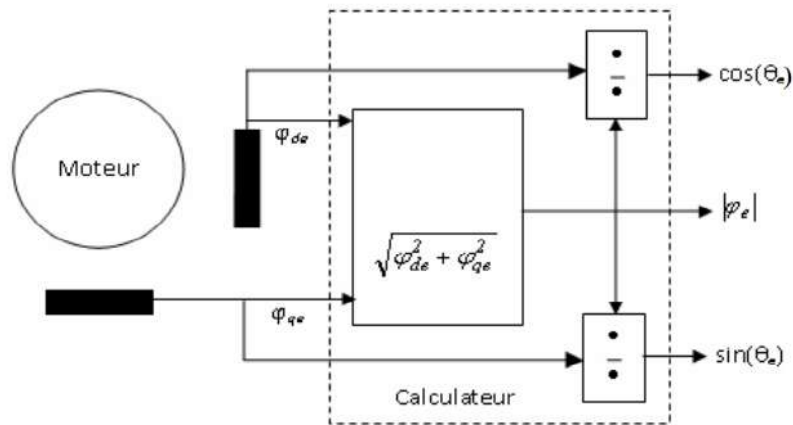


Figure II.2 : Technique de mesure de position et d'amplitude du flux d'entrefer [16].

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 MLr et 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)[16].

II.3.2.2. Contrôle indirecte de 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[1].

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)[16].

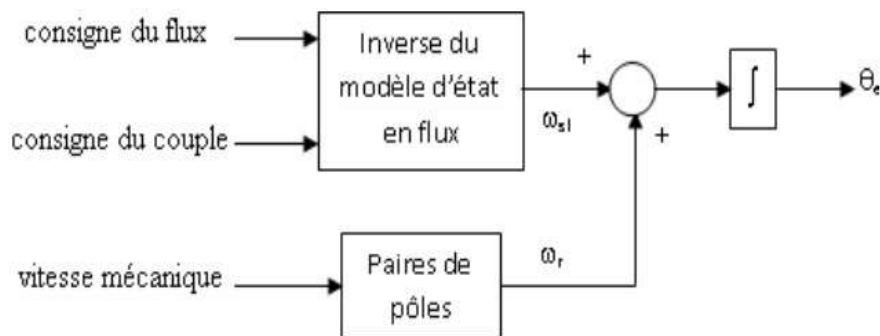


Figure II.3 : Détermination indirecte de position du flux [16].

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 [GRE96] [17]:

1. Traction électrique :

- Réduction des ondulations de couple (pour réduire les vibrations) .
- Fourniture d'un couple élevé.
- Assure un contrôle rapide du couple en cas de perte d'adhérence.

2. La robotique :

- dynamique rapide.
- couple nul.
- permettant un contrôle de la position sans remplacer les machines-outils.

Dans l'industrie, les paires résistantes actuelles sont:

- Couple constant : 90% des applications.

1. Levage.

2. Bandes transporteuses.

- Couple hyperbolique :

1. Enrouleurs et dérouleurs.

2. Machines outils.

- Couple linéaire :

Pompes volumétriques.

- Couple parabolique :

Ventilateurs.

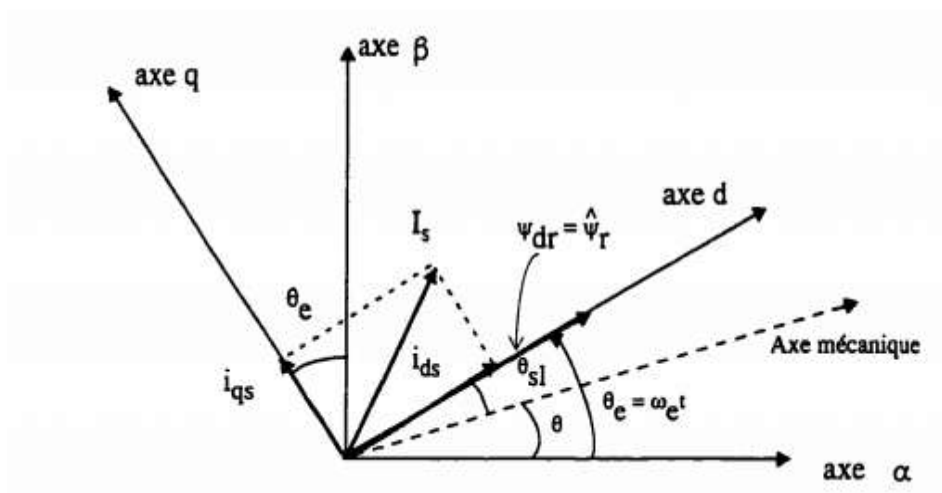


Figure II.4 : Diagramme vectoriel pour commande vectorielle indirecte [18].

- Θ et ω sont la position et la vitesse angulaire du rotor.
- θ_{sl} et ω_{sl} sont 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 [19].

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[19].

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 [14].

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 [20].

Considérons comme références de commande le flux rotorique Φ_{rref} et le couple C_{emref} En tenant compte de la condition, $\Phi_{rd} = \Phi_{rref}$ et $\Phi_{rq} = 0$, le système des équations de flux est Devient :

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

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

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

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

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

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

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 :

$$L_m(i_{qr1} + i_{qr2}) = -(L_m + L_s)i_{qs} \quad (\text{II.23})$$

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

On a :

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

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 :

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

Le système (II.27) 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:

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

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) [21].

II.5.1.1.Calcul des paramètres du régulateur des courants :

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation des courants valable selon les deux axes « d » et « q ».

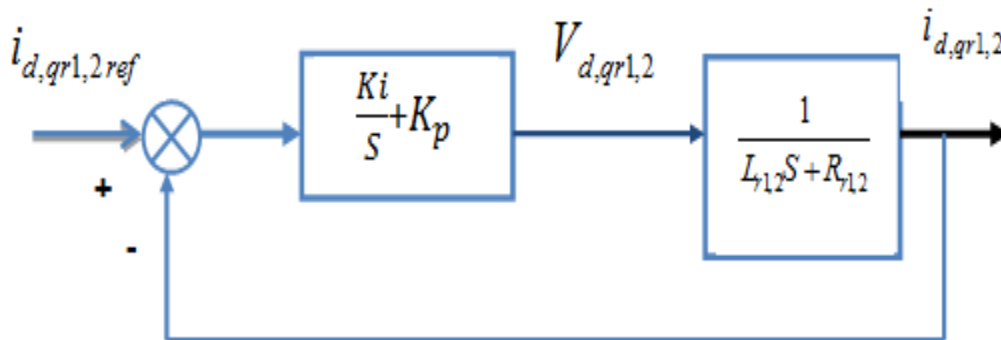


Figure II.5 : Schéma de régulation des courants.

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) :

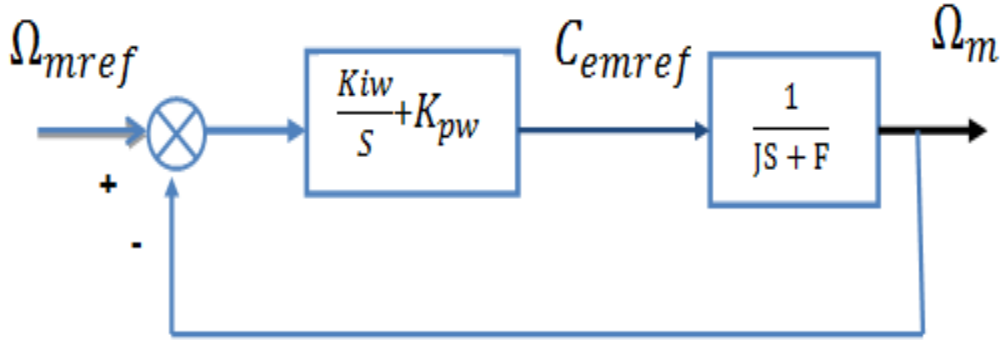


Figure II.6: Schéma réduit de régulation de vitesse.

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) :

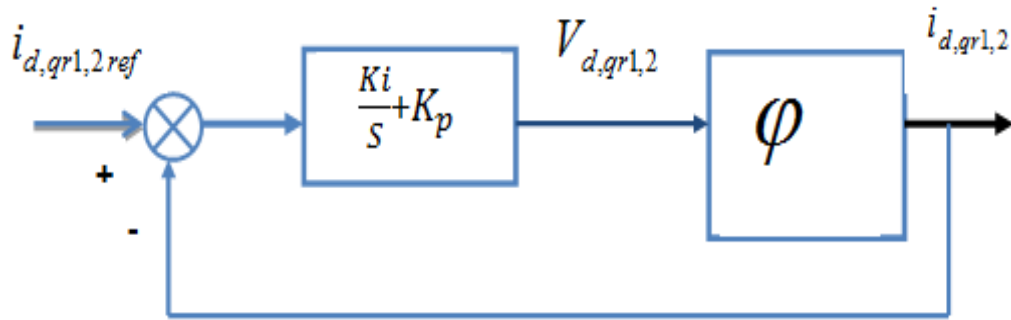


Figure II.7: Schéma réduit de régulation de flux.

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_{rnom} . En revanche, elle devrait diminuer lorsque la vitesse dépasse la vitesse nominale afin de réduire la tension aux extrémités du moteur [22].

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

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

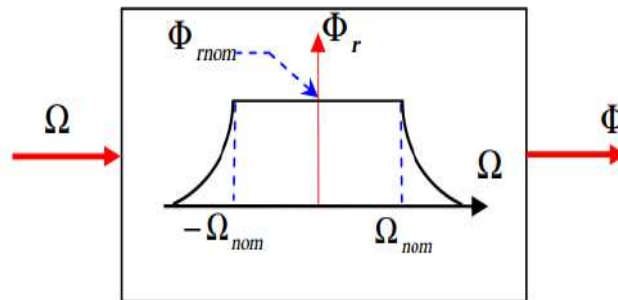


Figure II.8 : Bloc défluxage[23].

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : 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:

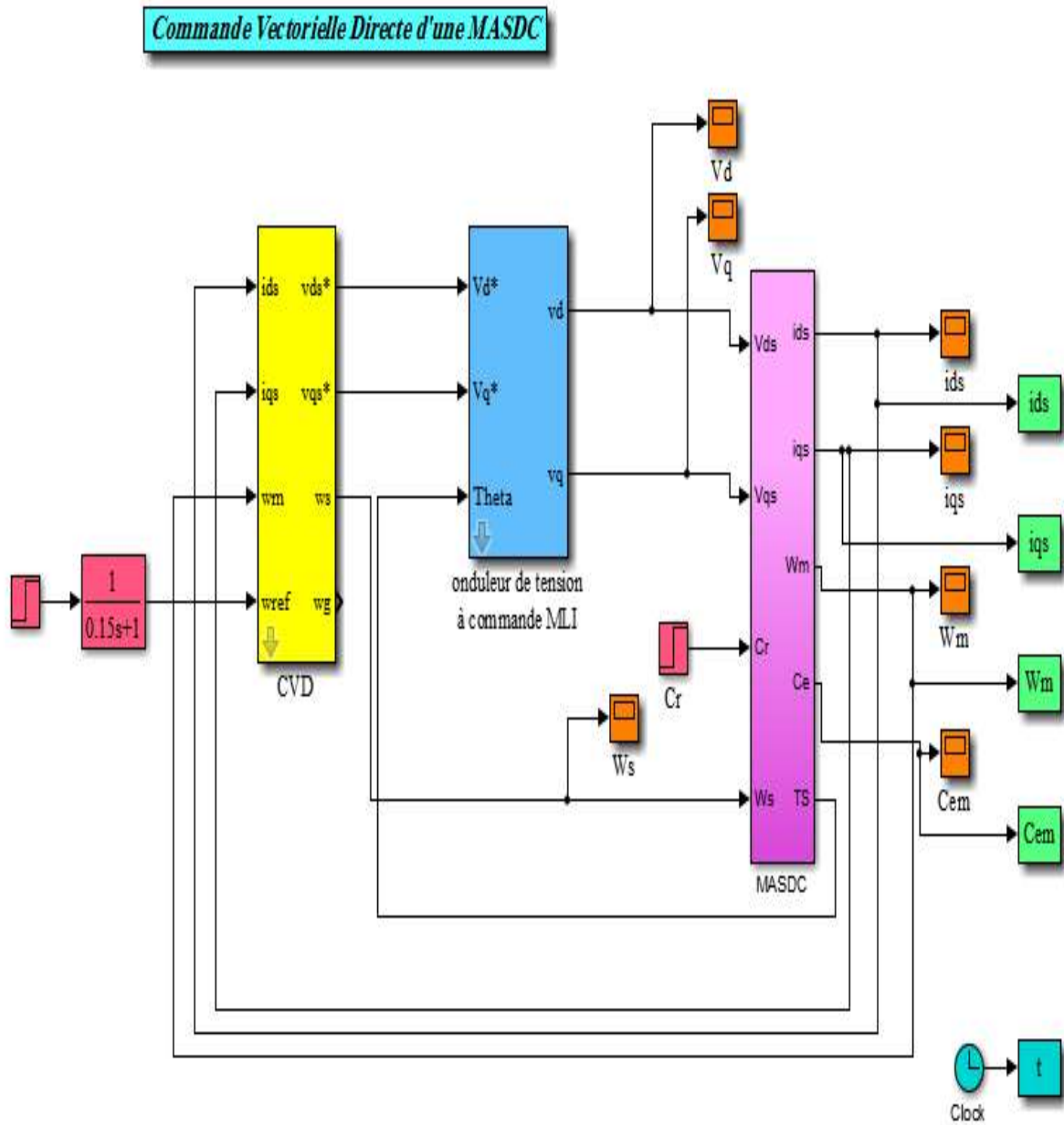


Figure II.9 :Schéma de commande vectorielle direct de MASDC.

II.8. Les résultats de simulation :

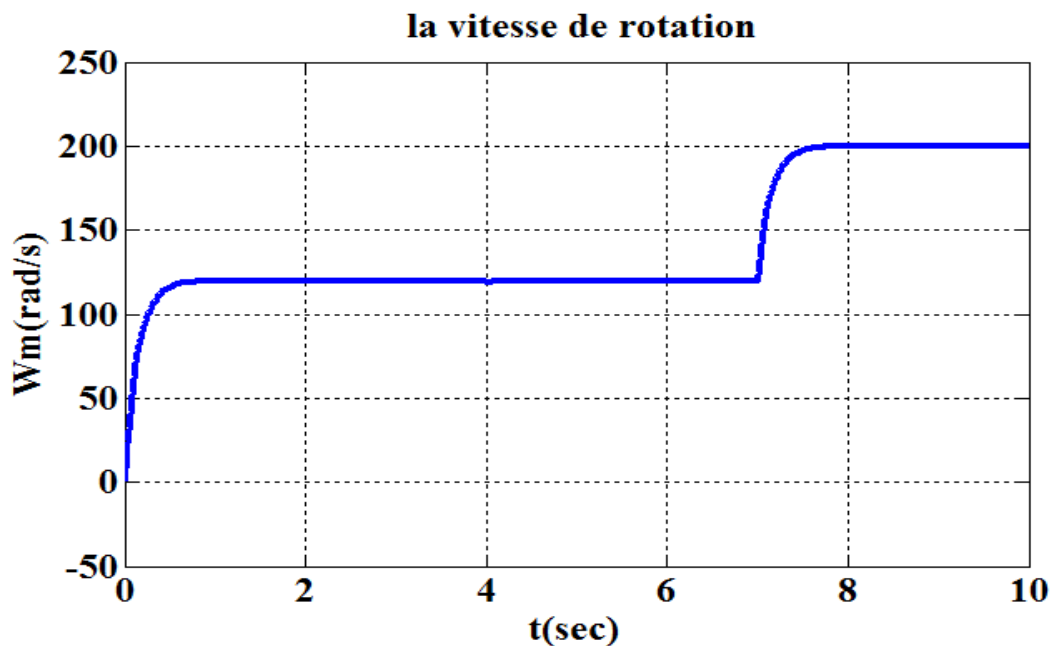


Figure II.10 : Vitesse de rotation.

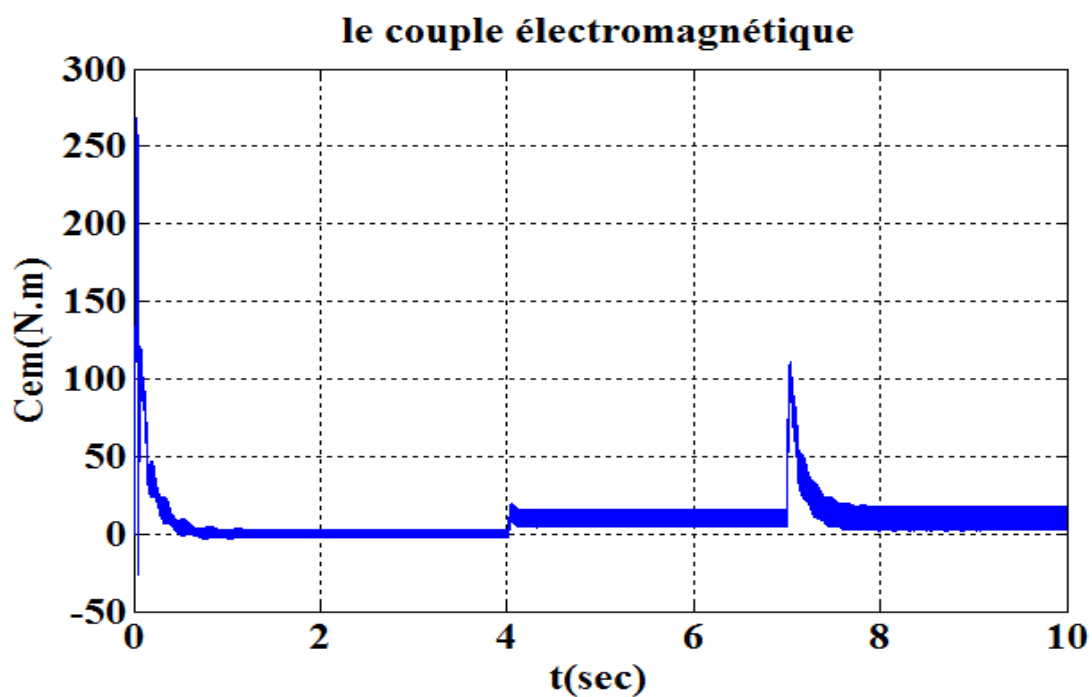


Figure II.11: Couple électromagnétique.

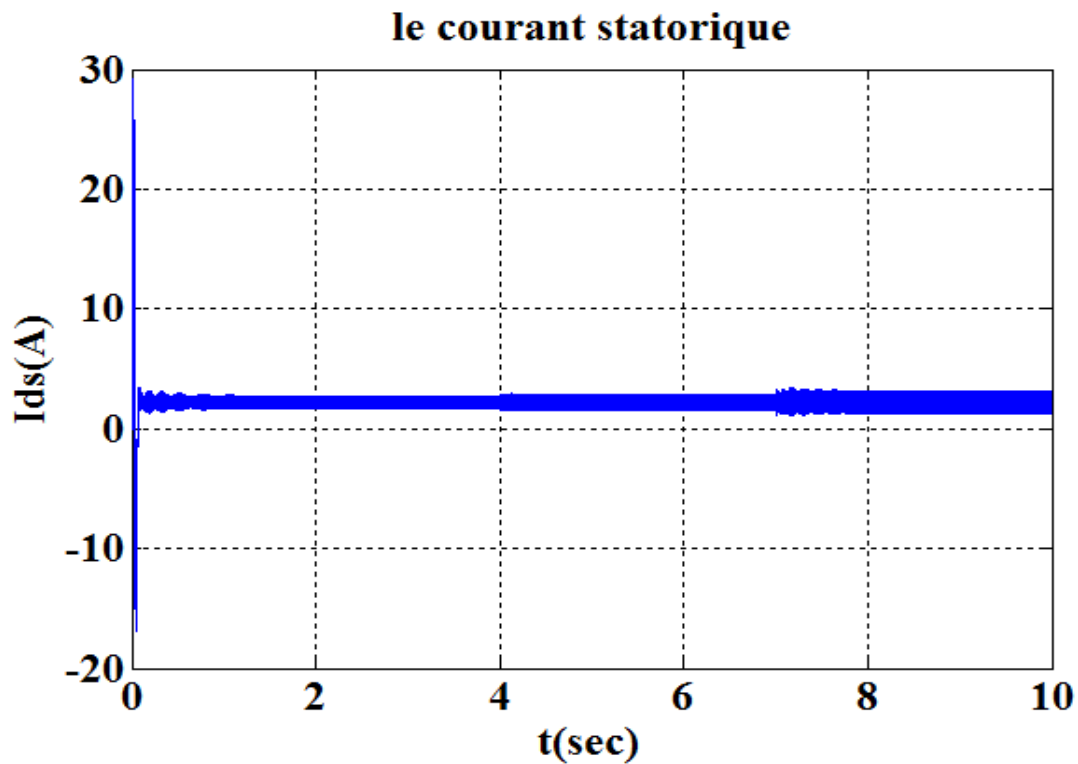


Figure II.12: Courante statorique (i_{ds}).

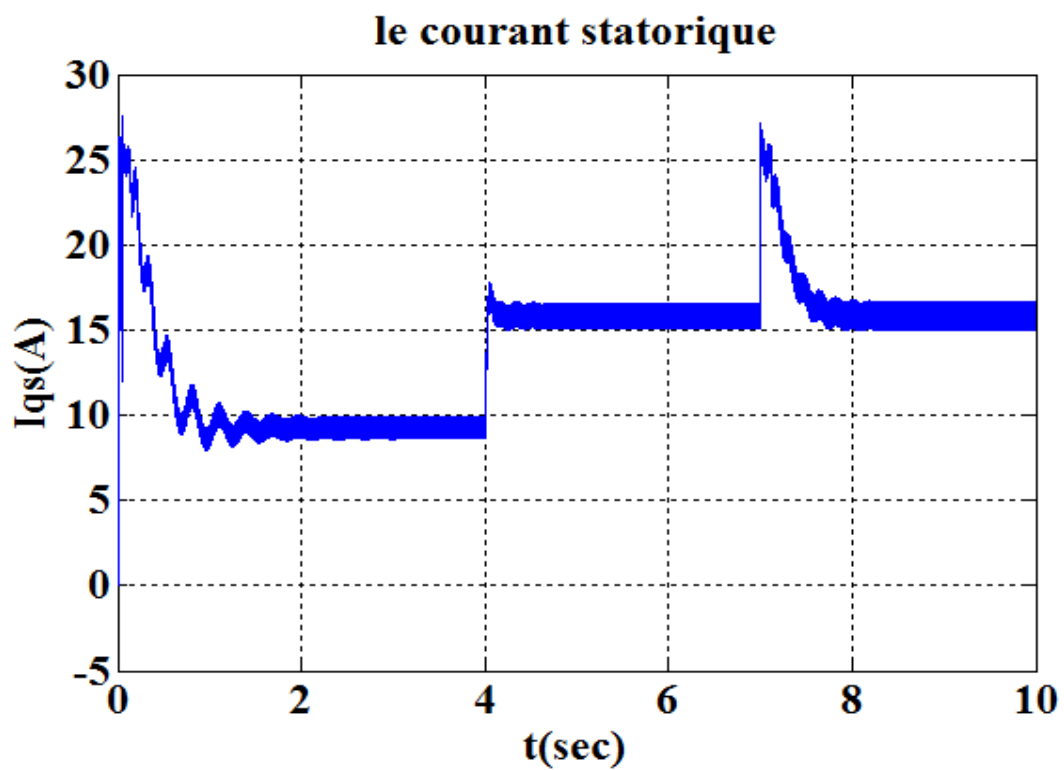


Figure II.13: Courante statorique (i_{qs}).

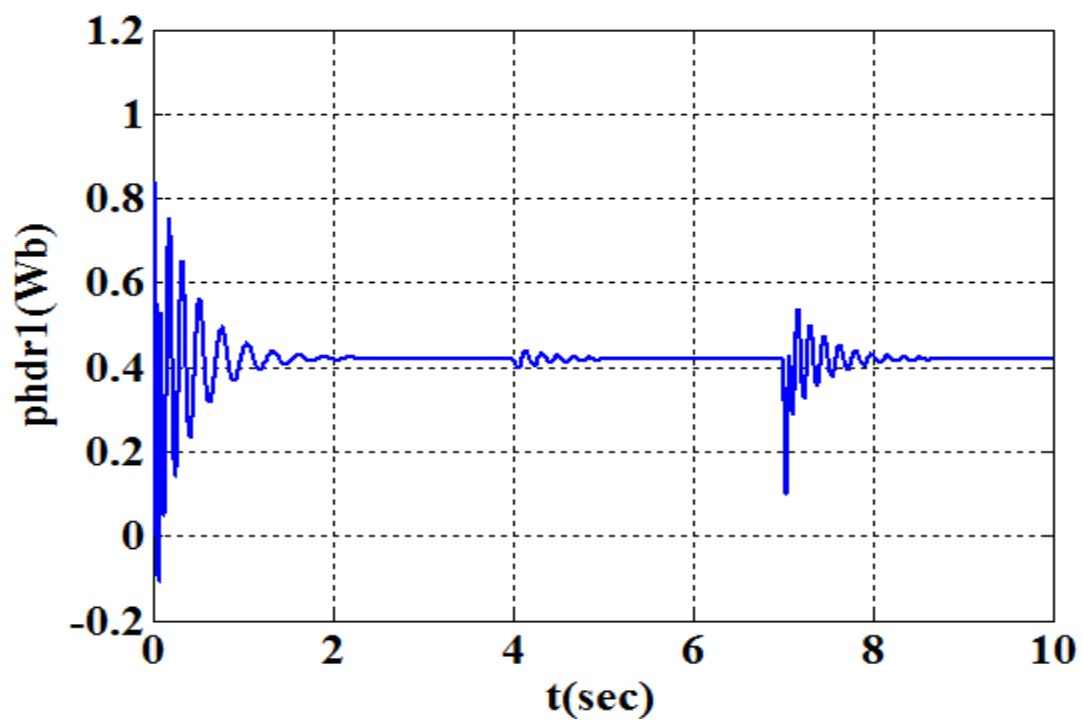


Figure II.14: Flux directe de rotor 1.

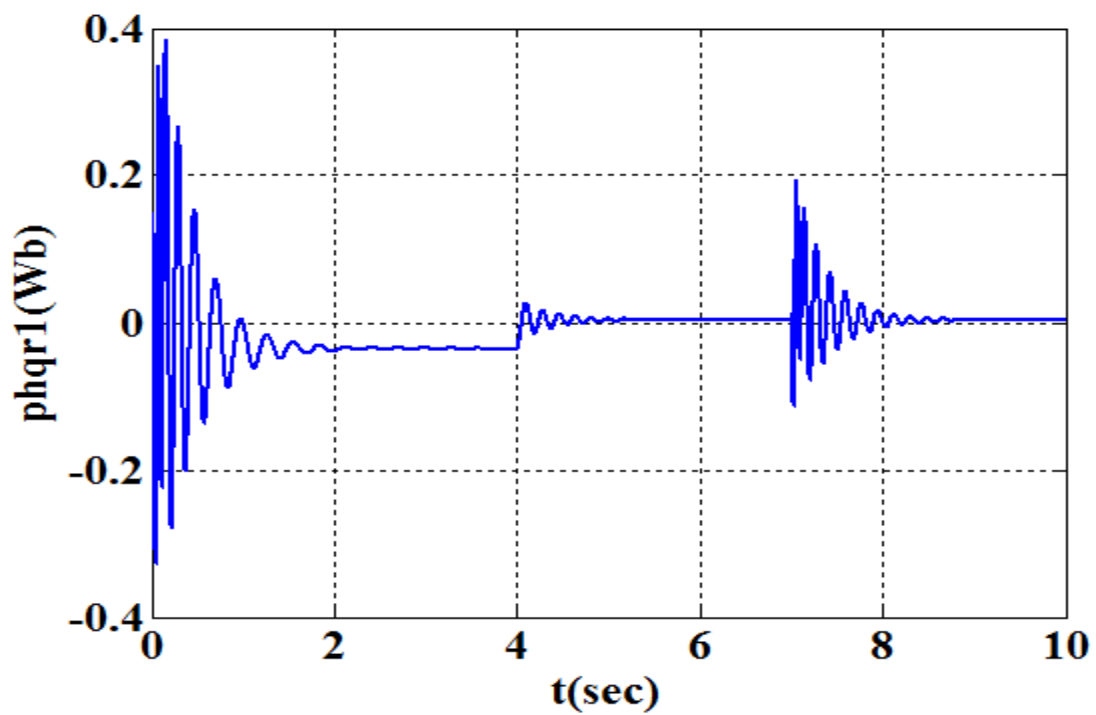


Figure II.15: Flux quadrature de rotor 1.

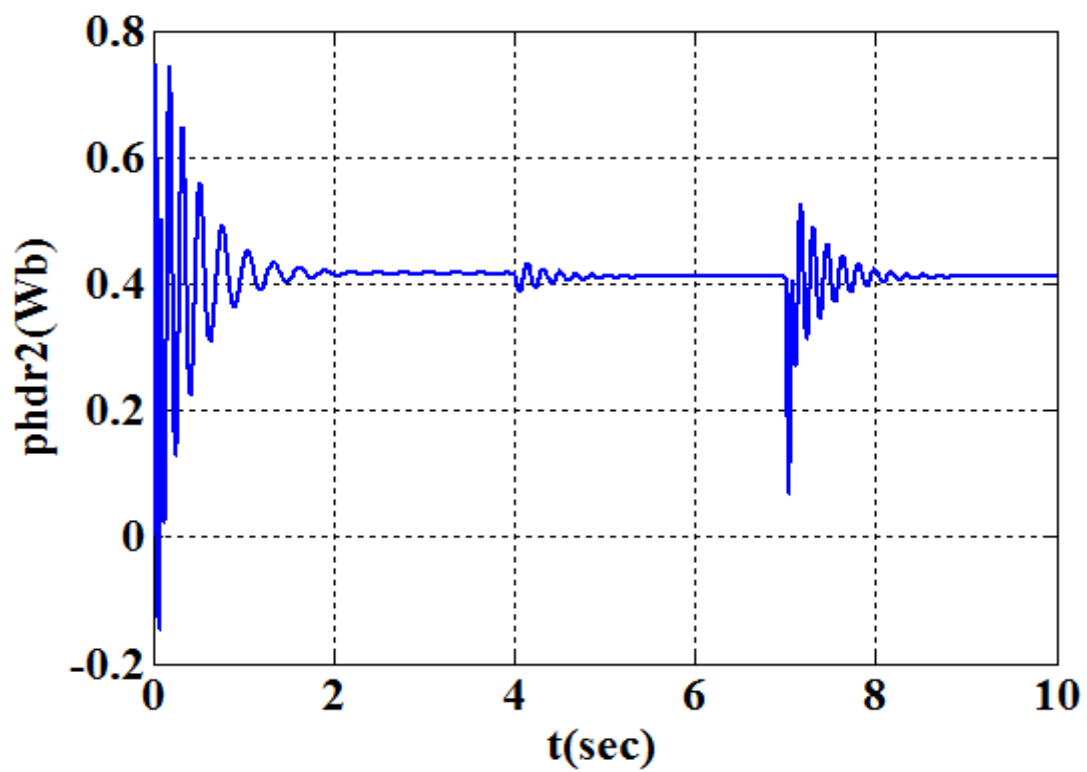


Figure II.16:Flux directe de rotor 2.

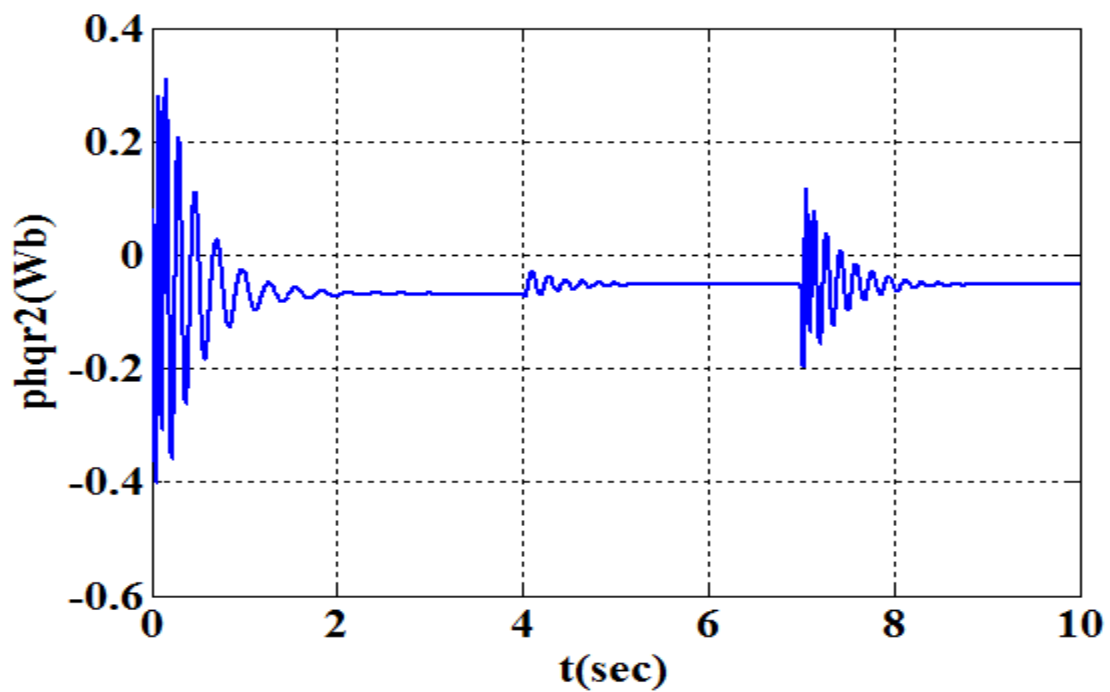


Figure II.17:Flux quadrature de rotor 2.

II.9. interprétation des résultats

La machine commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique, est mise en évidence par simulation numérique sous environnement MATLAB/ SIMULINK. Pour évaluer les performances de réglage, nous avons simulé un démarrage à vide (vitesse consigne $w_{ref} = 130$ rad/s) suivi par une application d'une charge ($C_r = 10$ N.m) aux instants $t = 4$ s. Puis une application d'un changement de consigne à l'instant $t = 7$ s ($w_{ref} = 150$ rad/s).

Les résultats nous montrent clairement que la vitesse suit sa valeur de référence avec un dépassement et un bon rejet des perturbations. En plus, le courant est maintenu à sa valeur admissible. la courbe présente des oscillation puis stabilise à sa valeur de référence. Le courant statorique (i_{sq}) suit la variation de la charge (image de couple) et le courant statorique (i_{sd}) constant à sa valeur nominale avant et à prés l'application de charge. Le couple au premier moment de démarrage, puis atteinte la valeur de couple résistant en suite un pic qui due au changement de valeur de vitesse (150rd/s)

On peut remarquer que les composantes du flux rotoriques (i_{dr1} , i_{qr1}) et (i_{dr2} , i_{qr2}) présentent un découplage et un bon contrôle du flux

II.10. 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 permettre de piloter le moteur asynchrone de façon analogue à une machine à courant continu.

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

Mais l'inconvénient de régulation par cette méthode est due à la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine ; Cette dernière qui nous permettront d'avoir proposé une technique de contrôle robuste de type polynomial (RST) aux variations paramétriques du moteur et fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

Commande Robuste RST de la Machine

Asynchrone double cage

III.1 INTRODUCTION

Avec l'avènement des calculateurs numériques l'utilisation de commandes plus évoluées tel que les commandes optimales, adaptatives, prédictives a été possible. [20]

Un régulateur doit satisfaire aux objectifs généraux de la régulation ainsi qu'aux contraintes liées au rejet des perturbations. Dans le cas d'un régulateur PI , et à cause du manque de degré de liberté que nous impose ce dernier, seule la poursuite des références pour un point de fonctionnement fixe pourra être envisagée.

En effet, un régulateur PI ne peut pas assurer, avec les seuls paramètres de correction K_p et K_i , les objectifs de régulation en boucle fermée pour un système à l'origine d'ordre supérieur à un [21]. Par conséquent, pour résoudre les problèmes de robustesse de la commande vectorielle de la machine asynchrone double cage (variation paramétrique), il est souhaitable d'aborder des régulateurs plus avancés, dont le nombre de paramètres est déterminé en fonction de l'ordre du système d'origine (machine double étoile ou double alimentée, double cage).

Dans ce chapitre, nous chercherons à répondre aux contraintes de poursuite et de régulation de la *machine asynchrone à rotor double cage (MASDC)*. Les objectifs que nous chercherons à atteindre concerneront la robustesse en termes de stabilité et de performance. Dans le cas où les paramètres du système d'origine sont modifiés, la robustesse en termes de stabilité permet de conserver la stabilité du système en boucle fermée, et la robustesse en termes de performances se mesure au niveau de la rapidité et de la précision de poursuite des références.

Dans cette partie, nous présentons la structure de régulation RST en continu, dans laquelle les objectifs de poursuite et de régulation seront examinés à travers des tests de robustesse.

III.2 STRUCTURE DU REGULATEUR RST

III.2.1 Principe du régulateur

Le Régulateur RST est composé de trois polynômes $R(s)$, $S(s)$ et $T(s)$ définis de manière à atteindre les objectifs de régulation. La boucle de régulation représentant ce régulateur peut être décrite par la figure (III.01) [22] :

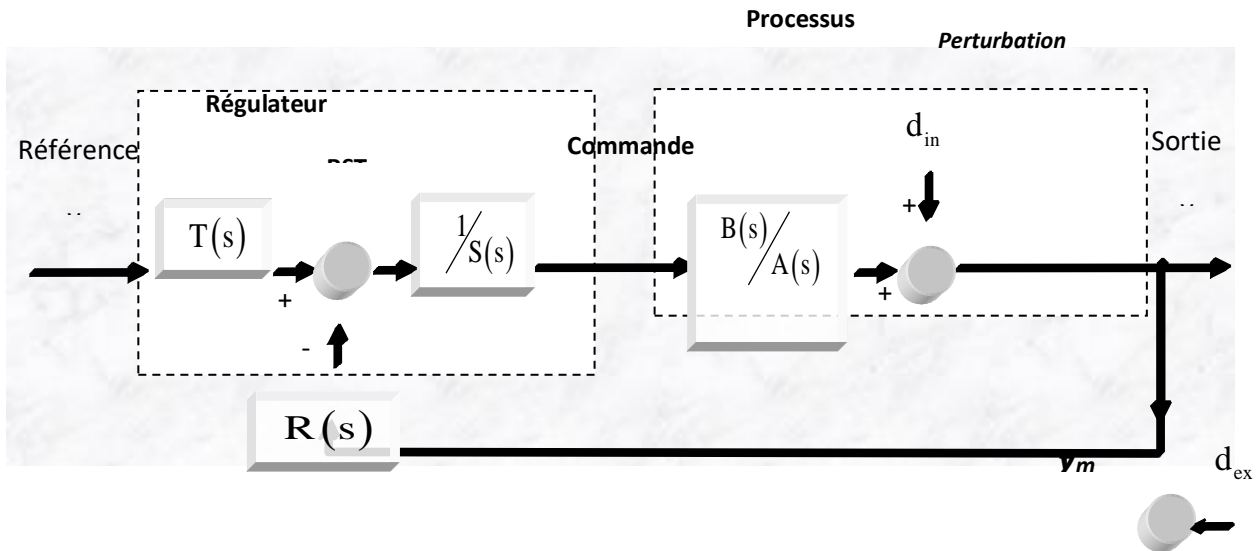


Figure (III.01) Représentation générale du régulateur RST

Le processus regroupe le système d'origine avec les perturbations internes d_{in} alors que d_{ex} représente les perturbations externes (bruit). Il s'agit d'une structure formelle car on ne peut réaliser les transferts tels que $T(s)$ et $R(s)$ soit des polynômes et donc des fonctions de transfert impropres. Cependant les fonctions rationnelles $\frac{R(s)}{S(s)}$ et $\frac{T(s)}{S(s)}$ sont propres, c'est-à-dire que le degré de leur numérateur n'excède pas le degré de leur dénominateur. La sortie $y(s)$ vérifie l'équation suivante :

$$y(s) = \frac{B(s)}{A(s)}u(s) + d_{in}(s) \tag{III.01}$$

L'objectif de réglage consiste à annuler l'erreur de poursuite :

$$e(s) = y_c(s) - y(s) \tag{III.02}$$

En réalité, la sortie $y(s)$ est mesurée par un capteur et elle est entachée d'un bruit de mesure b ; on a donc :

$$y_m(s) = y(s) + d_{ex}(s) \tag{III.03}$$

III.2.2 Principe de calcul de régulateur RST

Etant donné un procédé définie par sa fonction de transfert, pour réaliser la synthèse d'un compensateur afin de rendre la sortie $y(s)$ la plus proche possible d'une référence donnée pour une certaine classe de consignes c et de perturbation d , on adopte la procédure suivant [20] :

D'après (III.01), (III.02), (III.03), on a :

$$\begin{aligned}
 S(s)u(s) &= -R(s)y_m(s) + T(s)y_c(s) \\
 &= -R(s)(y(s) + d_{ex}(s)) + T(s)y_c(s) \\
 \Rightarrow T(s)y_c(s) &= S(s) \left(\frac{A(s).y(s) - A(s).d_{in}(s)}{B(s)} \right) + R(s)(y(s) + d_{ex}(s)) \quad (III.04) \\
 B(s)T(s)y_c(s) &= (A(s)S(s) + B(s)R(s))y(s) + R(s)B(s)d_{ex}(s) - A(s)S(s)d_{in}(s)
 \end{aligned}$$

D'où la fonction de transfert en boucle fermée :

$$y(s) = \frac{(T.B)(s)}{(A.S + B.R)(s)} y_c(s) + \frac{(A.S)(s)}{(A.S + B.R)(s)} d_{in}(s) - \frac{(B.R)(s)}{(A.S + B.R)(s)} d_{ex}(s) \quad (III.05)$$

Où :

- $\frac{(A.S)(s)}{(A.S + B.R)(s)}$: Fonction de transfert en BO,
- $\frac{(T.B)(s)}{(A.S + B.R)(s)}$: Fonction de transfert en liant d_{in} a y ,
- $\frac{(B.R)(s)}{(A.S + B.R)(s)}$: Fonction de transfert en liant d_{ex} a y ,

Pour calculer les polynômes S et R on adopte le principe du placement de pôles. Cela consiste à spécifier un polynôme de stabilité arbitraire $P_c(s)$ et à calculer les polynômes $S(s)$ et $R(s)$ de sorte que l'on ait :

$$P_c(s) = A(s).S(s) + B(s).R(s) \quad (III.06)$$

Cette équation est dite équation Diophantine, ou équation de Bézout. Si la référence $y_c(s)$ et les perturbations internes $d_{in}(s)$ soient de types constants. D'après l'équation (III.01), la fonction de transfert

$(y/d_{in})(s)$ sera nulle en régime permanent si nous imposons $S(0)=0$, $S(s)$ doit alors être représenté comme suit :

$$S(s) = s.S'(s) \tag{III.07}$$

Pour garantir un gain statique unitaire de la fonction de transfert en poursuite $(y/y_c)(s)$, l'équation (III.05) montre qu'il suffit maintenant de choisir un polynôme $T(s)$ qui vérifie la contrainte $T(0)=R(0)$. On peut remarquer que le polynôme T intervient uniquement dans le transfert consigne- sortie. Il permet de spécifier le comportement du transfert en poursuite :

$$\frac{y(s)}{y_c(s)} = \frac{B(s)T(s)}{P_c(s)} \tag{III.08}$$

En d'autres termes, T peut contenir une partie de la dynamique $P_c(s)$, à cette condition, il est utile de

remarquer aussi que le transfert $\frac{T(s)}{R(s)}$ doit être propre.

III.2.3 Résolution de l'équation de Bezout

Il convient d'abord d'analyser les degrés des polynômes du régulateur RST . Le système d'origine $(B(s)/A(s))$ et le régulateur $(R(s)/S(s))$ étant propres, le degré de $P_c(s)$ est déterminé par celui du produit $(A(s).S(s))$, ce qui implique donc) [22]:

$$\text{deg}(P_c) = \text{deg}(A) + \text{deg}(S) \tag{III.09}$$

L'égalité des coefficients des polynômes de $P_c(s)$ dans chacun des deux membres de l'équation (III.04) se traduira par un système d'équations linéaires, en nombre égal à $(\text{deg}(P_c)+1)$. Pour que ce système ait une solution, quels que soient les coefficients du polynôme $P_c(s)$, il faut que le régulateur présent au moins autant de degrés de liberté que d'équations. Or, nous disposons de :

- ✚ $\text{deg}(R(s)) + 1$ coefficients pour $R(s)$,
- ✚ $\text{Deg}(S(s))$ coefficients pour $S(s)$, car $S(0) = 0$.

D'où :

$$\text{✚ } \text{deg}(R(s)) + \text{deg}(S(s)) + 1 \geq \text{deg}(P_c(s)) + 1 = \text{deg}(A(s)) + \text{deg}(S(s)) + 1 \tag{III.10}$$

On peut en déduire l'inégalité :

$$\text{✚ } \text{deg}(R(s)) \geq \text{deg}(A(s)) \tag{III.11}$$

Afin que la solution soit unique et pour un régulateur propre ($\deg(S(s)) = \deg(R(s))$), nous aurons finalement :

$$\begin{aligned} \deg(S(s)) &= \deg(A(s)) = n \\ \deg(R(s)) &= \deg(A(s)) = n \\ \deg(P_c(s)) &= 2\deg(A(s)) \end{aligned} \tag{III.12}$$

Pour un régulateur strictement propre ($\deg(S(s)) = \deg(R(s)) + 1$), nous aurons :

$$\begin{aligned} \deg(S(s)) &= \deg(A(s)) + 1 = n + 1 \\ \deg(R(s)) &= \deg(A(s)) = n \\ \deg(P_c(s)) &= 2\deg(A(s)) + 1 \end{aligned} \tag{III.13}$$

Selon le degré choisi du polynôme $S(s)$, nous pouvons alors développer le système linéaire résultant de l'équation de *Bezout* soit :

$$\begin{aligned} A(s) &= s^n + a_1s^{n-1} + \dots + a_n \\ B(s) &= b_0s^n + b_1s^{n-1} + \dots + b_n \\ R(s) &= r_0s^n + r_1s^{n-1} + \dots + r_n \\ S(s) &= s_0s^{n+1} + s_1s^n + \dots + s_ns \\ P_c(s) &= p_0s^{2n+1} + p_1s^{2n} + \dots + p_{2n+1} \end{aligned} \tag{III.14}$$

Alors, l'identité selon les puissances décroissantes de (s) , se traduit par le système linéaire suivant, dit système de Sylvester :

$$\begin{bmatrix}
 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\
 a_1 & 1 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & b_1 & \dots & \dots \\
 \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\
 a_n & \dots & \dots & 1 & \dots & \dots & 0 \\
 0 & \dots & \dots & a_1 & b_n & \dots & 0 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & b_1 \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 0 & 0 & \dots & a_n & \dots & 0 & \dots \\
 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & b_n
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 s_0 \\
 s_1 \\
 \dots \\
 s_n \\
 r_0 \\
 \dots \\
 r_n
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 p_0 \\
 p_1 \\
 \dots \\
 p_n \\
 p_{n+1} \\
 \dots \\
 p_{2n+1}
 \end{bmatrix}
 \tag{III.15}$$

Cette matrice étant une matrice carrée, ce système possède génériquement une solution et une seule.

III.2.4 Stratégie de placement de pôles robuste

Pour réaliser un compromis entre les performances et la robustesse, le polynôme $P_c(s)$ va être factorisé en $P_c(s) = P_d(s).P_f(s)$ où $P_c(s)$ est de degré n . Cela permet de répartir les modes en boucle fermée en pôles de filtrage (zéros de $P_f(s)$) et pôles de commande (poursuite) (zéros de $P_d(s)$). Dans l'objectif de réaliser cette factorisation, deux paramètres de synthèse sont employés)[23][25]:

- ✚ Un horizon de commande : T_c
- ✚ Un horizon de filtrage : T_f

a) *Horizon de commande « T_c » :*

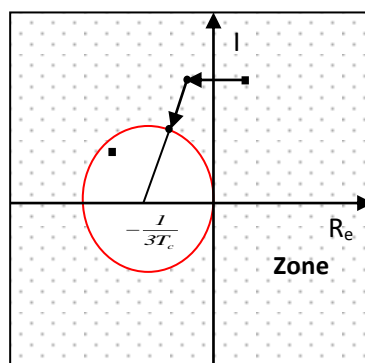


Figure (III.02) Placement des pôles de l'horizon de commande

Le placement des pôles de l'horizon de commande est basé sur **les zéros** de $B(s)$. La stratégie de placement est illustrée par la figure (III.02) et consiste à localiser tous les pôles sur le cercle, en effectuant dans l'ordre, comme le montre figure (III.02), les opérations suivantes :

- 1) Transformation des zéros
- 2) instables en zéros stables par rapport à l'axe imaginaire de symétrie ;
- 3) Si les pôles sont à l'extérieur du cercle, ils doivent être déplacés vers le cercle. Les pôles finaux sont situés sur le cercle et la ligne allant du centre du cercle aux pôles le plus stable $\left(-\frac{1}{3T_c}\right)$.

Horizon de filtrage « T_f » :

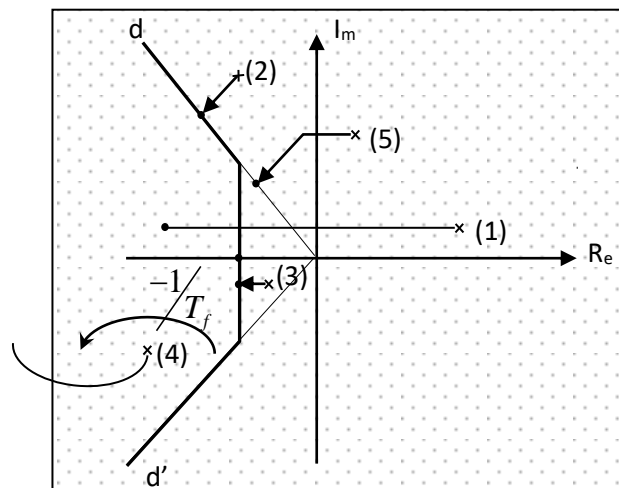


Figure (III.03) Placement des pôles de l'horizon de filtrage

Le placement des pôles de l'horizon de filtrage utilise **les pôles** de $A(s)$. La stratégie est montrée par la figure (III.03) et effectue les opérations suivantes :

- 1) Les pôles instables de $A(s)$ sont remplacés par leurs symétriques par rapport à l'axe imaginaire,
- 2) Les pôles complexes peu amortis sont ramenés à l'amortissement spécifié,
- 3) Les pôles trop lents (à droite de la verticale d'abscisse $(-1/T_f)$) sont ramenés sur cette verticale,
- 4) Les pôles restants demeurent inchangés.

Nous reconstituons alors le polynôme $P_d(s)$ à partir des nouveaux zéros obtenus. Les zéros du polynôme $P_f(s)$ se déduisent à partir du paramètre de synthèse spécifié T_f , selon la même procédure que pour $P_d(s)$.

Pour un régulateur strictement propre, un pôle nul ($s=0$) s'ajoute aux zéros de $A(s)$ et les $n+1$ zéros de $P_f(s)$ se déduisent dans ce cas de ceux de $s.A(s)$ suivant toujours la même procédure.

L'angle du secteur, défini par les droites d et d' , dans la figure(III.02) fixe l'amortissement des pôles placés. Dans ce travail, un secteur de (90°) est choisi pour fixer l'amortissement des pôles placés à $0,707$.

Nous pouvons associer à T_c et T_f un certain nombre de règles simples que nous allons énumérer :

- ✚ Si le temps de réponse en asservissement est trop grand, diminué T_c ,
- ✚ Pour augmenter la robustesse et la marge de stabilité, augmenter T_c ou T_f ou les deux,
- ✚ Nous avons souvent intérêt à déstabiliser les horizons T_c et T_f pour accroître la robustesse,
- ✚ Si la commande est trop sensible aux bruits des capteurs, augmenter T_f ,
- ✚ Si la commande est très sollicitée en mode asservissement, augmenter T_c , ou prévoir un pré-filtrage adoucisseur de la référence.



III.4 Régulation de la vitesse de type RST

Dans une régulation polynomiale, avec un régulateur **RST** appliquée sur la vitesse, et en considérant le couple de charge comme perturbation, le schéma bloc simplifié du système de contrôle est représenté par la figure (III.04) :

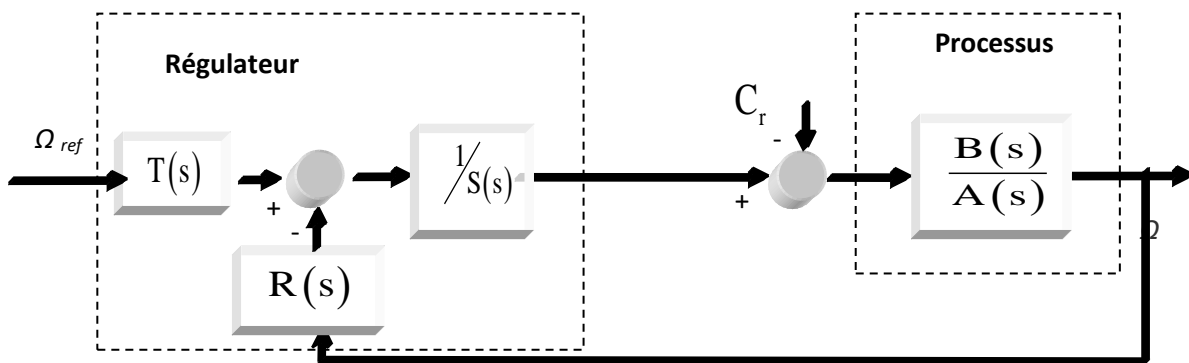


Figure (III.04) Bloc de régulation de vitesse en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle ouverte du système à réguler est :

$$FTBO = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{1}{Js + f} \tag{III.37}$$

Avec R, S et T sont les polynômes constituant le contrôleur. Dans notre cas, nous avons [Pot-02]:

$$A(s) = Js + f \text{ et } B(s) = 1 \tag{III.38}$$

Le pôle du système est : $s = -\frac{f}{J}$

La fonction de transfert de système à réguler est :

$$\Omega = \frac{T(s)B(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)} \Omega_{ref} + \frac{B(s)S(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)} C_r \tag{III.39}$$

Par l'application de la procédure de calcul des régulateurs on obtient :

$$P_c(s) = A(s)S(s) + B(s)R(s) = P_d(s)P_f(s)$$

Les polynômes de S(s) et R(s) sont calculés de manière à obtenir le polynôme caractéristique P_c(s) voulu. Le choix des pôles de la boucle fermée doit tenir compte de la robustesse.

Il y a deux conditions à satisfaire :

- Rejet de la perturbation : D'après l'équation III.39, la fonction de transfert $\frac{\Omega}{C_r}$ sera nulle en régime permanent si nous imposons la contrainte S(0)=0,

- Suivi de la consigne : Pour garantir que le gain statique de la fonction $\frac{\Omega}{\Omega_{ref}}$ soit égal à

1, l'équation III.39 montre qu'il suffit de choisir un polynôme T(s) qui vérifie T(0)=R(0).

Nous allons présenter dans cette partie une application concrète pour le calcul de notre système.

P_d(s) est le polynôme de commande et le P_f(s) est le polynôme de filtrage.

Les degrés des polynômes sont donnés par :

$$\begin{aligned}
 \deg(P_c(s)) &= 2n + 1 \\
 \deg(S(s)) &= \deg(A(s)) + 1 \\
 \deg(R(s)) &= \deg(A(s))
 \end{aligned}
 \tag{III.40}$$

On aura :

$$\begin{cases}
 A = a_0s + a_1; & ; R(s) = r_0s + r_1 \\
 B = b_1; & ; S(s) = s_0s^2 + s_1s \\
 P_c(s) = p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s + p_0
 \end{cases}
 \tag{III.41}$$

Pour trouver les coefficients des polynômes R et S, la méthode de placement des pôles robuste est adoptée avec T_c comme *horizon de commande* et le T_f *horizon de filtrage*. Nous avons [24]:

$$p_d = -\frac{1}{T_c} \text{ et } p_f = -\frac{1}{T_f}
 \tag{III.42}$$

Avec :

p_c :est le pole de $P_d(s)$;

p_f : est le double pôle de $P_f(s)$.

Le pole p_c doit être choisi tel que la dynamique du processus soit plus simple ; il est généralement choisi trois à cinq fois plus grand que le pôle de p_a .

Le pole p_f et généralement choisie trois fois plus petit que p_c . Dans notre cas :

$$s = -\frac{f}{J}$$

D'où

$$T_c = \frac{1}{3}T_f = -\frac{1}{3p_a} = -\frac{J}{3f}
 \tag{III.43}$$

Les perturbations sont généralement considérées comme constante. C_r peut être modélisé par une entrée échelon. Pour obtenir de bons rejets de perturbation, le théorème de la limite de la valeur finale indique que

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{B(s)S(s)}{A(s)S(s) + B(s)R(s)} = 0 \tag{III.44}$$

Pour obtenir une bonne stabilité en régime permanent, nous devons avoir $P_c(0) \neq 0$ et respecter la relation (III.19) L'équation de Bezout mène à quatre équations avec quatre inconnues où les coefficients de P_c sont liés aux coefficients de polynômes R et S par la matrice de Sylvester :

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \\ p_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & a_0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & b_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ r_0 \\ r_1 \end{bmatrix} \tag{III.45}$$

Les coefficients $P_c(s)$ sont déterminés à partir des pôles choisis. La stratégie de placement des pôles est détaillée dans la première partie de chapitre. Les nouveaux pôles pour le système $A(s)$ sont représentés sur la figure III.05.

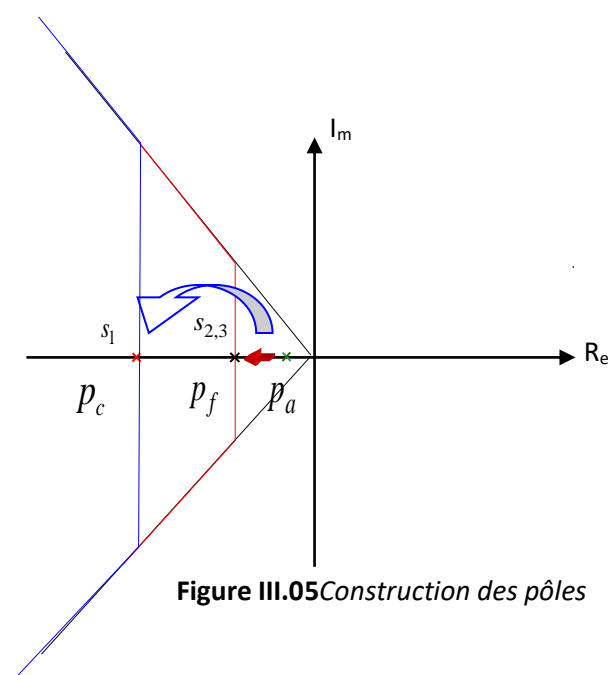


Figure III.05 Construction des pôles

Nous construisons le polynôme $P(s)$ à partir du nouveau pôle obtenu (s_1). Les deux pôles de $F(s)$ sont déduits de ceux de $s.A(s)$, à partir des paramètres de synthèse spécifiés $p_f (s_2, s_3)$.

Une étude paramétrique a été réalisée dans l'objectif d'obtenir les coefficients du polynôme

$P_c(s)$:

$$P_c(s) = P_d(s)P_f(s) = (s + p_d)(s + p_f)^2$$

$$P_c(s) = s^3 + (p_d + 2p_f)s^2 + (p_f^2s + 2p_dp_f)s + p_dp_f^2 \tag{III.46}$$

Ce qui nous amène au régulateur suivant

$$R(s) = 6.637s + 1.1237$$

$$S(s) = 0.9938s^2 + 0.2078s$$

$$T(0) = R(0) = 1.1237$$

III.5 RESULTATS DE SIMULATION

III.5.1 Tests de robustesse

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle vectoriel par un régulateur de type RST, on a simulé deux régimes transitoires relatifs à :

- Une inversion du sens de rotation,
- Une variation des paramètres.

On présentera dans cette partie les résultats de simulation de la commande vectorielle par régulateur RST.

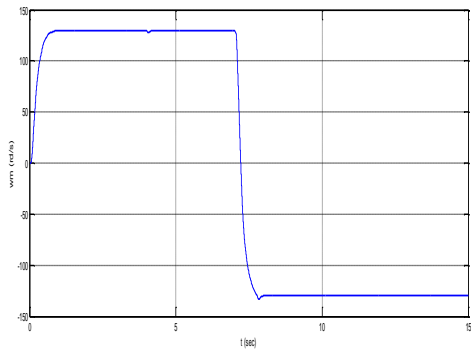
La figure (III.10) représente la vitesse et le couple de la machine (MASDC) dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale 146.5 rad/s . À l'instant $t=0.75s$ on applique un couple de 0.3 N.m

On constate que dans les deux commandes le couple répond instantanément, et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation et en douceur.

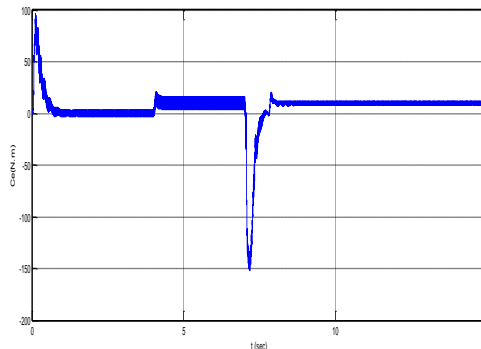
a) Test d'inversion du sens de rotation

La figure (III.6) représente la vitesse, le couple, le flux de la machine (MASDC) dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse nominale de 100 rd/s , suivi, à l'instant $t=1.5s$, d'une inversion de la vitesse de -100 rd/s

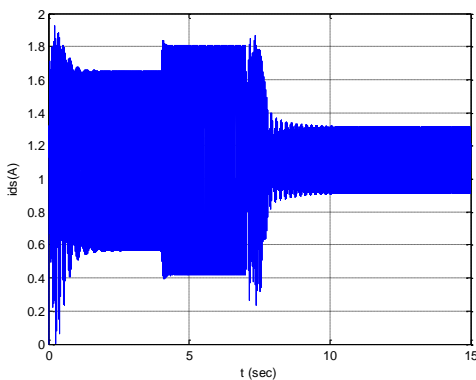
Les réponses obtenues montrent clairement que le régulateur RST répond mieux au niveau du couple et du courant i_{sd} , mais cette inversion a une légère influence sur la forme du flux (Ψ_{rq}).



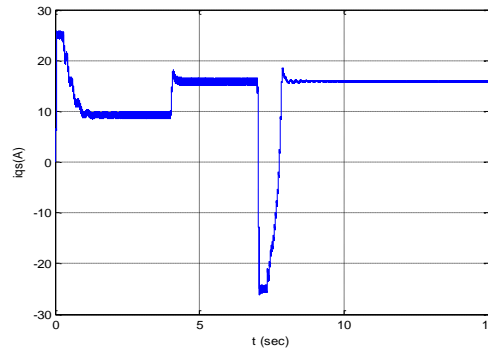
1) Réponses de vitesse



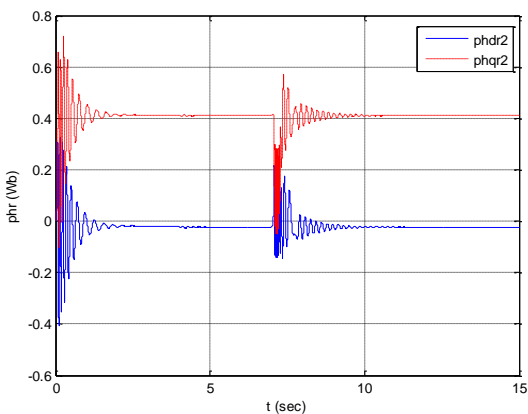
2) Réponses de couple



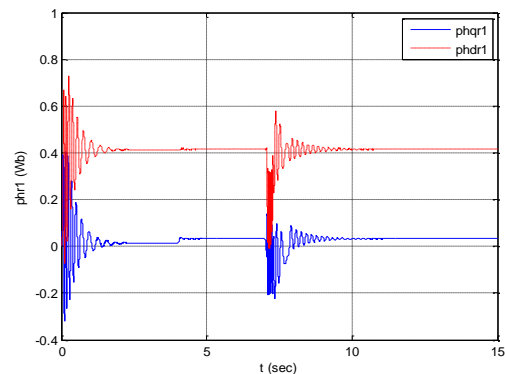
3) Réponses de courant (i_{sd})



4) Réponses de courant (i_{sq})



5) Réponses des flux ($\Psi_{dr1} - \Psi_{qr1}$)



6) Réponses des flux ($\Psi_{dr2} - \Psi_{qr2}$)

Figure (II.6) Test d'inversion du sens de rotation

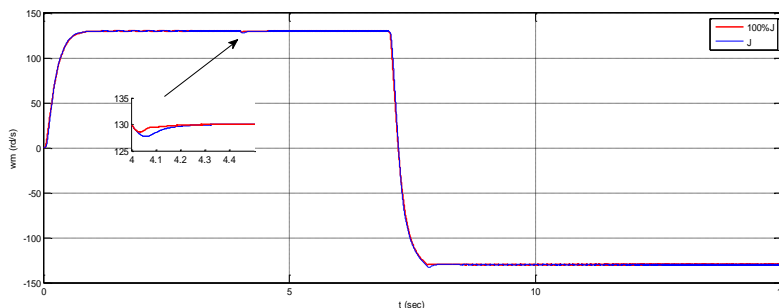
b) Test de variation paramétrique

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

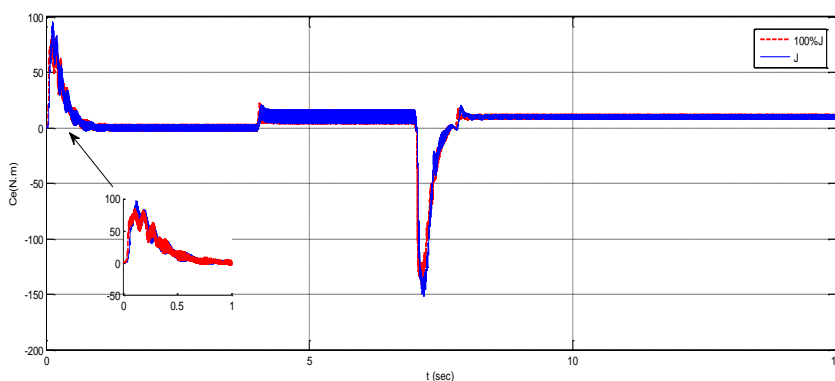
La figure (III.7) exposée les performances et la robustesse de cette commande lors de ces variations paramétriques.

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.

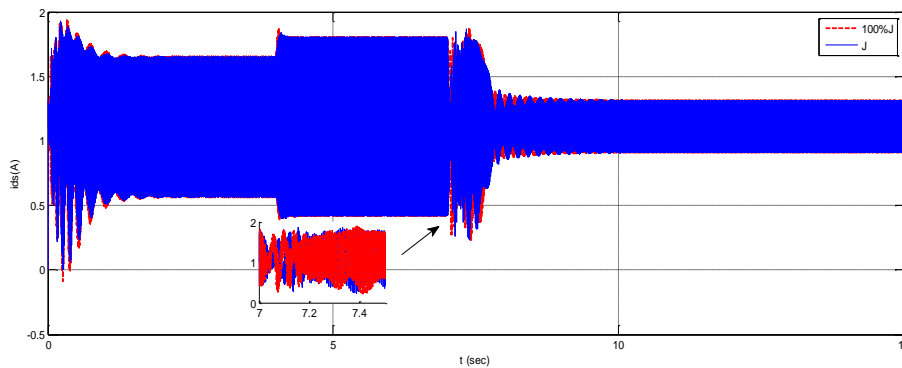
Ces résultats de simulation montrent la robustesse de la commande lorsque les paramètres de la machine subissent une variation.



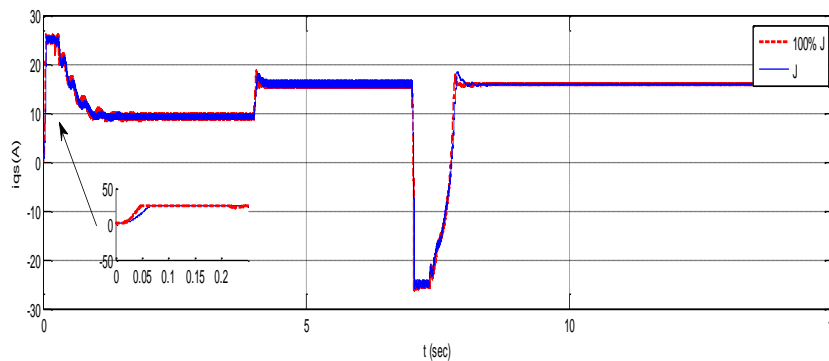
1) Réponses de la vitesse



2) Réponses du couple



3) Réponses de courant (i_{sd})



4) Réponses de courant (i_{sq})

Figure (II.07) Test de variation de moment l'inertie : 100%J

III.6 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre l'étude et l'application d'une structure de régulation RST. Cette technique de régulation présente l'avantage de la mise en œuvre très simple comparée aux autres techniques : «H infini, LQ ...ect» puisqu'elle repose sur un principe formel de manipulation de polynômes permettant de déboucher sur des fonctions de transfert faciles à traiter. Cependant, la régulation RST donne des résultats acceptables mais pas aussi performants .

Cette nouvelle technique de régulation « RST », 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 Générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande vectorielle avec régulateur de type RST de la machine asynchrone à double cage.

Dans le premier chapitre nous avons présenté le modèle triphasé de la machine asynchrone à double cage (MASDC). La complexité de ce modèle nous pousse à utiliser la transformation de Park. Cette transformation permet de formaliser le système triphasé en un système biphasé simplifié. Pour valider le modèle obtenu nous avons effectué une simulation numérique sous Matlab Simulink. Cette simulation nous permet de visualiser l'évolution de différentes caractéristiques de la machine asynchrone à double cage.

Ensuite nous avons donné les principes de bases de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à notre machine (MASDC) un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

L'utilisation d'un nouveau régulateur plus robuste et nécessaire, pour l'amélioration des performances de la commande. La synthèse du régulateur RST qui est basée sur la méthode de placement des pôles imposant en boucle fermée une réponse du même ordre. Cette synthèse a été détaillée dans le chapitre trois. Le contrôleur RST est théoriquement très efficace quand la vitesse change soudainement (Ce qui se produit fréquemment dans des systèmes de conversion d'énergie).

Notons que la commande robuste développée est basée sur un régulateur R-S-T de la boucle de la vitesse et une régulation fixe par un correcteur numérique P. I. des boucles de courants (i_{ds} , i_{qs}). Les performances statiques et dynamiques de ce type de contrôle sont illustrées par des résultats de simulation, expérimentaux à travers des tests de robustesse. On a montré que la commande vectorielle du moteur à induction devient plus stable et plus robuste. Ces tests de robustesse sont réalisés dans trois conditions de fonctionnement :

1. fonctionnement nominal avec charge.
2. Haute vitesse avec charge.
3. inversion du sens de rotation.

Finalement, nous recommandons la poursuite des recherches sur la commande RST , où plusieurs améliorations peuvent être apportées à ce travail, à savoir :

- L'augmentation de la puissance de la machine,
- Faire des calculs plus précis des régulateurs discret,
- Amélioration de la réponse par la prise en compte de l'effet du retard introduit par le convertisseur et les autres accessoires « tachy génératrice, les bobines de filtrage... ».

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}	0.45256	H
	L_{r2}	0.46056	H
Les mutuelles	$M1$	0.44977	H
	$M2$	0.44977	H
Résistance statorique	R_s	1.97	Ω
Résistance rotorique	R_{r1}	2.82	Ω
	R_{r2}	1.36	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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Références bibliographie

Références bibliographie

- [1] B, GUESMIA. B, MECHERI. «Commande Vectorielle à Flux Orienté de la Machine à Induction Sans Capteur de Vitesse», mémoire de Master, université mohamed boudiaf - m'sila 2009.
- [2] A, Salim. G, Smail, «Commande Vectorielle d'une Machine à Induction», thèse de Master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued 2018.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] P. Kundur, « *Power System Stability and Control* », McGraw-Hill, New York, 1994.
- [7] D , Djedjai. H, Hammi. « Etude et modélisation du moteur asynchrone à double cage », mémoire de Master, université kasdimerbah ouargla, 2016.
- [8] W, BOUDJTAT. A, HIMOURA. « Etude Et Simulation D'une Machine Asynchrone Alimentée Par Un Onduleur De Tension A Commande MLI », mémoire de Master, université badjimokhtar-annaba-JUIN 2017.
- [9] A, ZAOUAK. M, ELFODDA. « Commande Sans Capteur De vitesse De La Machine Asynchrone », thèse de Master Académique, université ahmed draïaadrar, 2018 .
- [10] R, TOUFOUTI. « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », thèse de doctorat, université mentour constantne, 2008.

- [11]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.
- [12] Th , MERZOUGUI. Kh , ABDELKEBIR «Commande d'une génératrice synchrone à aimant permanent (GSAP)»,mémoire de Master Académique, université mohamed boudiaf - m'sila2019.
- [13]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.
- [14]EL, BOUNADJA. «Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile», mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Hassiba Benbouali de Chlef2008.
- [15]H,BOURAS.«Contribution à la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone par l'observation du flux rotorique», mémoire de Master, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA2016.
- [16]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 poly technique le 27 décembre 2007.
- [17]Y ,Krim . «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.
- [18]MT, Cao.«Commande numérique de machines asynchrones par logique floue», thèse de Doctorat, université la valquébec, décembre 1997.
- [19] 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.
- [20] : T.Boutabba, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone par régulateur de vitesse RST »Mémoire de d'ingénieur, Batna 2004.

- [21] R .Lateb, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps application a la propulsion marine par Pod »Thèse de Doctorat, Université E.M.P d'ALGER, 19/10/2006 .
- [22] G. Grellet, G. Clarc, «Actionneur électriques (principe/modèle/commande) », Livre EdEyolles , 2000.
- [23] J.F. Yhuel, S. Siala, J.C. Le Claire « Current Fed Induction Machine »L.A.R.G.E. - "GE U",Saint Nazaire, France.
- [24]M. Bessakhi, M. Doucet, M. Gorse « Commande numérique en temps réel, analyse de diffèrent schéma de régulation » Cours Deuxième année GEA2004.
- [25] I.D. Landau « Identification et commande des systèmes »Hermès 1993.

Résumé

Résumé

Les machines électriques ont acquis un intérêt énorme de la part des chercheurs, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques.

D'autre part, il est possible de contrôler cette machine par des différentes techniques classiques et modernes. Parmi ces techniques, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle indirecte à flux orienté.

Ce travail présente une méthode de contrôle de la vitesse par un régulateur polynomial de type RST de la machine asynchrone à rotor double cage en utilisant la commande vectorielle indirecte à flux orienté.

Les résultats de la simulation obtenus de cette commande étudiée montrés une satisfaction aux performances atteintes par le système. Celles-ci sont traduites par la robustesse de la commande vis-à-vis des incertitudes paramétriques de la MASDC.

Mots clés: Machine asynchrone, double cage, Commande vectorielle indirecte, polynomial, RST. Vitessemécanique.

ملخص:

أخذت الآلات الكهربائية اهتماماً بالغاً من طرف الباحثين، لأن إيجابيتها تجلت في قدرتها على التكيف مع كافة البيئات و مردودها الفعال، متفوقة بذلك على الأجهزة الأخرى غير الكهربائية. ومن ناحية أخرى، قد أصبح بإمكاننا التحكم في هذه الآلة بطرق مختلفة قديمة وحديثة، من بين هذه الطرق اهتمامنا منصب على التحكم الشعاعي والتحكم الغير مباشر في العزم. و يقدم هذا العمل طريقة للتحكم في سرعة بواسطة منظم متعدد الحدود من نوع RST للآلة غير المتزامنة مع دوار القفص المزدوج و ذلك باستعمال التحكم الشعاعي الغير مباشر. أظهرت نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها الرضا عن الأداء الذي حققه النظام. وتم ترجمته من خلال مدى تحسن مستوي و فعالية التحكم و يتعلق الأمر بالتغيرات البارامترية الخاصة ب الآلة مزدوجة القفص MASDC.

. بحيث تم تصميم مقدرات السرعة والتي أثبتت قدرتها من خلال النتائج المتحصل عليها في المحاكاة على نحو كاف لتحل محل جهاز استشعار بحقل موجه. هذه الطريقة هدفها الحد من تكلفة التحكم من خلال القضاء على استشعار السرعة مع الحفاظ على أداء الديناميكي الجيد للآلة.

الكلمات الدالة: آلة غير متزامنة، قفص مزدوج، تحكم ناقل غير مباشر، مقدر، السرعة الميكانيكية،