

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Études de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et Technologies**

Filière : **Electrotechnique**

Spécialité : **Electrotechnique Industrielle**

Présenté par

BEN ZID NABIL

SEBARGOUD MOHAMED

Thème

Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande linéarisante entrée/sortie appliquées à un moteur asynchrone triphasé

Mémoire soutenu publiquement le 12 octobre 2024 devant le jury composé de :

Mr Azzouz MIOUAT

MAA, UMMTO, Président

Mme Malika LOUANCHI

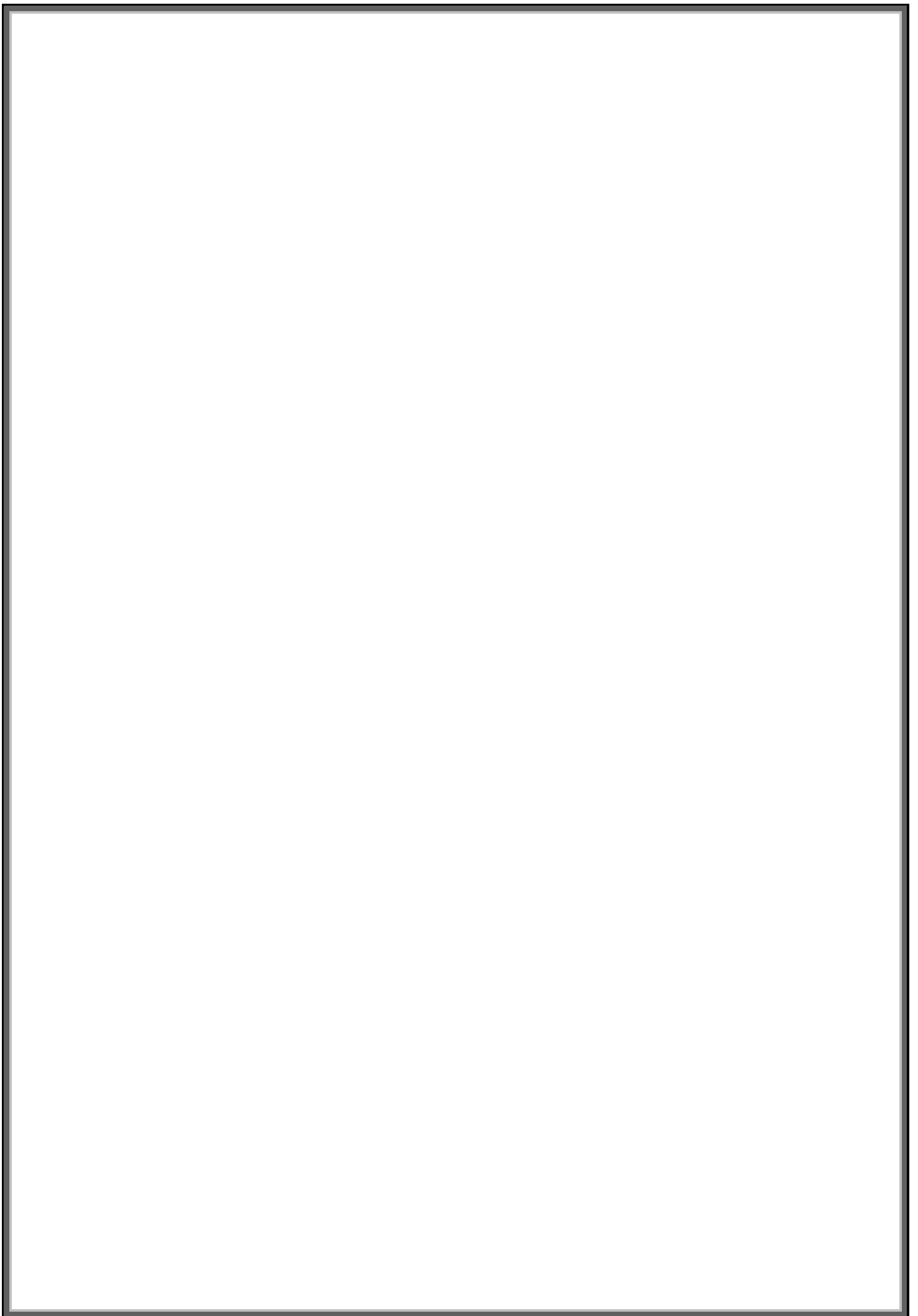
MAA, UMMTO, Promotrice

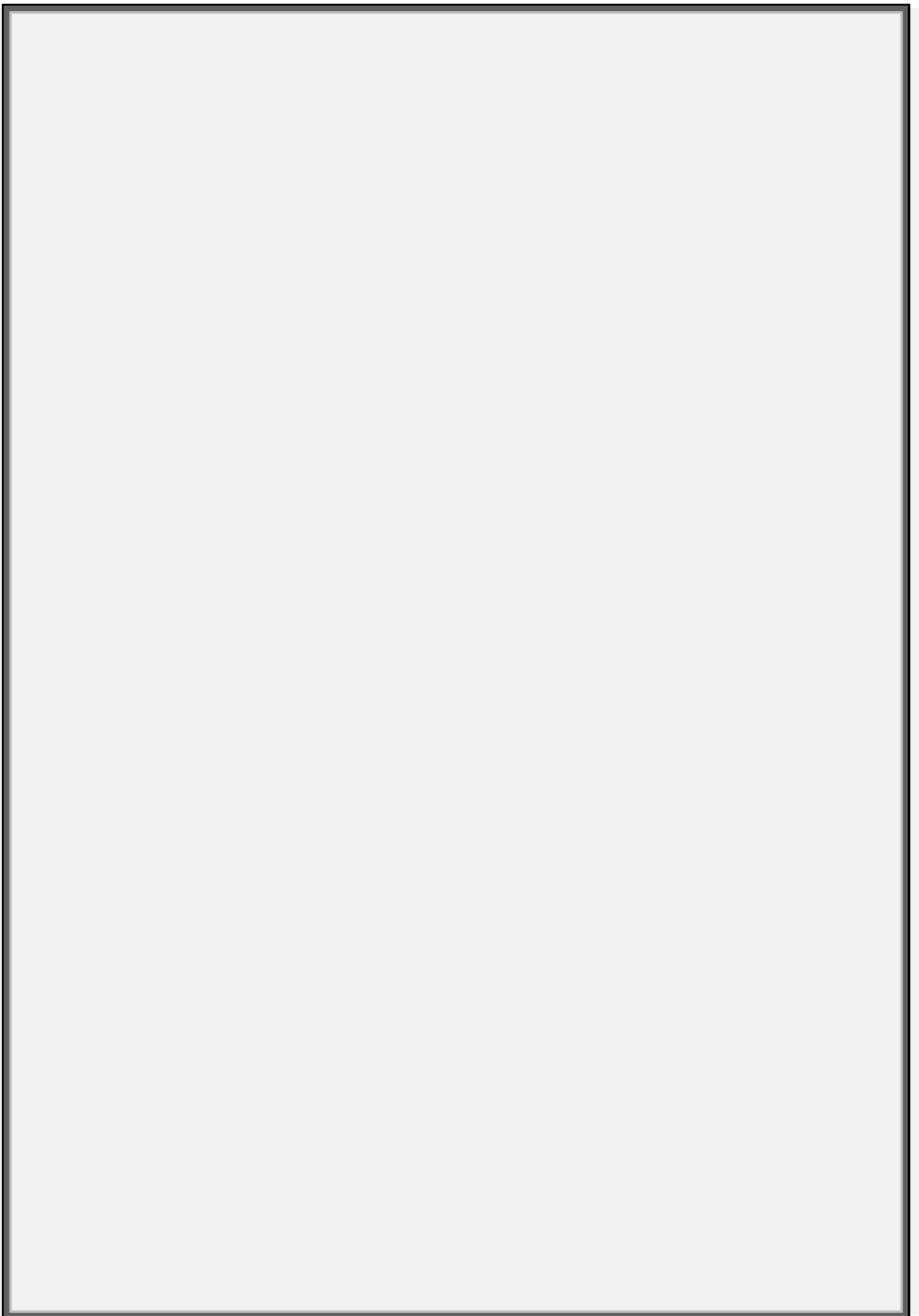
Mme Hassina ABDELLAOUI

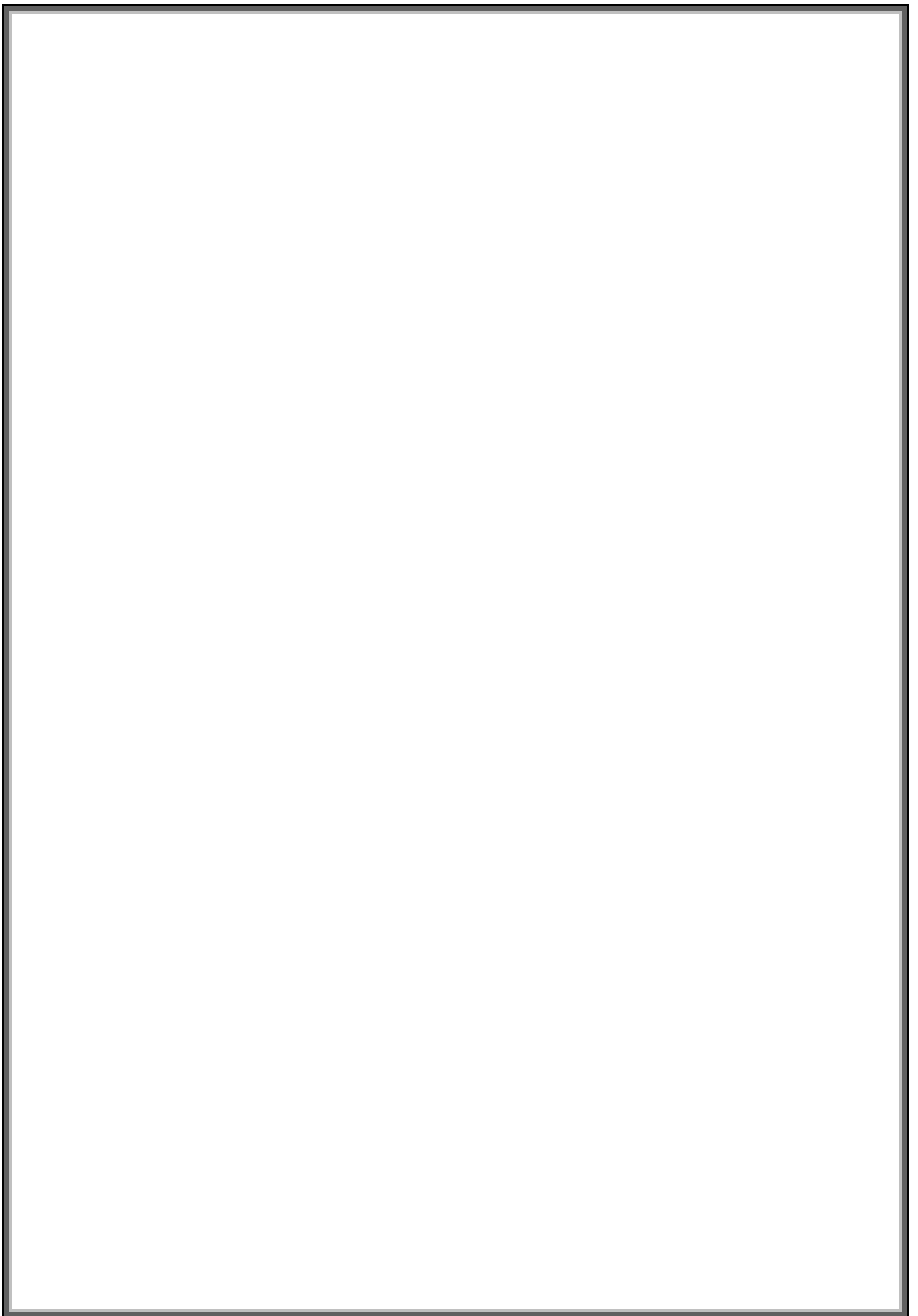
MAB, UMMTO, Examinatrice

Mme Nadia KICILI

MAB, UMMTO, Examinatrice







Remerciements

On tient profondément à remercier tout d'abord ALLAH le tout Puissance de nous avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce Modeste travail on tient aussi à exprimer notre profonde gratitude à notre promotrice Mme LOUANCHI, pour son encadrement, sa patience, sa disponibilité et ses conseils précieux tout au long de ce projet. On adressent nos vifs remerciements au président du jury ainsi qu'aux Examineurs pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de juger ce Travail.

Enfin, on remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

*- A ceux qui m'ont tout donné sans rien attendre en retour mis
à part ma réussite, à ceux qui m'ont appris à aller au bout de
Mes ambitions, à ceux qui ont toujours cru en moi : à mes très*

Chers parents.

-A mes adorables chers frères

-A toute ma famille

- A mes très chers amis (es)

Nabil

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

*- A ceux qui m'ont tout donné sans rien attendre en retour mis
à part ma réussite, à ceux qui m'ont appris à aller au bout de
Mes ambitions, à ceux qui ont toujours cru en moi : à mes très*

Chers parents.

-A toute ma famille

- A mes très chers amis (es)

Mohamed

Introduction générale	1
Chapitre I-Généralités et Modélisation de moteur Asynchrone	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Présentation d'un moteur asynchrone	3
I.2.1 Définition	3
I.2.2 Constitution d'un moteur asynchrone triphasé	4
I.2.2.1 Stator	4
I.2.2.2 Rotor	5
I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone	5
I.3.1 Champ tournant	6
I.3.2 La vitesse synchronisme	6
I.3.3 Le glissement	6
I.3.4 Le couple	7
I.4 hypothèses simplificatrices	7
I.5 Modélisation de la machine asynchrone.....	7
I.5.1 Mise en équations de la machine asynchrone	8
I.5.1.1 Equations électriques	8
I.5.1.2 Equation magnétique	8
I.5.1.3 Equation mécanique	9
I.6 Transformation de Park	9
I.6.1 Transformation initiale de Park.....	9
I.6.2 Application de la transformation de Park au moteur asynchrone	10
I.6.2.1 Equation des électrique	10
I.6.2.2 Equations magnétiques	11
I.6.2.3 Equations de couple électromagnétique	11
I.7 Choix de référentiel	11
I.7.1 Champ tournant	12
I.7.2 Référentiel lie au stator	12
I.7.3 Référentiel lie au rotor	12
I.8 Modèle d'état du moteur asynchrone triphasé	13
I.9 Simulation du moteur asynchrone triphasé.....	13
I.9.1 Résultats de simulation du moteur asynchrone triphasé.....	14
I.9.2 Interprétation des résultats :	15

I.10 Conclusion	17
-----------------------	----

Chapitre II-La commande vectorielle

II.1. Introduction	18
II.2. Commande vectorielle	18
II.3.Principe de la commande vectorielle	18
II.4.types de commande vectorielle	19
II.4.1. Commande vectorielle directe	19
II.4.2. Commande vectorielle indirecte	19
II.5. Commande avec estimation de flux	19
II.6. Application de la commande vectorielle directe au moteur asynchrone triphasé	20
II.6.1. La régulation	22
II.6.2. Calcul des correcteurs	22
II.6.3. Régulation du flux et du la vitesse de la machine asynchrone	22
II.6.3.1 Régulation suivant l'axe d	23
II.6.3.1.a Régulation de courant i_{ds}	23
II.6.3.1.b Régulation du flux rotorique ϕ_r	24
II.6.3.2 Régulation suivant l'axe q	25
II.6.3.2.a .Régulation de courant i_{qs}	25
II.6.3.2.b .Régulation de la vitesse Ω_r	27
II.7 Résultats de simulations	28
II.7.1 Constatation des résultats	29
II.8 Conclusion	30

Chapitre III-La commande Entrée/Sortie

III.1 Introduction	31
III.2 Géométrie différentielle	31
III. .2.1 Outils mathématiques.....	31
III.2.1.2 Dérivées de Lie	32
III.2.1.3 Champ de vecteurs	32
III.2.1.4 Difféomorphisme	32
III.3 Commande par linéarisation entrée-sortie(E/S)	33
III.3.1 Système SISO	33
III.3.1.1 Degré relatif	34
III.3.1.2 Linéarisation par retour d'état	35
III.3.1.2.1 Forme normale	35

III.3.1.2.2 Retour d'état linéarisant	36
III.3.1.2.2.1 Linéarisation partielle par retour d'état	36
III.3.1.2.2.2 Dynamique interne	38
III.4 Application de la commande linéarisant E/S à la machine	38
III.4.1 Condition d'application de la commande	39
III.4.2.Degré relatif.....	39
III.4.2.1 Calcul du degré relatif de la sortie y_1	39
III.4.2.2 Calcul du degré relatif de la sortie y_2	40
III.4.3 Boucle de linéarisation.....	41
III.4.3.2 Calcul de la forme normale	41
III.5 Résultats de Simulation et constatation	44
III.5.1 Constatation des résultats	46
III.6 Tests de robustesse de la commande linéarisante	46
III.6.1 Test de la commande avec la variation des paramètres de la machine.	46
III.7 Comparaison entre commande vectorielle et commande linéarisante.....	49
III.8 Conclusion.....	50
Conclusion générale.....	51
Références bibliographiques	
Annexes	

NOMENCLATURE

MAS	Moteur Asynchrone
f.e m	Force électromotrice
Cem	Couple électromagnétique
Cr	Couple résistant
Cu	Le couple utile [N.m]
Ω	La vitesse de rotations [rad/s]
Pu	La puissance utile [W]
Ω_s	La vitesse angulaire de synchronisme [rad/s].
ω_s	Pulsation électrique synchrone du champ tournant [rad/s].
N_s	Vitesse de synchronisme en [tr/min].
N	La vitesse de rotation du rotor (tr/min)
p	Nombre de pair de pôles
g	glissement
s, r	Indices correspondants au stator et au rotor
a,b,c	Indices correspondants aux trois phases du stator et du rotor
d,q	Axes correspondants au référentiel lié au champs tournant
N_s N	Vitesse synchrone (vitesse de rotation du rotor)
L_s L_r	Inductance cyclique statorique Inductance cyclique rotorique
R_s , R_r	La résistance statorique (La résistance rotorique
M_{sr}	Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
l_s l_r rotorique)	Inductance propre d'une phase statorique(inductance propre d'une phase
F	Coefficient de frottement
$p(\Theta)$	Transformation de Park
$P(\Theta)^{-1}$	Transformer inverse de Park
θ_s	L'ange entre l'axe statorique par rapport à l'axe d.
θ_r	L'ange entre l'axe ratorique par rapport à l'axe d
ϕ_{sd}, ϕ_{sq}	Flux statoriques des phases d, q
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	Flux rotoriques des phases d, q
PI	Proportionnel Intégrale
FTBO	Fonction de Transfert en Boucle Ouvert

FTBF Fonction de Transfert en Boucle Fermé

K_i Action intégral

K_p Action proportionnelle

Introduction générale

Les actionneurs électrique ont toujours constitue des éléments indispensables au fonctionnement des procédés industriels durant ce siècle. De plus vue la tendance vers l'exploitation de sources d'énergie non polluantes, L'industrie des moteurs électriques dans les différents secteurs de l'industrie ne fera qu'augmenter.

Plusieurs types de machines ont été inventes au début de siècle, seulement quelques-unes ont été introduites dans l'application industrielles. Vu l'état d'avancement dans les domaines de l'électronique de puissance, de l'informatique et de la commande, les caractéristiques des moteurs électriques étaient mal exploitées et le critère de choix était essentielle la simplicité de commande.

Pendant les deux dernières decennies des développements technologies , nous a permis de relancer les travaux sur le moteur asynchrone .les nouvelles techniques de conception assistée par ordinateurs ont permis de concevoir différentes structures de moteurs performantes. De plus des nouvelles techniques de commandes ont permis d'améliores du moteur et une exploitation becoupe plus efficace.

Cependant, le contrôle de la machine asynchrone n'est pas aussi simple que pour le moteur à courant continu, en raison du fait que le flux magnétisant et le couple sont des grandeurs fortement couplées. La commande vectorielle ainsi proposée permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu, elle est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine.

.C'est seulement durant les deux dernières décennies que la théorie des systèmes non linaires a connu un avancement considérable. La technique de linéarisation par retour d'état parmi les résultats les plus importants. Cette technique consiste à inverser le modèle non linéaire pour obtenir une relation entrées état ou entrées-sortie linéaire et appliquer les techniques de commande linéaire classiques.

L'objectif

L'objectif principal de ce mémoire, est l'étude par simulation numérique des performances d'un MAS contrôlée par deux types de commandes, à savoir la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la commande entres/ sortie.

Dans ce contexte ce mémoire sera organisé en trois chapitres comme suite :

Le premier chapitre porte sur la présentation de moteur asynchrone triphasé, suivi par la modélisation de la machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park et la présentation de sa caractéristique mécanique, électrique et magnétique.

Dans le deuxième chapitre nous aurons à présenter et fera l'objet la commande vectorielle par orientation du flux rotorique applique à la MAS avec des résultats de simulation avec interprétation. Et afin de vérifier la robustesse de la technique de commande proposée des tests de robustesse seront effectués

Dans le troisième chapitre fera l'objet d'une stratégie de commande plus robuste et plus performante, il s'agit de la commande linéarisant entrée/sortie.

Chapitre I

Généralités et Modélisation du Moteur Asynchrone Triphasé

I.1 Introduction

La création du moteur asynchrone triphasé remonte à 1887, Depuis lors, il est largement utilisé dans de nombreuses applications, notamment dans l'industrie, où il est devenu le type de moteur le plus couramment employé en raison de sa simplicité d'utilisation et de sa construction facile. La particularité du moteur asynchrone triphasé réside dans le fait qu'il fonctionne sans contact électrique glissant, ce qui le rend robuste et facile à entretenir [1].

Les progrès récents en électronique de puissance et en commande ont permis d'implanter des systèmes performants pour les machines asynchrones, les rendant compétitives dans les applications à vitesse variable et le contrôle rapide du couple. Cependant, cette avancée s'accompagne d'une complexité accrue dans la conception des alimentations et des systèmes de commande associés.

La modélisation de moteur asynchrone est une étape indispensable pour sa conception et la synthèse de sa commande, pour cela dans ce chapitre, nous allons développer le modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé et le simuler sous le logiciel Matlab Simulink pour préparer sa commande dans les chapitres suivants.

I.2 Présentation du moteur asynchrone triphasé

I.2.1 Définition

Le moteur asynchrone triphasé est une machine tournante à courant alternatif triphasé qui tourne à une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme.

Cette machine est constituée de deux parties qui sont le stator et le rotor séparées par un entrefer.

On peut distinguer deux fonctionnements pour cette machine :

Fonctionnement moteur : lorsque l'énergie électrique fournie par la source d'alimentation est convertie en énergie mécanique.

Fonctionnement génératrice : lorsque l'énergie mécanique est convertie en énergie électrique.

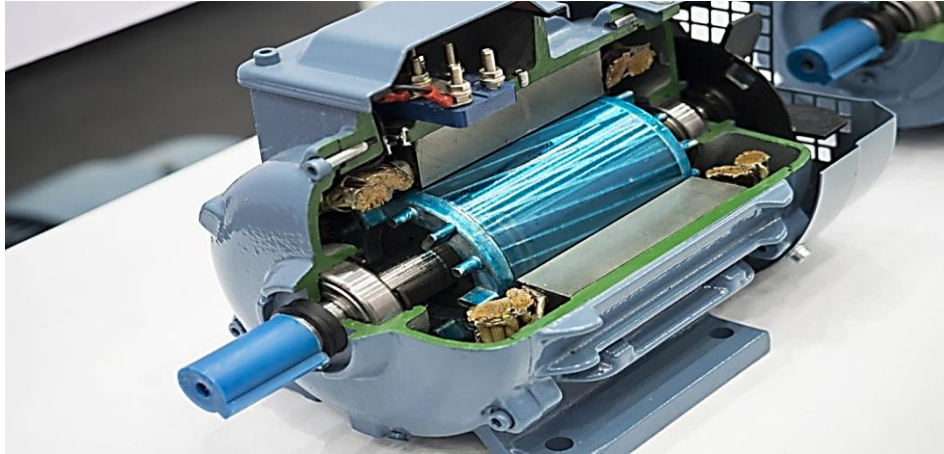


Figure I.1 : la machine asynchrone

I.2.2 Constitution du moteur asynchrone triphasé

Le moteur asynchrone se compose de deux éléments principaux : le stator qui est la partie fixe du moteur, et le rotor qui est la partie tournante.

I.2.2.1 Stator

Le stator est la partie fixe du moteur à induction. Il est généralement situé à l'extérieur du moteur et contient un enroulement électrique triphasé qui crée un champ magnétique rotationnel [3]



Figure I.2 : le stator de la machine asynchrone

I.2.2.2 Rotor

Le rotor de la machine asynchrone est la partie mobile du moteur qui tourne sous l'effet du champ magnétique créé par le stator.

Il existe deux principaux types de rotors pour les machines asynchrones qui sont :

- Le rotor bobiné.
- Le rotor à cage d'écureuil.

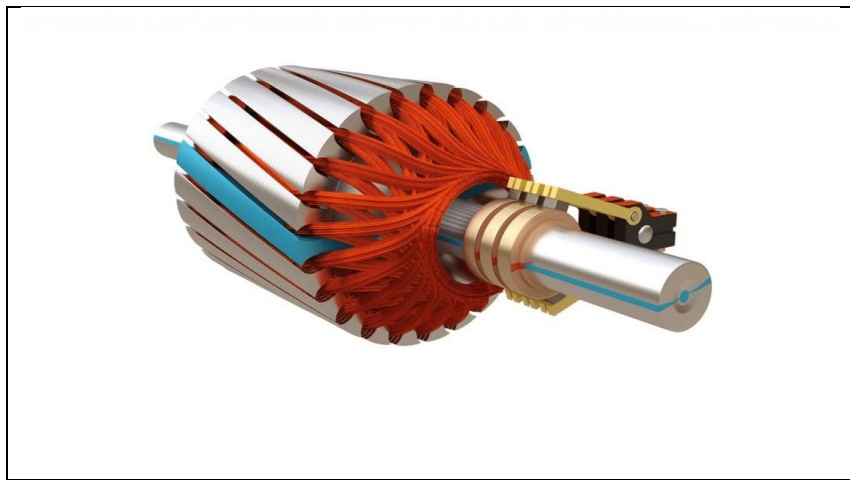


Figure I.3: Rotor bobiné d'une machine asynchrone



Figure I.4 : Rotor à cage d'un moteur asynchrone

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le fonctionnement de la machine asynchrone triphasé repose sur l'induction électromagnétique lorsqu'une tension alternative est appliquée aux enroulements du stator triphasé un champ magnétique tournant est généré. Une f.e.m induite prend naissance, des courants circulent dans le bobinage rotorique qui est en court-circuit. L'interaction de ces derniers avec le champ créé va entraîner la rotation du rotor. [4] [5].

I.3.1 Champ tournant

C'est la variation du flux magnétique créée par les courants statoriques, sa fréquence de rotation est imposée par la fréquence des courants du stator. C'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique. La vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme Ω_s [rad/s]. [6]

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

Ou bien :

$$\Omega_s = 2\pi N_s / 60 \quad (\text{I. 2})$$

I.3.2 Vitesse de synchronisme

Pour les moteurs asynchrones, la vitesse de synchronisme dépend de la fréquence d'alimentation et du nombre de paires de pôles p constituant le stator [6].

$$N_s = 60f / p \quad (\text{I. 3})$$

I.3.3 Glissement

Il existe une différence de vitesse de rotation entre le champ tournant statorique et la vitesse mécanique du rotor. Cette différence s'appelle le glissement.

C'est la raison pour laquelle un moteur électrique fonctionnant suivant le principe que nous venons de décrire est appelé « moteur asynchrone ». La différence entre la vitesse de synchronisme et celle du rotor est appelée « glissement » et s'exprime en % de la vitesse de synchronisme [25]

$$g = ((N_s - N) / N_s) * 100 \quad (\text{I. 4})$$

Remarque

$g = 1 \quad N = 0$ la machine est à l'arrêt

$0 < g < 1$ la machine fonctionne en moteur

$g < 0$ la machine fonctionne en génératrice

I.3.4 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est le résultat de l'interaction entre les flux rotoriques et statoriques. Cette conversion d'énergie électrique en énergie mécanique se traduit par le développement d'un couple utile sur l'arbre du moteur.

$$C_u = P_u / \Omega \quad (\text{I.5})$$

I.4 Hypothèses simplificatrices

La modélisation des machines asynchrones repose sur plusieurs hypothèses simplificatrices, notamment :

- Entrefer constant : on suppose que l'entrefer ne varie pas.
- Circuit magnétique non saturé : les effets de saturation sont négligés.
- Distribution sinusoïdale : Les forces magnétomotrices sont considérées comme sinusoïdales.
- Effet des encoches : Cet effet est souvent ignoré.
- Effet de peau et échauffement : Ces facteurs ne sont pas pris en compte.

I.5 Modélisation du moteur asynchrone triphasé

La modélisation de la machine asynchrone est un sujet complexe mais essentiel pour maîtriser son fonctionnement et développer des systèmes de commande performants.

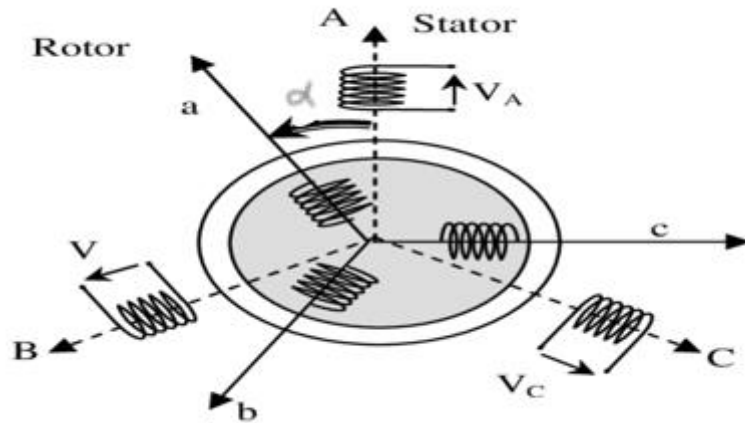


Figure I.5: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

I.5.1 Mise en équations du moteur asynchrone triphasé

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par un ensemble d'équations électriques, magnétiques et mécanique couplées entre elles. [7][8][9]

I.5.1.1 Equations électriques

Les équations électriques régissant le fonctionnement du moteur sont :

Pour le stator

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

Où :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.7})$$

Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Où :

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}]$$

I.5.1.2 Equations magnétiques

Les relations entre les différents flux et les différents courants sont :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 9})$$

Sous la forme matricielle, l'équation (I. 9) s'écrit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sabc} \\ \Phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 10})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I. 11})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I. 12})$$

Finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \} \quad (\text{I. 13})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \} \quad (\text{I. 14})$$

I.5.1.3 Equation mécanique

L'étude des caractéristiques du moteur asynchrone fait introduire de la variation non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux) mais aussi des paramètres mécaniques.

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + fr\Omega = C_e - C_r \tag{I.15}$$

Pour éviter les opérations mathématiques trop compliquées on a opté pour un modèle plus simple et plus efficace appelé le modèle de Park.

I.6 Transformation de Park

La transforme de Park est un outil puissant pour simplifier l'analyse et la commande des machines électriques triphasées en les ramenant a un modèle diphasé équivalent dans un repère tournant

I.6.1 Transformation de Park initiale

Cette transformation est définie par sa matrice :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{I.16}$$

Où θ est l'angle de transformation, il dépend du choix du référentiel ainsi que des grandeurs statoriques et rotoriques.

Et sa matrice inverse :

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \tag{I.17}$$

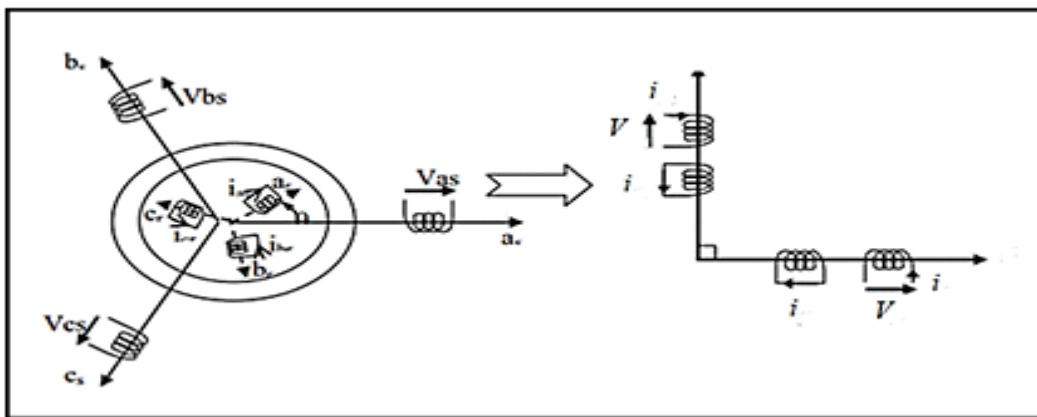


Figure I.6 Modèle de Park du moteur asynchrone triphasé

I.6.2 Application de la transformation de Park au moteur asynchrone

La matrice de Park transforme un système de grandeurs triphasées équilibré en un système de grandeurs diphasées équivalent d'axe (d, q).

I.6.2.1 Equations électriques :

$$[V_{sdq}][P(\theta)^{-1}] = [R_s] \cdot [i_{sdq}][P(\theta)^{-1}] + \frac{d[\Phi_{sdq}][P(\theta)^{-1}]}{dt} \quad (\text{I.18})$$

$$[V_{rdq}][P(\theta)^{-1}] = [R_r] \cdot [i_{rdq}][P(\theta)^{-1}] + \frac{d[\Phi_{rdq}][P(\theta)^{-1}]}{dt}$$

Le développement du système (I.18) nous donne :

$$[V_{sdq}] = [R_s] \cdot [i_{sdq}] + \frac{d[\Phi_{sdq}]}{dt} + \frac{d[P(\theta)^{-1}]}{dt} \cdot [P(\theta)] \cdot [\Phi_{sdq}] \quad (\text{I.19})$$

$$[V_{rdq}] = [R_r] \cdot [i_{rdq}] + \frac{d[\Phi_{rdq}]}{dt} + \frac{d[P(\theta)^{-1}]}{dt} \cdot [P(\theta)] \cdot [\Phi_{rdq}]$$

Avec :

$$[P(\theta)] \cdot \frac{d[P(\theta)^{-1}]}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Finalement les équations électriques statoriques et rotoriques dans le repère (d, q) sont:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{ds} \cdot \frac{d\theta_s}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{dr} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

I.6.2.2 Equations magnétiques :

Les équations des flux statoriques et rotoriques sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_s i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_s i_{qr} + M i_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{I.22})$$

Où

$$L_s = l_s - M_s :$$

$$L_r = l_r - M_r$$

$$M = (3/2)M_{sr}$$

I.6.2.3 Equation de couple électromagnétique

L'équation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{3PM}{2L_r} [\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}] \quad (\text{I.23})$$

I.7 Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axe

(d ,q) qui dépend des objectifs de l'application.

I.7.1 Référentiel lié au champ tournant

Travailler dans ce repère est optimale pour étudier la commande

$$\omega_s = \omega + \omega_r$$

Les équations électriques dans ce référentiel sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{I.24})$$

I.7.2 Référentiel lie au stator [9]

Il se produit par la condition

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = \omega_r = -\omega$$

Les équations électriques dans ce référentiel sont les suivantes

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.25)$$

I.7.3 Référentiel lié au rotor

Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires ou la vitesse de rotation est supposée constante. [10]

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

Les équations électriques de ce référentiel sont les suivants :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} - \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = 0 \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = 0 \end{cases}$$

I.8 Modèle d'état du moteur asynchrone triphasé :

Les grandeurs, fonctions du temps, représentant l'énergie sont les composantes d'un vecteur d'état $[X]$ du système régi par l'équation mis sous la forme :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

et décrit dans le référentiel lié au stator :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{\alpha s}}{dt} \\ \frac{di_{\beta s}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r\sigma}\right) & 0 & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M T_r}\right) & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}\right)\omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}\right)\omega & \left(\frac{1-\sigma}{\sigma M T_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_s\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s\sigma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{I.26}$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

I.9 Simulation du moteur asynchrone triphasé

Dans le repère lié au stator la simulation numérique sous MATLAB/SIMULINK du moteur asynchrone triphasé soumis à une charge nominale Cr=10 N.m appliquée à t=2s et dont la plaque signalétique [28] est donnée en annexe, a donné les résultats donnés par les figures suivantes.

I.9.1 Résultats de simulation du moteur asynchrone triphasé

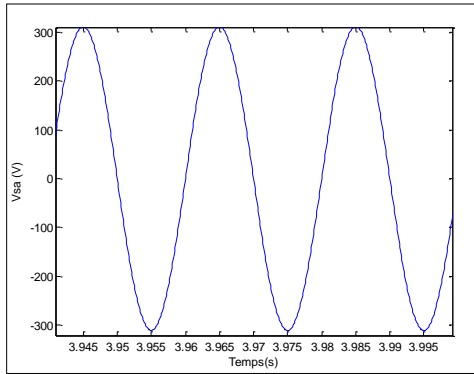


Figure I.7 : Évolution de la tension V_{sa}

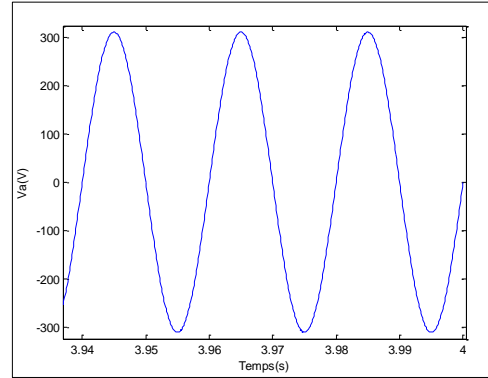


Figure I.8 : Évolution de la tension V_a

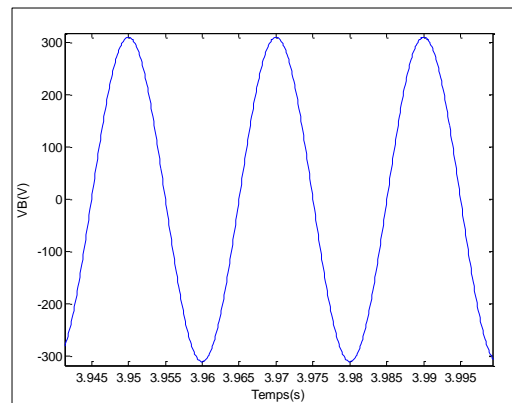


Figure I.9 : Évolution de la tension V_β

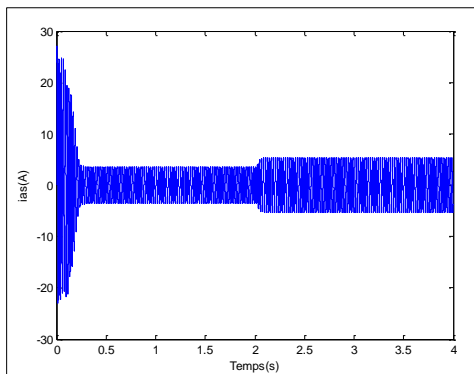


Figure I.10 : Evolution du courant statorique.

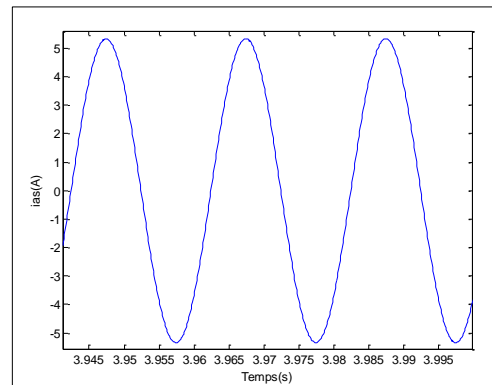


Figure I.11 : Zoom sur le courant statorique

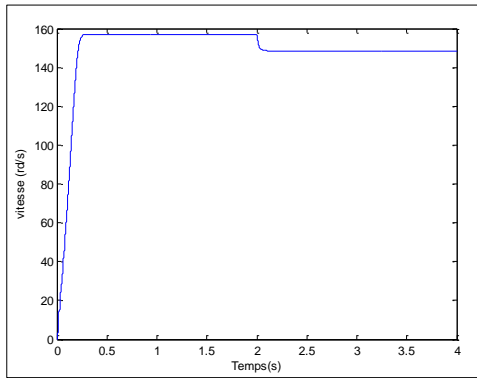


Figure I.12 : Evolution de la vitesse mécanique

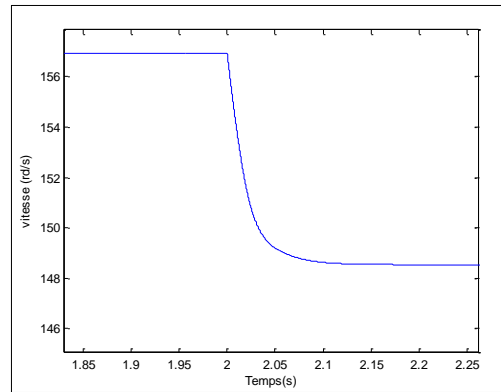


Figure I.13 : Zoom sur la vitesse mécanique

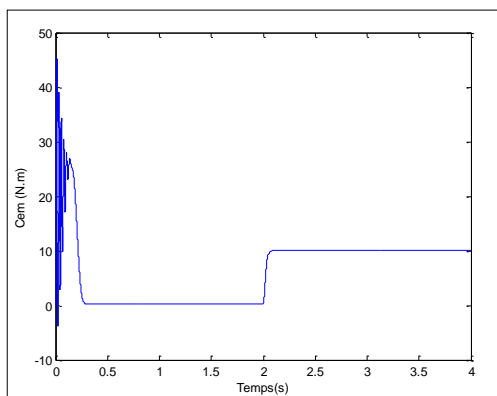
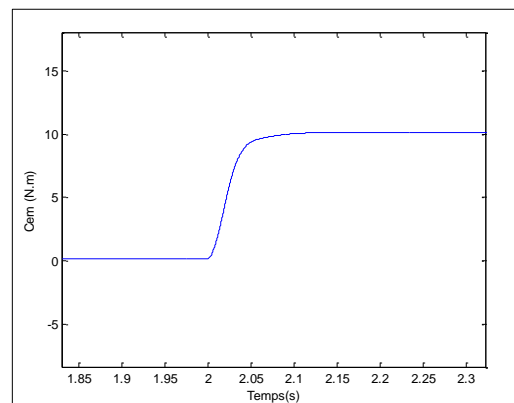


Figure I.14 : Evolution du couple électromagnétique

Figure I.15 : Zoom sur le couple C_e

I.9.2 Interprétation des résultats :

Sur les courbes obtenues nous remarquons l'existence de trois intervalles :

- 1) **Régime transitoire** : caractérisé par un appel du courant fort au démarrage qu'on retrouve au niveau du couple électromagnétique.
- 2) **Régime permanent à vide** : les courants statoriques sont importants et représentent environ plus de la moitié de la valeur nominale. La vitesse atteint une valeur proche du synchronisme, le couple électromagnétique est équilibré par le couple résistant.
- 3) **Régime permanent en charge** : les courants statoriques augmentent en fonction de la charge, la vitesse diminue et le couple électromagnétique augmente jusqu'à l'équilibre avec la charge.

I.10 Conclusion

Au début de ce chapitre nous avons présenté le moteur asynchrone et ces généralités ainsi son principe de fonctionnement. Ensuite nous sommes passés à sa modélisation en tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices. Pour faciliter sa simulation numérique nous avons opté pour un modèle plus simple obtenu en utilisant la transformation de Park qui permet de passer d'un système triphasé en un système biphasé.

Après la modélisation on est passé à la simulation (sur Matlab Simulink) là où on a obtenus des résultats concernant les grandeurs essentielles de la machine (vitesse, couple électromagnétique, les courants). Ce qui nous a bien fait comprendre le comportement de la machine et aussi nous faciliter le travail pour le chapitre suivant.

Chapitre II

Commande vectorielle appliquée à un moteur asynchrone triphasé

II.1 Introduction

La commande vectorielle par orientation de flux a été initialement introduite par Blascke en 1972, il a proposé une nouvelle théorie de commande, dite par flux orienté, qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation indépendante, ce qui peut simplifier sa commande. L'utilité de cette commande est de donner une réponse rapide de couple et une grande plage de contrôle de vitesse

Dans ce chapitre nous concentrerons sur la commande vectorielle des machines asynchrones, en mettant particulièrement l'accent sur la commande à flux rotorique orienté. Nous commencerons par une explication théorique de cette approche, puis nous passerons à une simulation de ses performances en utilisant l'environnement MATLAB/Simulink. (On se propose de réguler le flux rotorique et le couple du moteur asynchrone triphasé). [12][13]

II.2 Commande vectorielle

La commande vectorielle est une technique avancé de contrôle de moteur qui offre un contrôle précis du couple et de la vitesse, une dynamique améliorée par rapport aux techniques de contrôle plus basiques (commande scalaire), une meilleure efficacité énergétique et une réduction des vibrations et de bruits .Elle est largement utilisé dans une variété d'applications industrielles. [14]

II.3 Principe de la commande vectorielle :

Le principe de cette commande est de simplifier l'équation du couple électromagnétique de la machine afin qu'elle puisse être comparée à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante.

Le référentiel (d, q) lié au champ tournant est choisi de telle façon que l'axe (d) coïncide avec la direction du flux (ϕ_r) et que l'axe (q) coïncide avec la direction de la composante (I_{sq}) donnant le couple électromagnétique. [15]

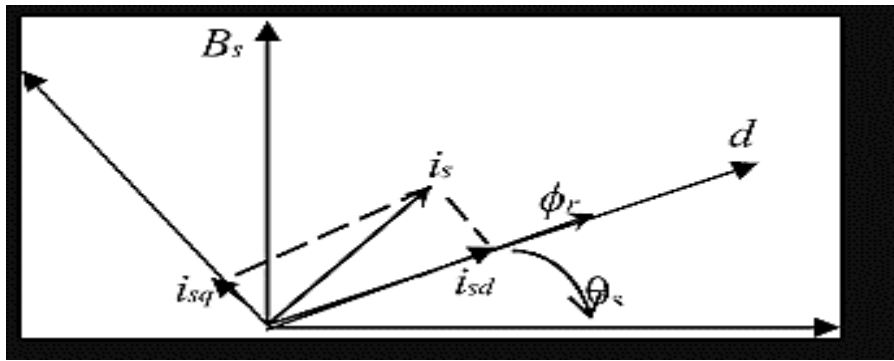


Figure II.1 Principe de l'orientation du flux

II.4 Types de commande vectorielle :

Deux méthodes essentielles permettent de réaliser la commande vectorielle directe qui a été développée par F. Blaschke, et indirecte par K. Hasse

II.4.1 Commande vectorielle directe

Cette méthode requiert une compréhension approfondie du vecteur flux, et elle repose sur l'estimation ou la mesure des grandeurs de couple et de flux. Pour localiser précisément la position du flux, l'utilisation de capteurs à effet Hall positionnés sur les dents du stator est nécessaire.

L'application de cette méthode possède plusieurs inconvénients de différentes natures

- La mesure de flux n'est pas toujours fiable et peut être sujet à des erreurs.
- Le traitement de signal mesuré nécessite un filtrage adéquat pour éliminer la perturbation de bruits.
- La précision de la mesure de la position du flux est limitée et peut varier en fonction de plusieurs facteurs. [16][17]

II.4.2 Commande vectorielle indirecte

La méthode en question repose sur l'utilisation exclusive de la position du flux rotorique, sans tenir compte de son amplitude. Le terme « méthode indirecte » indique qu'il est possible de se passer d'un estimateur du flux. Cependant, cette approche est sensible aux variations des paramètres de la machine. [16][18]

II.5 Commande avec estimation de flux

L'estimation du flux est réalisée à partir de grandeurs plus accessibles à acquérir, telles que la vitesse, le courant et les tensions, combinées à un modèle de la machine. La figure ci-dessous montre le modèle d'estimation du flux.

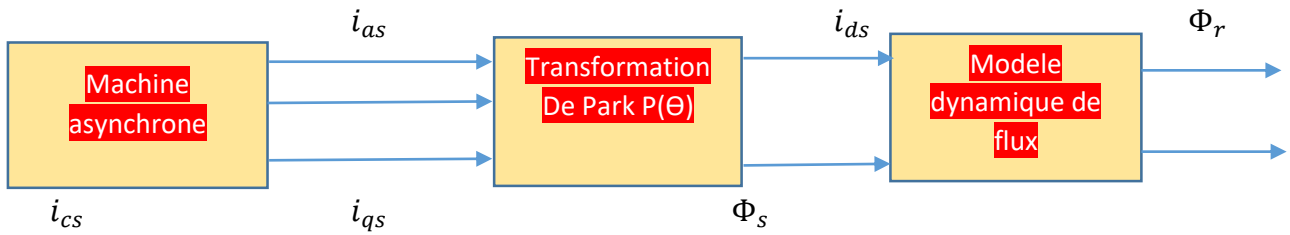


Figure II.2 Estimation de flux rotorique

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \tag{II.1}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega + \frac{M i_{qs}}{T_r \Phi_r} \tag{II.2}$$

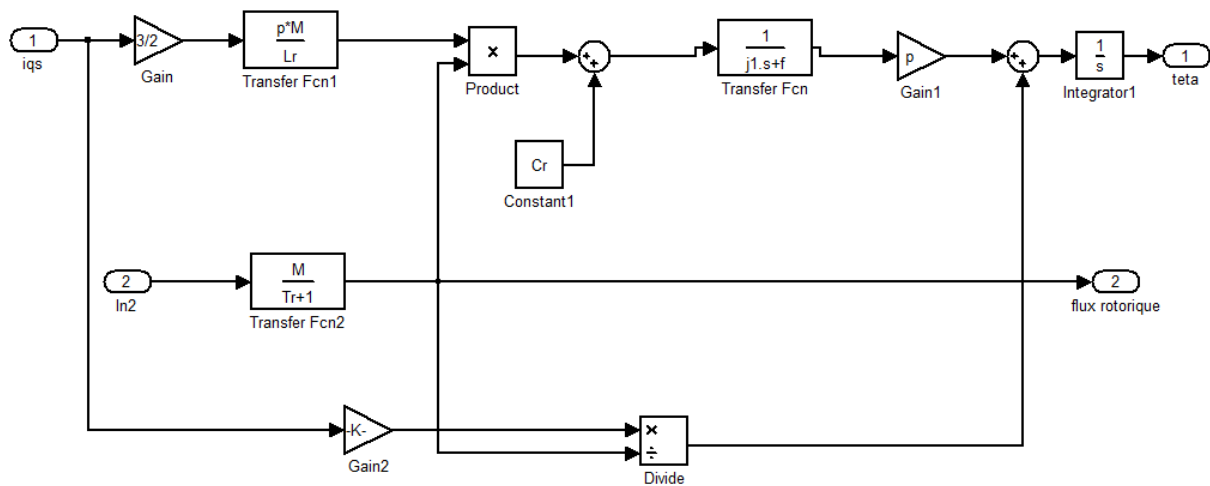


Figure II.3 Modèle dynamique du flux rotorique

II.6 Application de la commande vectorielle directe au moteur asynchrone triphasé

Le modèle d'état de la machine asynchrone triphasé qu'on trouve dans la modélisation sous la forme matricielle suivante : [19]

$$\dot{X} = AX + Bu \tag{II.3}$$

Avec :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{qr} = 0$$

Les équations après l'orientation de flux sont :

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\left(\frac{1-\sigma}{T_r\sigma} + \frac{1}{T_s\sigma}\right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{MT_r\sigma}\right) \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{1-\sigma}{T_r\sigma} + \frac{1}{T_s\sigma}\right) i_{qs} - \left(\frac{1-\sigma}{MT_r\sigma}\right) \Phi_r \omega + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \end{aligned} \tag{II.4}$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - fr\Omega)$$

Il est essentielle de produire les tensions de références V_{ds} et V_{qs} nécessaire pour contrôle le moteur dans le cas d'une commande en tension, donc d'après les équations (II.4) nous pouvons avoir les formules des tensions de commande du stator suivante :

$$\begin{cases} \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} = \left(\frac{1-\sigma}{T_r \sigma} + \frac{1}{T_s \sigma} \right) i_{ds} - \omega_s i_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} \right) \Phi_r + \frac{di_{ds}}{dt} \\ \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} = \omega_s i_{ds} + \left(\frac{1-\sigma}{T_r \sigma} + \frac{1}{T_s \sigma} \right) i_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} \right) \Phi_r \omega + \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (II.5)$$

En posant :

$$a = \frac{1}{\sigma L_s}$$

$$c = \frac{1-\sigma}{L_r \sigma}$$

Donc le système (II.5) se transforme en :

$$\begin{cases} a \cdot V_{ds} = (a * R_s + c * R_r) i_{ds} + \frac{di_{ds}}{dt} - e_q \\ a \cdot V_{qs} = (a * R_s + c * R_r) i_{qs} + \frac{di_{qs}}{dt} - e_d \end{cases} \quad (II.6)$$

e_d et e_q sont des f.é.m. de perturbations partiellement liées aux courants et introduisant le couplage non linéaire s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} e_q = -\frac{R_r}{M} \cdot c \cdot \Phi_r + \omega_s \cdot i_{qs} \\ e_d = -\left(\omega \cdot \frac{M}{L_r} \cdot a \cdot \Phi_r + \omega_s \cdot i_{ds} \right) \end{cases}$$

II.6.1 La régulation

En asservissement, la régulation désigne l'ensemble des méthodes et des mécanismes utilisés pour ajuster en temps réel la sortie d'un système afin qu'elle suive une valeur de consigne souhaitée malgré les perturbations externes ou internes. Cela implique généralement l'utilisation d'un contrôleur qui compare la valeur mesurée à la valeur de référence et génère une action corrective pour minimiser l'écart entre les deux.

Pour notre étude on se limite d'utiliser le régulateur PI (proportionnelle-Intégrale) qu'est le plus utilisé dans l'industrie ou ses qualités de correction s'appliquant à de multiples grandeurs physiques. Le régulateur PI améliore la stabilité de la réponse et de l'élimination de l'erreur statique en régime permanent en général c'est d'avoir un système de haute performances.

II.6.2 Calcul des correcteurs

Le régulateur PI est un type de correcteur utilisé en automatique pour améliorer les performances

d'un système asservi Il combine deux composantes : composantes proportionnelles(P), composant

Intégrale (I)

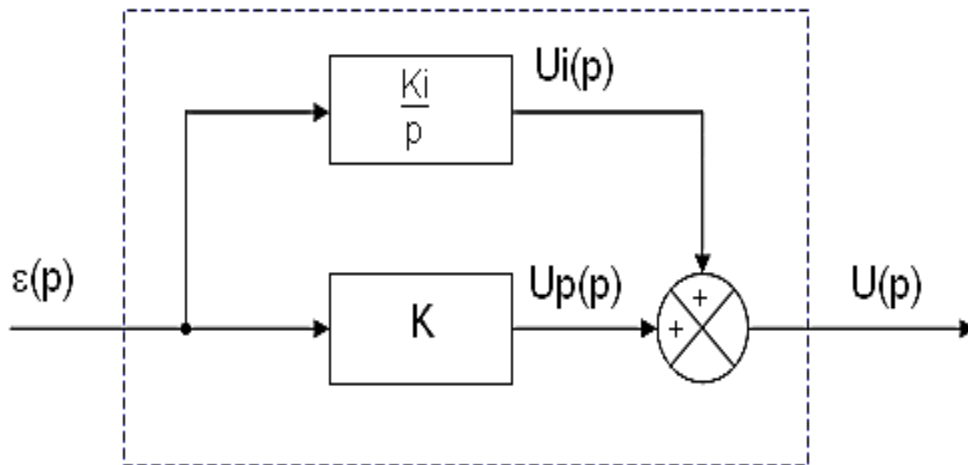


Figure II.4 Régulateur PI

II.6.3 Régulation du flux et du la vitesse de la machine asynchrone

Étant donné que la machine est décomposée en deux axes, d et q, la régulation de chaque axe est réalisée à l'aide de deux boucles, l'une interne qui est plus rapide que l'autre externe et dans ce travail nous utilisons le régulateur PI.

II.6.3.1 Régulation suivant l'axe d

II.6.3.1.a Régulation du courant i_{ds}

L'expression de i_{ds} d'après la 1 ère équation du système (II.6) est donnée par

$$i_{ds} = \frac{aV_{ds} - e_q}{aR_s + cR_r + s} \tag{II. 8}$$

Lorsque e_q nulle la fonction de transfert en boucle ouverte est la suivante :

$$\frac{i_{ds}}{V_{ds}} = \frac{a}{aR_s + cR_r + s} \tag{II. 9}$$

Pour faire la régulation du courant i_{ds} on utilise un régulateur PI, sa fonction de transfert est la suivante :

$$F_{pi} = K_p \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \tag{II. 10}$$

La boucle de régulations ids se présente

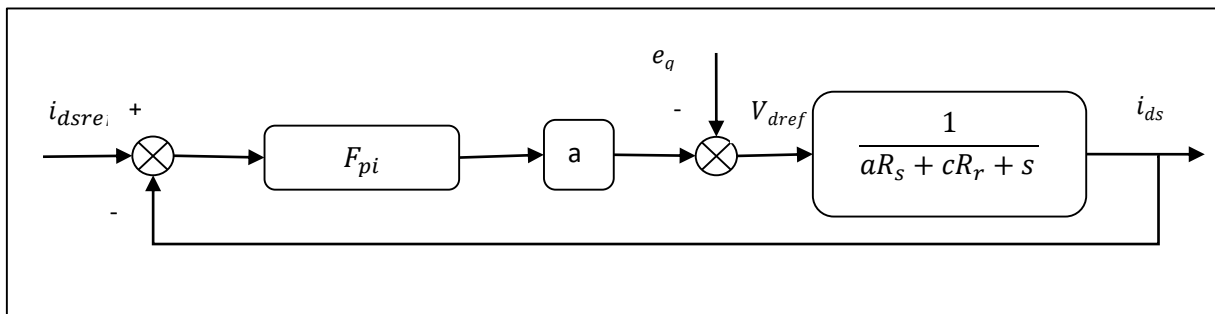


Figure II.5 Boucle de régulation du courant i_{ds}

La fonction de transfert globale en boucle ouverte :

$$F_{ids} = K_p \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \frac{a}{aR_s + cR_r + s} \tag{II. 11}$$

Après la compensation de pôle dominant nous avons :

$$\frac{K_i}{K_p} = (aR_s + cR_r) \tag{II. 12}$$

Donc la fonction de transfert sera :

$$F_{ids} = \frac{aK_p}{s} \tag{II. 13}$$

L'expression en boucle fermée i_{ds} s'écrit sous la forme suivante :

$$F_{idsf} = \frac{f_{ids}}{1+f_{ids}} = \frac{1}{1+\frac{s}{aK_p}} \quad (\text{II. 14})$$

Donc le constant de temps en boucle fermée est :

$$\tau = \frac{1}{aK_p} \quad (\text{II. 15})$$

Nous obtenons les paramètres de régulateurs comme suit :

$$K_p = \frac{1}{a\tau} \quad (\text{II. 16})$$

$$K_i = K_p(aR_s + cR_r)$$

On prend la constante de temps en BF : $T_f = T_o/3$

T_o : Constante de temps en BO

T_f : Constante de temps en BF

II.6.3.1.b Régulation du flux rotorique ϕ_r

La régulation du flux rotorique est faite selon le schéma suivant :

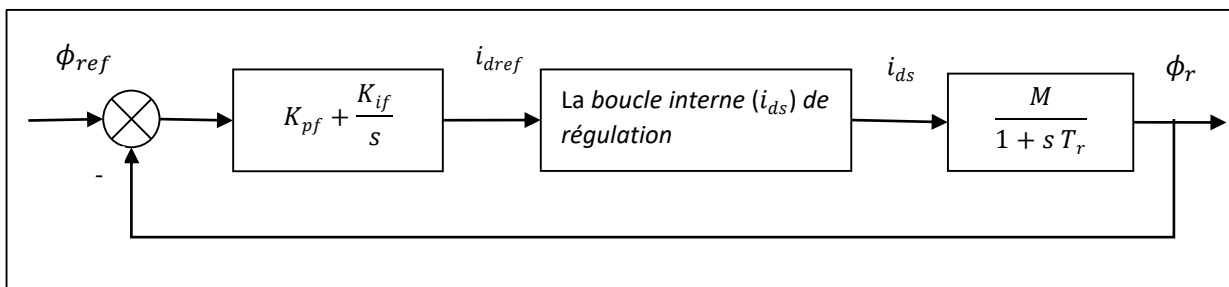


Figure II.6 Boucle de régulation du flux ϕ_r

La fonction de transfert de régulateur du flux est :

$$F_\phi = K_{p_f} \frac{s + \frac{K_{i_f}}{K_{p_f}}}{s} \quad (\text{II. 17})$$

La fonction de transfert de la boucle ouverte est la suivante :

$$F_{\phi_o} = K_{p_f} \frac{s + \frac{K_{i_f}}{K_{p_f}}}{s} \frac{M}{s + \frac{1}{T_r}} \quad (\text{II. 18})$$

Nous appliquons la compensation de pôle sur l'équation (II.18) nous obtenons :

$$\frac{K_{if}}{K_{pf}} = \frac{1}{T_r} \quad (\text{II. 19})$$

Nous aurons :

$$F_{\phi o} = K_{pf} \frac{M}{s T_r} \quad (\text{II. 20})$$

La fonction de transfert de ϕ_r en boucle fermée est :

$$F_{\phi f} = K_{pf} \frac{\frac{M}{s T_r}}{1 + K_{pf} \frac{M}{s T_r}} = \frac{1}{s \frac{T_r}{M K_{pf}} + 1} \quad (\text{II. 21})$$

Où

$$\tau_f = \frac{T_r}{M K_{pf}} \quad (\text{II. 22})$$

Les paramètres de régulateurs sont sous forme :

$$K_{pf} = \frac{T_r}{M \tau}$$

$$K_{if} = \frac{K_{pf}}{T_r}$$

On prend constante de temps : $T_{f\phi} = 10 * T_f$

II.6.3.2 Régulation suivant l'axe q

II.6.3.2.a Régulation du courant i_{qs}

D'après l'équation de (II.6) l'expression de i_{qs} est :

$$i_{qs} = \frac{aV_{qs} - e_d}{s + aR_s + cR_r} \quad (\text{II. 23})$$

La fonction de transfert lorsque e_d nulle est :

$$\frac{i_{qs}}{V_{qs}} = \frac{a}{s + aR_s + cR_r} \quad (\text{II. 24})$$

Nous utilisons un régulateur PI, sa fonction de transfert est :

$$F_{pi} = K_p \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \quad (\text{II. 25})$$

La régulation de i_{qs} se fait selon ce schéma :

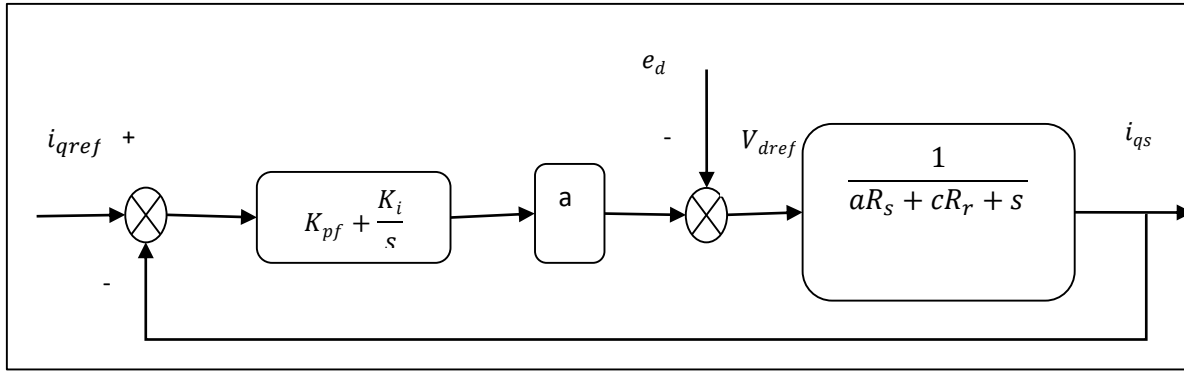


Figure II.7 Boucle de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert de la figure précédente en boucle interne est :

$$F_{i_{qs}} = K_{pf} \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s} \frac{a}{s + aR_r + cR_r} \quad (\text{II. 26})$$

Après la compensation de pôle dominant

$$\frac{K_i}{K_p} = (aR_r + cR_r) \quad (\text{II. 27})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte

$$F_{i_{qs}} = \frac{aK_p}{s} \quad (\text{II. 28})$$

La fonction de transfert de la boucle fermée est sous la forme suivante :

$$F_{i_{qsf}} = \frac{G_{i_{qs}}}{1 + G_{i_{qs}}} = \frac{1}{1 + \frac{s}{aK_p}} \quad (\text{II. 29})$$

La constant de temps est : $\tau = \frac{1}{aK_p}$

Les paramètres de régulateurs sont :

$$K_p = \frac{1}{aK_p\tau}$$

$$K_i = K_p(aR_s + cR_r)$$

II.6.3.2.b Régulation de la vitesse Ω_r

La régulation de i_{qs} se fait selon ce schéma :

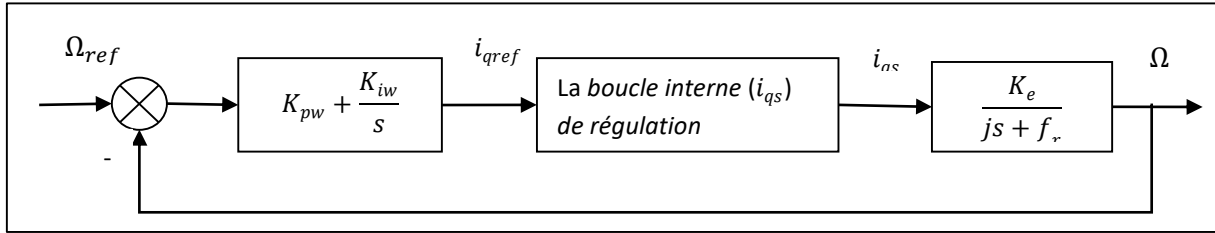


Figure II.8 : Boucle de régulation de la vitesse Ω_r

D’après l’équation (II.31) la fonction de transfert de la boucle externe est :

$$\frac{\Omega}{i_{qs}} = \frac{K_e}{Js + f_r} \tag{II. 30}$$

L’expression du régulateur PI est sous forme :

$$H_{\Omega} = K_{pw} \frac{s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}}}{s} \tag{II. 31}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle externe considèrent que i_{qs} est régulé parfaitement est :

$$F_{\Omega o} = \frac{K_e}{Js + f_r} K_{pw} \frac{s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}}}{s} \tag{II. 32}$$

Nous appliquons la compensation de pôle :

$$\frac{K_{iw}}{k_p} = \frac{f_r}{J} \tag{II. 33}$$

Nous obtenons :

$$F_{\Omega o} = \frac{K_e K_{p\Omega}}{Js} \tag{II. 34}$$

La fonction de transfert de en boucle fermée sera :

$$F_{\Omega f} = \frac{1}{1 + \frac{s}{K_{p\Omega} K_e}} \tag{II. 35}$$

Les paramètres de régulation :

$$K_{p\Omega} = \frac{J}{\tau K_e}$$

$$K_{i\Omega} = \frac{K_{pw} f_r}{J}$$

On prend constante de temps : $T_{f\Omega} = 30 * T_f$

II.7 Résultats de simulations

Les résultats de simulation :

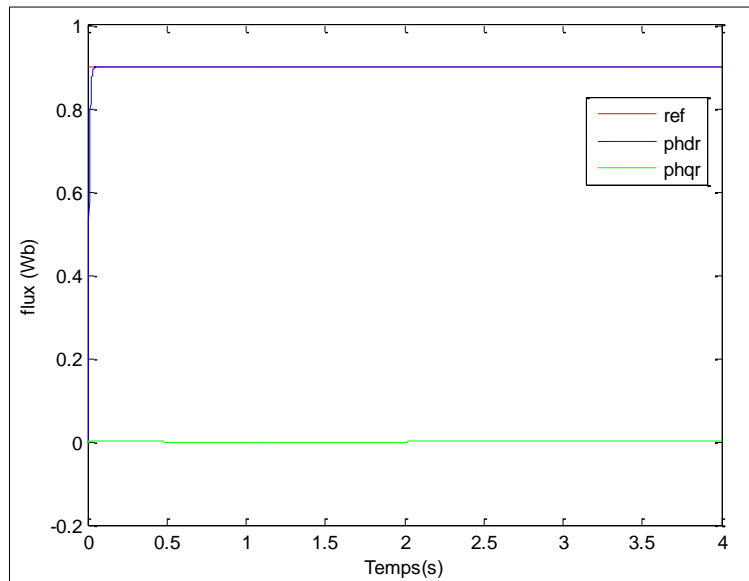


Figure II.9: évolution de flux rotorique suivant l'axe d et q et flux de référence

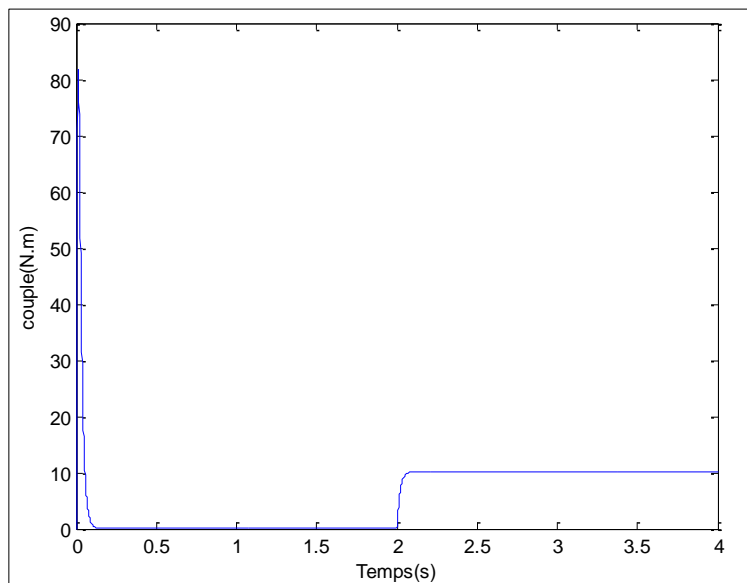


Figure II.10: évolution du couple électromagnétique (Cem)

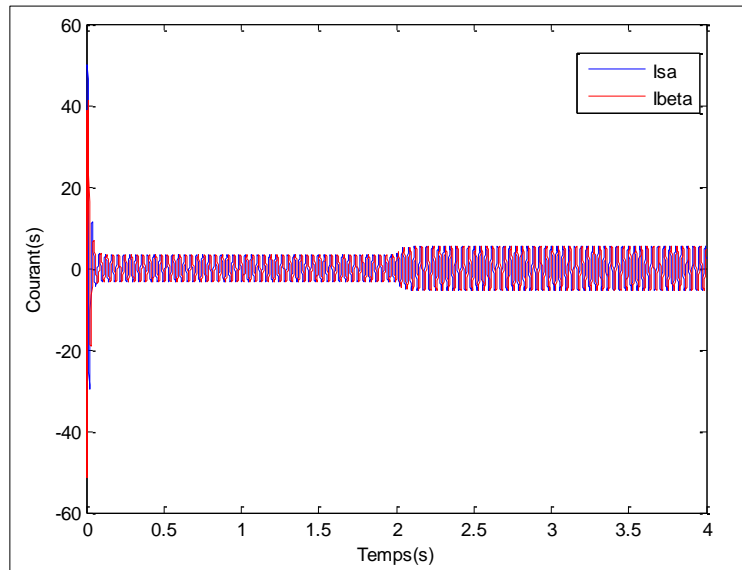


Figure II.11: évolution des courants suivent alpha beta

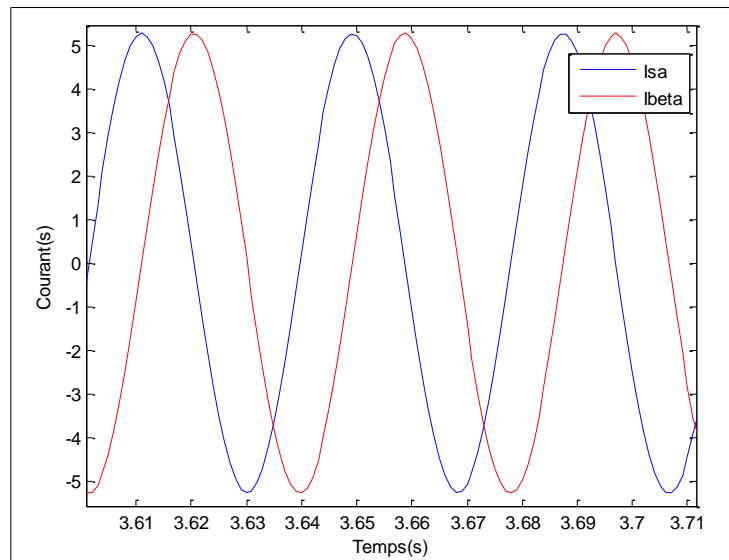


Figure II.12 : Zoom des courants

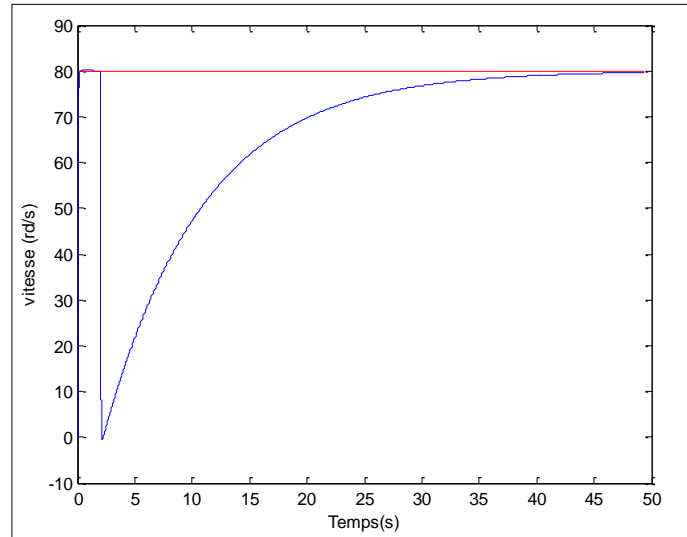


Figure II.13: évolution de la vitesse mécanique et sa référence

II.7.1. Constatations des résultats

Nous vérifions le découplage par les composantes du flux rotorique, ($\Phi_{dr} = \Phi_r$) et ($\Phi_{qr} = 0$), qui est maintenu constant indépendamment des variations du couple de charge.

Le couple électromagnétique répond instantanément à la perturbation, mais une diminution de la vitesse est constatée, celle-ci se rétablit très lentement. Cette étude a conclu que le régulateur PI n'intervient pas dans la dynamique de rejet de perturbation.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré les principes de la commande vectorielle, en mettant particulièrement l'accent sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique pour les machines asynchrones. Cette méthode assure un découplage efficace, permettant de commander séparément le contrôle du flux et du couple.

Nous avons également souligné que la commande vectorielle utilisant un régulateur classique (PI) offre de bonnes performances pour le réglage du couple et du flux. Cependant, le calcul des paramètres des régulateurs se fait en fonction des paramètres de la machine. Or ces derniers varient en plein fonctionnement (par exemple augmentation de la température), ce qui rend nécessaire le recours à des régulateurs plus robustes.

Dans le prochain chapitre nous allons opter pour une autre méthode qui est robuste appelée commande linéarisante entrée / sortie.

Chapitre III

La commande Entrée/Sortie

III.1 Introduction

Connu pour ces performances et sa robustesse le moteur asynchrone est appelé par la majorité des entraînements variables, mais quelques inconvénients résident dans cette machine parmi eux son modèle multi-variable qui est non linéaire et plus compliqué. Plusieurs techniques sont valables et efficaces pour mettre fin à ces problèmes nous mentionnons la commande par mode glissant, la commande floue, la commande backstepping et la commande par Linéarisation Entrées-Sorties (E/S) qui fait l'objet de notre travail.

Cette commande aborde les limitations liées aux entrées et sorties en transformant un modèle non linéaire en un modèle linéaire équivalent sur toute la plage de fonctionnement. La linéarisation entrée-sortie repose sur l'approche de la géométrie différentielle pour les systèmes non linéaires. Son objectif est de déterminer un changement de variables d'état permettant à chaque sortie du système à contrôler d'être influencée uniquement par une seule entrée. [20]

Dans ce chapitre, d'abord nous présentons le principe de la commande entrées-sorties en abordons plusieurs définitions et équations .Ensuite nous passons à la réalisation de cette technique sur le modèle de la machine obtenu dans le premier chapitre, à la fin nous discutons les résultats obtenus sur MATLAB SimuLink .

III.2 Géométrie différentielle

La géométrie différentielle est une discipline mathématique moderne qui permet d'effectuer des analyses sur des surfaces et des objets géométriques de manière générale.

III. .2.1 Outils mathématiques

Nous considérons le système non linéaire de la forme

$$\begin{aligned}\dot{x} &= f(x) + g(x) u(t) \\ y &= h(x(t))\end{aligned}\tag{III.1}$$

Où

Le vecteur d'état $x(t) \in \mathbb{R}^n$,

L'entrée $u(t) \in \mathbb{R}$ et la sortie $y(t) \in \mathbb{R}^m$,

$f(x)$, $g(x)$, $h(x)$ sont des fonctions non linéaire \mathbb{R}^p .

III.2.1.2 Dérivées de Lie

Soit h une fonction R^n dans \mathfrak{R} . On appelle dérivée de Lie de h dans la direction f , notée $L_f h$, la dérivée de h le long de la courbe intégrale de f en $x=0$, donc on note. [21]

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i \quad (\text{III.2})$$

Avec

$$L_f h(x) = \left[\frac{\partial h}{\partial x_1} \frac{\partial h}{\partial x_2} \dots \frac{\partial h}{\partial x_n} \right] \begin{vmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ f_3 \end{vmatrix} \quad (\text{III.3})$$

III.2.1.3 Champ de vecteurs

Un champ de vecteur sur R^n est une fonction dérivable définie comme suit :

$$f : R^n \rightarrow R^n$$

$$x \rightarrow f(x) = \begin{vmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ f_3(x) \end{vmatrix} \quad (\text{III.4})$$

III.2.1.4 Difféomorphisme

La fonction différentielle $\emptyset : R \rightarrow R$ définie dans une région $\Omega \subset R$ est appelée difféomorphisme si elle vérifie les deux conditions suivantes: [22]

- 1- $\emptyset(x)$ est une bijection
- 2- $\emptyset(x)$ et $\emptyset^{-1}(x)$ sont différentiables.

Si ces conditions sont réunies pour tout $x \in R^n$ ($\Omega = R^n$), le difféomorphisme est globale.

$$\varnothing = \begin{bmatrix} \varnothing_1(x) \\ \varnothing_2(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \varnothing_n(x) \end{bmatrix} \quad x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ x_n \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Lorsque cette transformation est applicable, elle permet notamment de stabiliser le système de manière similaire à celle d'un système linéaire.

III.3 Commande par linéarisation entrée-sortie(E/S)

La linéarisation entrée-sortie est une approche d'un modèle du contrôle non linéaire est de transformer d'une manière la dynamique des systèmes non linéaires en linéaires, ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire. Cela revient à un contrôle interne et externe du système. [1]

La conception d'un système de commande par linéarisation entrée-sortie se déroule sur trois étapes essentielles.

- différentier la sortie $y(t)$ un certain nombre de fois r jusque l'apparition de la commande.
- Analyser la stabilité de la dynamique interne.
- Sélectionner la commande appropriée afin d'éliminer les non linéarités et d'assurer la convergence vers la trajectoire de référence.

III.3.1 Système SISO

On considère le système non linéaire avec une seule entrée et une seule sortie (SISO) décrit par le modèle non linéaire suivant [1]

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) u(t) \\ y &= h(x(t)) \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

$f(x)$, $g(x)$, $h(x)$ sont des fonctions non linéaires.

III.3.1.1 Degré relatif

Le système (III.6) est dit de degré relatif r si :

$$L_g L_f^i h(x) = 0$$

$$L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0 \quad \text{(III.7)}$$

Le degré relatif (r) de la sortie y , est le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie (y) par rapport au temps pour faire apparaître la commande. [21]

Si nous dérivons la sortie du système d'équation (III.6), on obtient:

$$\dot{y} = \frac{dh(x)}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{dh(x)}{dx} (f(x) + g(x)u) = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad \text{(III.8)}$$

- Si le degré relatif est supérieur à 1, nous avons ; $L_g h(x) = 0$, et la deuxième dérivé s'écrit :

$$\ddot{y} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} \frac{dx}{dt} = \frac{d(L_f h(x))}{dx} (f(x) + g(x)u)$$

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x)u \quad \text{(III.9)}$$

- Si encore le degré relatif est supérieur à deux, nous aurons : $L_f L_g h(x) = 0$,

D'où :

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) \quad \text{(III.10)}$$

Ce qui montre que :

$$y^i = L_f^i h(x) \quad 0 < i \leq r$$

$$y^i = L_f^i h(x) + L_g L_f^{r-1} u \quad i=r \quad \text{(III.11)}$$

III.3.1.2 Linéarisation par retour d'état

En vérifiant les conditions de linéarisation exacte, on constate qu'il existe au moins une sortie $y=h(x)$ pour laquelle le degré relatif r est égal à n . Dans ce cas, le système réalise une linéarisation exacte. Cette linéarisation s'effectue en deux étapes [1]

- La mise du système sous la forme normale.
- Le retour d'état linéarisant.

III.3.1.2.1 Forme normale

On peut donc trouver la forme normale du système en appliquant le changement de coordonnées (un difféomorphisme) [22]

$$\emptyset = [\emptyset(x)_1, \dots, \dots, \dots, \emptyset(x)_n] \tag{III.12}$$

Tel que :

$$\begin{aligned} z_1 &= \emptyset(x)_1 = h(x) \\ z_2 &= \emptyset(x)_2 = L_f h(x) \end{aligned} \tag{III.13}$$

$$z_n = \emptyset(x)_n = L_f^{n-1} h(x)$$

Dans les nouvelles coordonnées (z_1, z_2, \dots, z_n) , le système (III.6) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ z_n &= a(z) + b(z)u \end{aligned} \tag{III.14}$$

Avec :

$$\begin{aligned} a(z) &= L_f^n h(x) \\ b(z) &= L_g L_f^{n-1} h(x) \end{aligned} \tag{III.15}$$

III.3.1.2.1.2 Retour d'état linéarisant

Pour pouvoir appliquer les techniques de commande des systèmes linéaires, il est nécessaire d'établir une relation entre la commande, l'état (qui est supposé mesurable) et une entrée de référence, afin d'obtenir un comportement linéaire entre l'entrée et la sortie. Cette relation est décrite par la fonction des états suivants. [24]

Avec v : nouvelle entrée pour laquelle le système est linéaire.

$$U = \alpha(z) + \beta(z)v \quad (\text{III.16})$$

On choisit α et β pour que la dernière équation de (III.14) s'écrit

$$\dot{Z}_n = v \quad (\text{III.17})$$

Par identification, on trouve :

$$\alpha(z) = -\frac{\alpha(z)}{b(z)}$$

$$\beta(z) = \frac{1}{b(z)} \quad (\text{III.18})$$

A partir du système d'équations (III.14) nous pouvons construire le système d'équations (III.19) qui est appelé la forme canonique de Brunowsky, et elle est donnée sous forme suivante

$$\dot{z} = Az + bv \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}; b = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad (\text{III.20})$$

III.3.1.2.2.1 Linéarisation partielle par retour d'état

La Linéarisation partielle correspond à un degré relatif r inférieur à l'ordre du système : $r < n$.

La forme normale est représentée par les fonctions $h(x)$, $L_f^1 h(x)$, $\dots, L_f^{r-1} h(x)$,

$L_f^r h(x), L_g L_f^{r-1} h(x)$, donnent les r premiers composants du difféomorphisme \emptyset

Les $(n-r)$ composantes restantes sont choisies de sorte que :

$$L_g \emptyset_{1(x)} = 0 \quad r + 1 \leq 1 \leq n \quad \text{(III.21)}$$

Le nouveau système de coordonnées, qui s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_r \\ \dot{z}_r &= a(z) + b(z)u \\ \dot{z}_{r+1} &= q_{r+1}(z) \\ &\vdots \\ \dot{z}_n &= q_n(z) \end{aligned} \quad \text{(III.22)}$$

Avec

$$\begin{aligned} b(z) &= L_f^r(x) \\ a(z) &= L_g L_f^{r-1} h(x) \\ q(z) &= L_f \emptyset_i(x) \quad r + 1 \leq i \leq n \end{aligned} \quad \text{(III.23)}$$

Sa forme est donnée :

$$U = \alpha(z) + \beta(z)v \quad \text{(III.24)}$$

La linéarisation entrée-sortie partielle, décompose le système d'équation (III.23) en deux parties : [24].

Part 1 : Une part linéaire sous forme canonique de Brunowsky (partie externe) représentée par l'équation(III.25), qui donnent une relation différentielle entre l'entrée et la sortie.

Part 2 : Une part interne non observable, cette partie est appelée la dynamique interne.

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} &= \alpha(z) + b(z)v \\ \dot{\eta} &= q(\eta, \zeta) \end{aligned} \tag{III.25}$$

III.3.1.2.2 Dynamique interne

La dynamique de la partie non observable de l'équation (III.25) est désignée comme la dynamique interne. Pour concevoir la commande, il est crucial que cette dynamique soit stable. Dans un système linéaire, la stabilité de la dynamique interne est assurée si les zéros de la fonction de transfert se trouvent dans le demi-plan gauche du domaine complexe. Par analogie, on utilise la notion de dynamique des zéros pour analyser la stabilité de la dynamique interne dans les systèmes non linéaires.

III.4 Application de la commande linéarisant E/S à la machine

Avant d'appliquer la commande non-linéaire à la machine asynchrone et réguler le flux rotorique ainsi le couple, on se réfère au modèle lié au champ tournant, qui est décrit comme suit.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{III.26}$$

ou

$$x = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Psi_{ra}, \Psi_{r\beta}, \Omega,] \tag{III.27}$$

Et :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + K\lambda_r \Psi_{ra} + P\Omega k \Psi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - P\Omega k \Psi_{ra} + K\lambda_r \Psi_{r\beta} \\ M\lambda_r i_{s\alpha} - \lambda_r \Psi_{ra} - P\Omega \Psi_{r\beta} \\ M\lambda_r i_{s\beta} + P\Omega \Psi_{ra} - \lambda_r \Psi_{r\beta} \\ \frac{3PM}{2L_r j} (x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{c_r}{j} - \frac{f_r \Omega}{j} \end{bmatrix} \tag{III.28}$$

$$g(x) = \begin{pmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.29)$$

Tel que : $\gamma = \frac{R_s}{\delta L_s} + \frac{R_r M^2}{\delta L_s L_r^2}$, $k = \frac{M}{\delta L_s L_r}$ et $\lambda_r = \frac{1}{T_r}$

Avec deux variables de contrôle U_α et U_β , il est possible de decomposer le modele en deux systemes independants, permettant ainsi de controler separement les deux sorties. Nous avons choisi comme sortie le couple électromagnétique C_e et le module du flux du rotor

$$f(x) = \begin{pmatrix} \Psi_r^2 \\ C_{em} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2}(x_3^2 + x_4^2) \\ \frac{3PM}{2L_r}(x_2 x_3 - x_1 x_4) \end{pmatrix} \quad (III.30)$$

III.4.1 Condition d’application de la commande

III.4.2. Degré relatif

III.4.2.1 Calcul du degré relatif de la sortie y_1

Le calcul de la première dérivée nous donne.

Sachant :

$$y_1 = \Psi_r^2 = h_1(x) = \frac{1}{2}(x_3^2 + x_4^2) \quad (III.31)$$

$$\dot{y}_1 = \frac{d}{dt} h_1(x) = \frac{d}{dt} \frac{dx}{dx} h_1(x) = \frac{d}{dx} h_1(x) \frac{d}{dt} \quad (III.32)$$

$$\frac{dx}{dx} = (x) + (x) \quad (III.33)$$

En remplaçant (III.33) dans (III.32), nous obtenons

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) + L_g h_1(x) u \quad (III.34)$$

Avec :

$$L_f h_1(x) = \frac{M}{T_r}(x_1 x_3 + x_2 x_4) - \frac{1}{T_r}(x_3^2 + x_4^2) \quad (III.35)$$

$$L_g h_1(x) = 0$$

Ce qui donne

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) \tag{III.36}$$

Le calcul de la première dérivée ne fait pas apparaitre la commande, U nous passons au calcul de la deuxième dérivée de la sortie y.

L'expression de la deuxième dérivée de y_1

$$\ddot{y}_1 = L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x) u = L_f^2 h_1(x) + L_{g1} L_f h_1(x) u_1 + L_{g2} L_f h_1(x) u_2 \tag{III.37}$$

Avec

$$L_f^2 h_1(x) = \frac{-M\gamma}{Tr}(x_1 x_3 + x_2 x_4) + \frac{Mk}{Tr^2}(x_3^2 + x_4^2) + \frac{M^2}{Tr^2}(x_1^2 + x_2^2) - \frac{3M}{Tr^2}(x_1 x_3 + x_2 x_4) + \frac{2}{Tr^2}(x_3^2 + x_4^2) + \frac{MP}{Tr} x_5(x_2 x_3 - x_1 x_4) \tag{III.38}$$

ET

$$L_{g1} L_f h_1(x) u_1 = \frac{M}{\delta L S Tr} x_3 u_1$$

$$L_{g2} L_f h_1(x) u_2 = \frac{M}{\delta L S Tr} x_4 u_2 \tag{III.39}$$

Dans l'expression de la deuxième dérivée (III.38), la commande U apparaitre donc le degré relatif associe la sortie y_1 est :

$$r_1 = 2$$

III.4.2.2 Calcul du degré relatif de la sortie y_2

$$y_2 = h_1(x) = \frac{3PM}{2Lr}(x_1 x_3 + x_2 x_4) \tag{III.40}$$

Le calcul de la première dérivée y_2 , de la sortie a donné :

$$\dot{y}_2 = L_f h_2(x) + L_g h_2(x) u = L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x) u_1 + L_{g2} h_2(x) u_2 \tag{III.41}$$

Avec

$$L_f h_2(x) = \frac{3PM}{2Lr} \left[\left(\frac{1}{Tr} + \gamma \right) (x_1 x_4 - x_2 x_3) - Pk x_5 (x_3^2 + x_4^2) - P x_5 (x_2 x_4 + x_1 x_3) \right] \tag{III.42}$$

Et

$$L_g h_2(x) u_1 = \frac{-3PM}{2\delta L_s L_r} x_4 u_1$$

$$L_g h_2(x) u_2 = \frac{3PM}{2\delta L_s L_r} x_3 u_2 \quad (\text{III.43})$$

Donc le degré relatif associé à la sortie y_2 est : $r_2=1$

A travers la dérivée de lie, le degré relatif du flux rotorique est $r_1=2$, celui du couple électromagnétique est $r_2=1$. Ainsi, la somme des degrés relatifs r_1+r_2 est inférieure à l'ordre du système $n=5$. Cela indique que nous avons deux dynamiques cachées qui ne peuvent pas être observables à travers le retour d'état linéarisant.

III.4.3 Boucle de linéarisation

$$z_1 = y_1 = h_1(x) = \phi_1(x) = L_f h(x)$$

$$z_2 = L_f h_1(x) = \phi_2(x)$$

$$z_3 = y_2 = h_2(x) = \phi_3(x) \quad (\text{III.44})$$

$$z_4 = h_1(x) = \arctan\left(\frac{x_4}{x_3}\right) = \phi_4(x)$$

$$z_5 = h_5(x) = x_5 = \phi_5(x)$$

Nous choisissons les variables z_4 et z_5 de façon arbitraire. Ces variables représentent la dynamique cachée du système. Ainsi, le modèle dynamique du système s'exprime dans les nouvelles coordonnées donnée dans (III.44).

III.4.3.2 Calcul de la forme normale

Pour obtenir la forme normale, nous dérivons les z_i ce qui nous permet d'avoir :

$$\dot{z}_1 = z_2 = \dot{y}_1$$

$$\dot{z}_2 = \ddot{y}$$

$$\dot{z}_3 = \dot{y}_2 \quad (\text{III.45})$$

Le système initial est d'ordre n=5, est le système obtenu est d'ordre 3. Cela signifie qu'il existe 2 dynamiques cachées qui seront sélectionnées, ces deux dynamiques ne sont pas influencées par l'entrée u

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= L_f h_1(x) \\
 \dot{z}_2 &= L_f^2 h_1(x) + L_{g1} L_f h_1(x) u_1 + L_{g2} L_f h_1(x) u_2 \\
 \dot{z}_3 &= L_f h_2(x) + L_{g1} h_2(x) u_1 + L_{g2} h_2(x) u_2 \\
 \dot{z}_4 &= PZ_5 + \frac{R_r Z_3}{3P Z_1} \\
 \dot{z}_5 &= \frac{1}{J}(Z_3 - C_r - f m Z_5)
 \end{aligned} \tag{III.46}$$

Le retour d'état suivant est alors appliqué en acceptant de linéariser le comportement entrée, sortie. Les dérivées de sortie sont données par :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f h_2(x) \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \tag{III.47}$$

Nous déterminons la matrice de découplage par :

$$\begin{aligned}
 D(x) &= \begin{bmatrix} L_{g1} L_f h_1(x) & L_{g2} L_f h_1(x) \\ L_{g1} h_2(x) & L_{g2} h_2(x) \end{bmatrix} \\
 D(x) &= \begin{bmatrix} \frac{M}{\delta L_s T_r} x_3 & \frac{M}{\delta L_s T_r} x_4 \\ \frac{3pM}{2\delta L_s L_r} (-x_4) & \frac{3pM}{2\delta L_s L_r} (x_3) \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{III.48}$$

La matrice D(x) n'est pas singulière tant que son déterminant :

$$\det D(x) = \frac{3M^2 P}{2L_s^2 T_r \text{sig}^2 L_r} (x_3^2 + x_4^2) \neq 0 \tag{III.49}$$

$$[D(x)]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{x_3}{k_1(x_3^2 + x_4^2)} & \frac{-x_4}{k_2(x_3^2 + x_4^2)} \\ \frac{x_4}{k_1(x_3^2 + x_4^2)} & \frac{x_3}{k_2(x_3^2 + x_4^2)} \end{bmatrix} \tag{III.50}$$

$$k_1 = \frac{M}{(L_s T_r \text{sig})}$$

$$k_2 = \frac{3PM}{(2L_s L_r \text{sig})}$$

Le bouclage linéarisant est choisi :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = D(x)^{-1} = \begin{bmatrix} A(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad \text{(III.51)}$$

Remplaçons (III.51) dans (III.47) nous obtenons le système linéaire suivant :

$$\begin{bmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \Psi_r^2 \\ \frac{d}{dt} Cem \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad \text{(III.52)}$$

Pour assurer la poursuite de la référence v_1 et v_2 sont calculées par retour d'état suivant :

$$\begin{aligned} v_1 &= k_{11}(\Psi_{rref}^2 - \Psi_r^2) + k_{12}\left(\frac{d}{dt} \Psi_{rref}^2 - \frac{d}{dt} \Psi_r^2\right) + \frac{d^2}{dt^2} \Psi_{rref}^2 \\ v_2 &= k_{21}(Cem_{ref} - Cem) + \frac{d}{dt} Cem_{ref} \end{aligned} \quad \text{(III.53)}$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{dt^2} e_1 + k_{11} \frac{d}{dt} e_1 + k_{12} e_1 &= 0 \\ \frac{d}{dt} e_2 + k_{21} e_2 &= 0 \end{aligned} \quad \text{(III.54)}$$

Avec :

$$\begin{aligned} e_1 &= \Psi_{rref}^2 - \Psi_r^2 \\ e_2 &= Cem_{ref} - Cem \end{aligned} \quad \text{(III.55)}$$

Les coefficients sont choisis tels que :

$$\begin{aligned} P^2 + k_{21}P + k_{11} &= 0 \\ P + k_{21} &= 0 \end{aligned} \quad \text{(III.56)}$$

Les valeurs des coefficients (k_{11} , k_{12} et k_{21}) sont déterminées en utilisant l'Annexe B :

Pour un coefficient d'amortissement $\delta=0.7$, $t_m \omega_n = 3.29$. et en choisissant un temps de réponse du flux rotorique $t_m=0.25s$

$k_{11}= 18,42$, $k_{12}= 176,1856$ et $k_{21}= 57$.

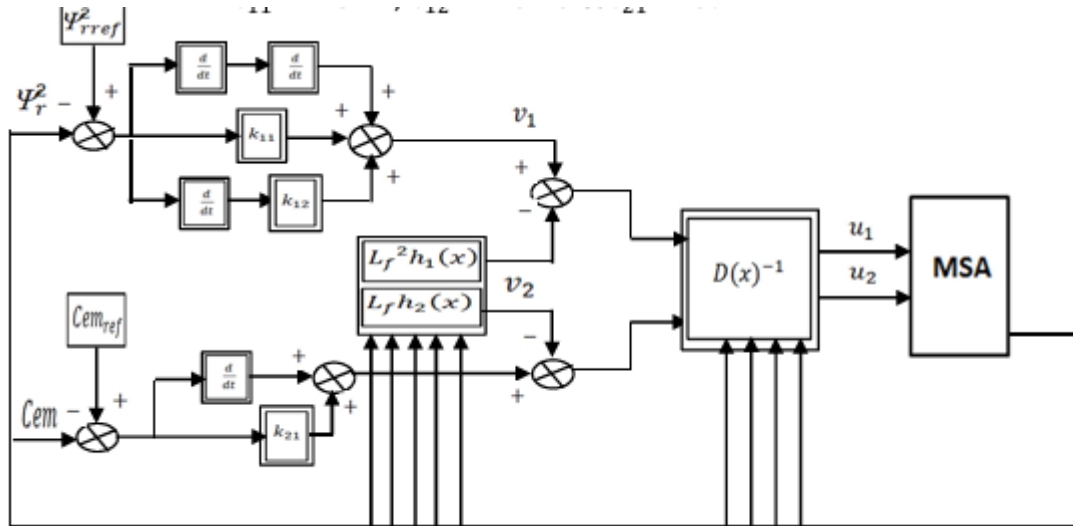


Figure III.1 : Schéma global de la commande linéarisation entrée sortie

III.5 Résultats de Simulation et constatation

Pour tester notre commande nous avons simulé le modèle mathématique de la commande par retour d'état linéarisant pour les deux cas de fonctionnement suivants : a) Test de la commande sans variation des paramètres de la machine. b) Test avec variation des résistances statorique et rotorique.

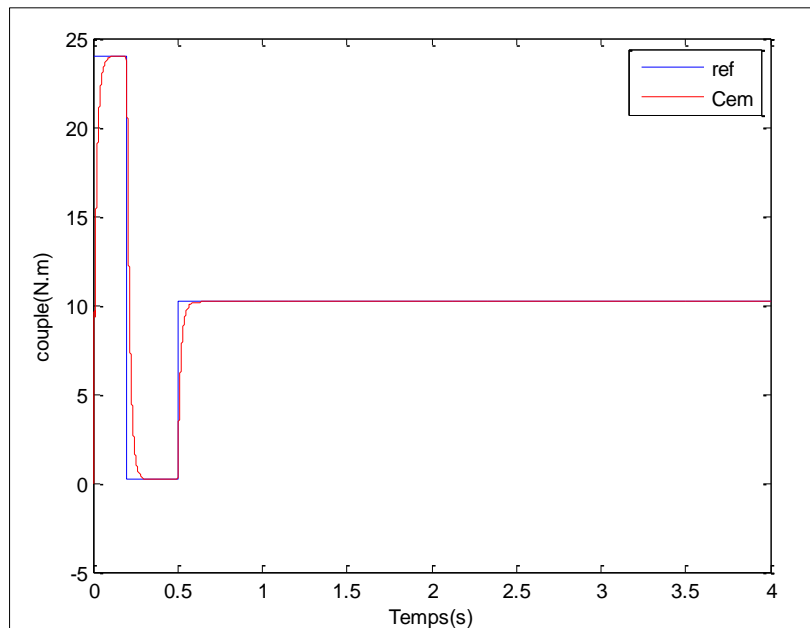


Figure III.2 : Estimation du Couple (Cem) et sa référence

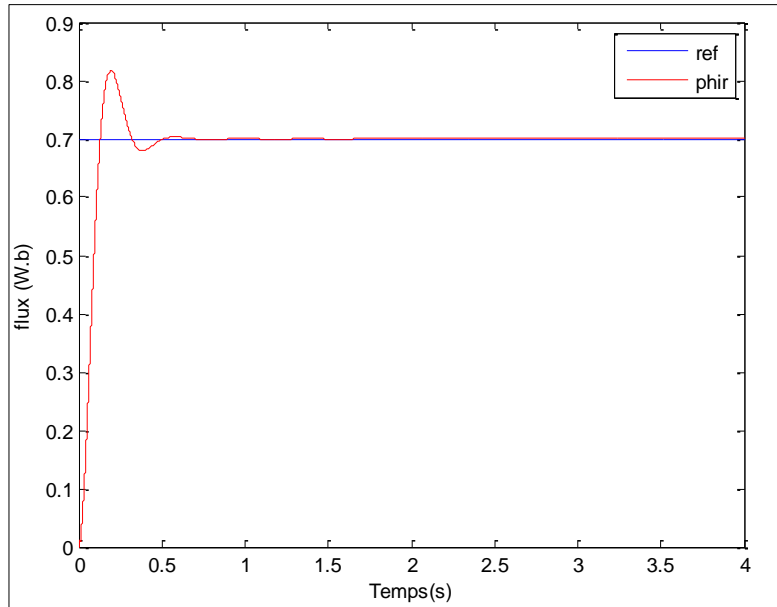


Figure III.3: Estimation de flux rotorique et sa référence

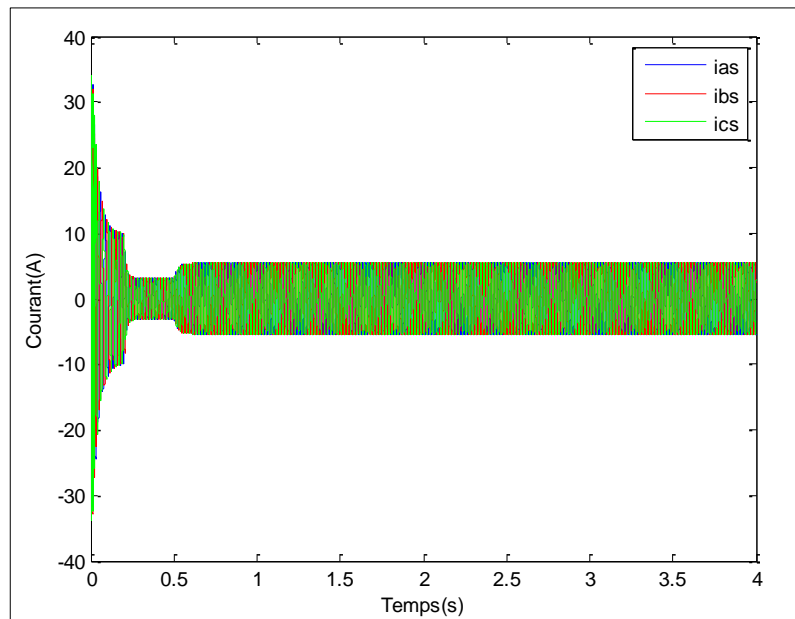


Figure III.4 : Evolution des courants statorique en fonction du temps

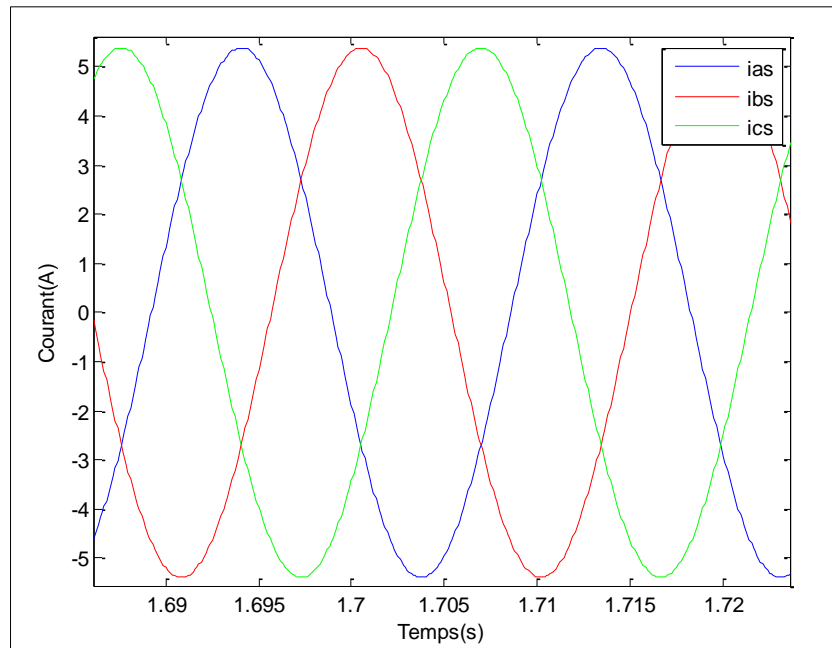


Figure III.5 : Zoom des courants statorique en fonction du temps

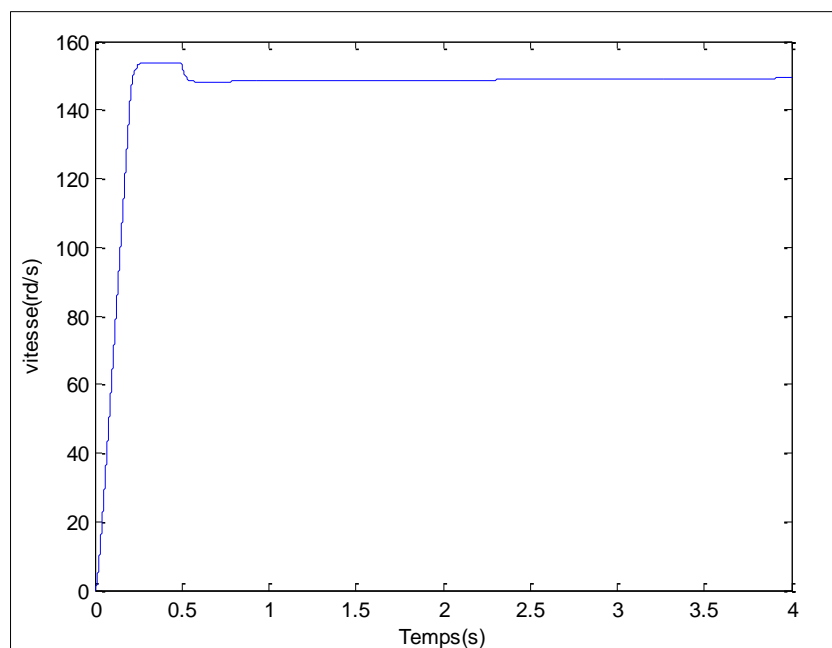


Figure III.6 : Evolution de la vitesse de rotation en fonction du temps

III.5.1 Constataion des résultats

Nous remarquons :

Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence avec un temps de réponse rapide.

Pour le flux rotorique il y a un Leger dépassement au régime transitoire, mais ce flux suit sa référence au régime permanent

III.6 Tests de robustesse de la commande linéarisante

La robustesse est une technique qui décrit le comportement et la capacité d'un système à fonctionner même en présence des perturbations ou variations des paramètres. Afin de tester cette robustesse nous avons procédé à différents tests de variation paramétriques et une perturbation extérieure.

III.6.1 Test de la commande avec la variation des paramètres de la machine.

Pour tester la robustesse de notre commande à des changements paramétriques perturbations extérieures nous avons augmenté les résistances statoriques et rotoriques de 50% comme le montre la figure ci-dessous :

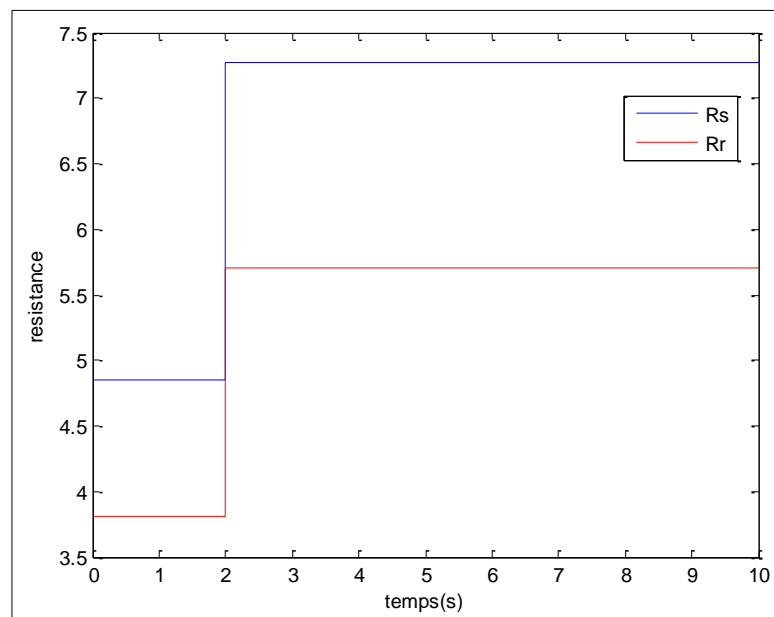


Figure III.6 : variation des paramètres

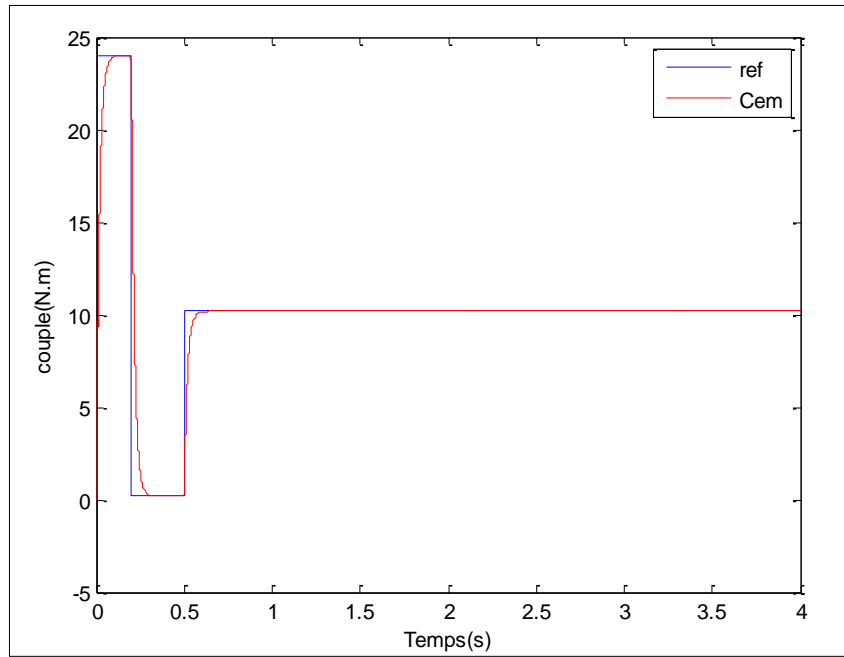


Figure III.7 : Estimation du Couple (Cem) et sa référence

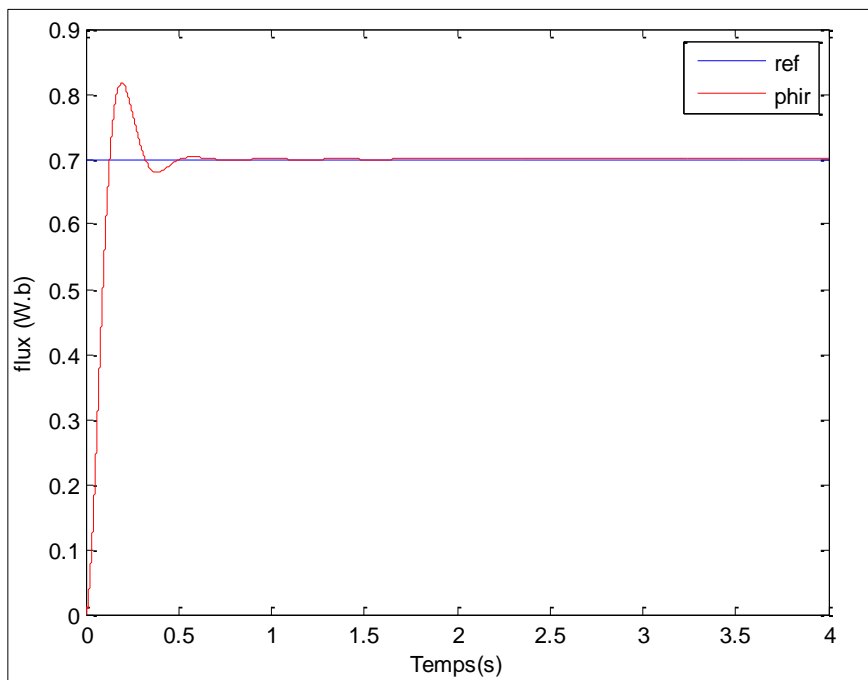


Figure III.8: Estimation de flux rotorique et sa référence

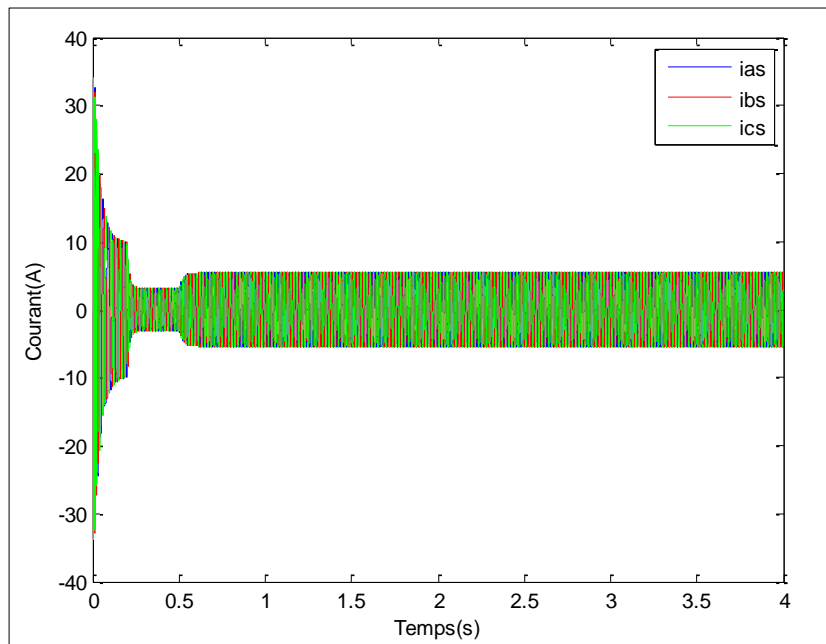


Figure III.9 : Evolution des courants statorique en fonction du temps

III.7 Comparaison entre commande vectorielle et commande linéarisante

La loi de commande linéarisante entrée /sortie possède, par rapport aux lois de commandes classiques linéaires (PI), des performances remarquables en ce qui concerne :

- Le temps de réponse.
- L'insensibilité par rapport à des non-linéarités du système et des variations de paramètres (les paramètres des régulateurs sont calculés en fonction des paramètres de la machine pour la commande vectorielle).
- La robustesse vis-à-vis de la dynamique mal modélisée.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté quelques généralités sur les systèmes linéaires et les systèmes non linéaires, ainsi des notions mathématiques (Dérivées de Lie, degré relatif ...) à suivre pour la linéarisation. La commande non linéaire a montré l'avantage du bon découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique. Au final on a conclu avec une comparaison entre les deux méthodes étudié dans notre travail ce qui nous a aidé à tirer les avantages et les inconvénients d'une commande par rapport à une autre.

Conclusion générale

La revue historique et la littérature concernant le moteur asynchrone nous ont montré l'état de l'art dans le domaine. Il faut remarquer que même si des développements considérables ont été réalisés au niveau de la conception de telle machine, un travail énorme reste à faire au niveau de sa modélisation et de sa commande. En effet, à cause de sa structure électromagnétique, il est extrêmement difficile d'obtenir un modèle analytique suffisamment précis. De plus, son couple et sa nature fortement non linéaire font qu'il est impossible d'obtenir des bonnes performances dynamiques en utilisant de simples lois de commande linéaire

Lors notre travail, nous avons présente deux structures de commande de la machine asynchrone : la commande vectorielle et la commande linéarisant entrées sorties.

En premier lieu, grâce au modèle mathématique de la machine asynchrone, connu sous le nom de modèle de PARK, nous avons réalisé une étude théorique des phénomènes électriques, magnétiques et mécaniques associés à ce moteur. À l'aide de simulations numériques, nous avons pu observer le comportement de la machine dans différents modes d'utilisation, tant à vide qu'en charge.

Le deuxième chapitre, Les principes de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique ont été résumés, avec un calcul des différents gains des régulateurs classiques (PI) utilisés dans la commande. Différentes applications numériques sont mises en œuvre afin de visualiser la robustesse de cette commande.

Au dernier nous nous sommes basée sur la commande linéarisante entrée /sortie et nous avons développé une étude comparative des deux techniques de commande à travers les études déjà faites et les résultats obtenus dans la commande linéarisante entrée /sortie.

Bibliographie

- [1] LOUMI Mohammed et BOUMRAR Yacine, "Commande Linéarisante Entrée- Sortie d'Une Machine Asynchrone Triphasée,"Mémoire de Fin d'Etude de Master Académique, Université MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU 2017.
- [2] MANSOURI Mohammed Ikbal et CHENNOUF Rachid, "Commande vectorielle avec Observateur interconnecté pour la machine asynchrone," Mémoire de Master, Université Echahid Hama Lakhdar d'El-oued, Juin 2021.
- [3] K.ALMIRAOUSSAID, Y.SEKKAI, "Etude des pertes et leur répartition dans un moteur asynchrone a cage d'écureuil 2.2KW, " Mémoire master, Université MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU 2013.
- [4]Theodore Wildi, Gilbert Syblie "electrotechnique", 4eme edition.
- [5] S.HAJJI , "Modélisation observation et commande de la MAS," thèse université de Caen France 2009.
- [6] Hellal .M et Ramdane .S, "Analyse des performances de la machine asynchrone sous défauts" Mémoire de fin d'étude Master, UMMTO 2017.
- [7] BOUKHARI Bylia AMINI Taous. "Calcul des pertes fers dans la machine asynchrone" Mémoire de Fin d'Etude de MASTER., Université UMMTO Année 2017.
- [8] OTHMANI Ahmed Mehdi, "Commande Vectorielle d'une machine asynchrone associée a un observateur adaptatif", Mémoire fin d'étude de master, université BADJI MOKHTAR-ANNABA. Année 2019.
- [9] Jean Paul Hautier , Jean Pierre caron, "Modélisation et commande de la machine asynchrone"
- [10] Guy Grellet, Guy clerc, "Actionneurs électriques".
- [11] Philippe Barret, "Régimes transitoires des machines tournantes électriques".
- [12] M. ELKHIER, B. ABBAS, "Commande par logique flou d'une machine asynchrone Double stator", Mémoire de fin d'études de l'Université M. BOUDIAF de M'sila, Algérie, 2005.
- [13]M. Boudiaf, "Etude et contrôle de la machine asynchrone double étoile", Mémoire de MASTER, Université de M'sila 2013.

- [14] OTHMANI Ahmed Mehdi, "Commande Vectorielle d'une machine asynchrone associée a un observateur adaptatif", Mémoire fin d'étude de master, université BADJI MOKHTAR-ANNABA. Année 2019.
- [15] Chekima Djamel, "Commande d'une machine asynchrone par logique floue", Thèse de master, Université de El-Oued 2014.
- [16] DIEDHIOE Tidjini, "Estimation de la Vitesse et des Résistances statorique et rotorique pour la Commande par Orientation du Flux d'une Machine Asynchrone ", Memoire fin d'études, Electromécanique, université Badji Mokhtar Annaba, 2018.
- [17] Choubar Khoutir, "Modélisation de la machine asynchrone" Mémoire d'ingénieur, l'université de m'sila ,2006
- [18] E. Merabet et A. Belayali, "Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator ", mémoire d'Ingéniorat Université de M'sila, 2005.
- [19] Faddane Mohamed Sadadik, "Commande optimale d'une moteur asynchrone muni d'un pilotage vectoriel", Thèse de master, université de Kasdi Merbah Ouargla, 2016
- [20] A.MEROUFEL, M.MASSOUM, "linéarisation entrée/sortie et réglage flou d'une machine asynchrone alimentée en courant ",Nombre 1, 2007.
- [21] Bekhouche Lemnouer, "Commande par linéarisation entrées sortie du couple et du flux de la machine asynchrone", Mémoire de magister, Université FERHAT ABBAS – SETIF.
- [22] M Djafer Lalili, "Sur les commandes non Linéaires adaptatives De la machine asynchrone", mémoire de magister 1999.
- [24] Meziane Salima , "Commande Adaptative et prédictive de la machine asynchrone", thèse doctorat 2009.
- [25] NAIT SAIDJ AMRANE, " Étude de la machine asynchrone double Etoiles en régime dégradé", Mémoire de Fin d'Étude de MASTER, Université MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU 2018.
- [26] A.Kaddouri, "Étude d'une commande non-linéaire d'une machine synchrone à aimant permanent", Thèse de doctorat, Université Laval Québec, Nov 2000.

[27] Babas Idir, Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande par mode glissant appliquées à un moteur asynchrone triphasé, Mémoire de fin d'étude de Master, Université MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU 2023.

[28] Ibtissam BAKHTI , Etude des différentes commande non linéaires de la machine asynchrone avec observation de flux et de vitesse, Magister en électrotechnique, Université de Batna, 2007

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée [28]

A.1 Paramètres électriques

$R_s = 10 \Omega$ Résistance du stator

$R_r = 6.3 \Omega$ Résistance du rotor

$L_s = 0.4642 \text{ H}$ Inductance du stator

$L_r = 0.4612 \text{ H}$ Inductance du rotor

$M = 0.4212 \text{ H}$ Inductance Mutuelle

$P = 0.7 \text{ KW}$ puissance utile

Paramètres mécaniques

$J = 0.02 \text{ kg.m}^2$ Moment d'inertie

$F = 0 \text{ SI}$ Coefficient de frottement

A.3 Paramètres électromagnétiques

$C_{em} = 5 \text{ N.m}$ Couple nominal

$P = 2$ Nombre de paires de pôles

Résumé :

Ce projet de fin d'études traite la comparaison et l'analyse des performances de deux techniques de commande appliquées à un moteur asynchrone triphasé.

Au début, nous avons présenté une modélisation et simulation du moteur asynchrone, en simplifiant son modèle mathématique à l'aide de la transformation de Park.

Nous avons ensuite introduit la commande vectorielle en utilisant des régulateurs PI, qui permet de donner au moteur asynchrone un comportement similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Toutefois, les limitations de cette approche nous ont conduits à explorer une autre méthode de commandes robustes. Nous avons principalement étudié la commande linéarisant entrée/sortie qui permet de linéariser et découpler les grandeurs du moteur, et nous avons conclu notre travail par une comparaison des deux techniques.

Mots clés

Moteur asynchrone, Modélisation moteur asynchrone, commande vectorielle, commande par orientation de flux rotorique, commande linéarisante entrée/sortie, transformation de Park.

Abstract:

This final year project concerns the comparison and analysis of the performances of two control techniques applied to a three-phase asynchronous motor.

At the beginning, we presented a general modeling of the asynchronous machine, by simplifying its mathematical model using the Park transformation.

We then introduced vector control using PI regulators, which allows to give the asynchronous motor a behavior similar to that of a DC machine with separate excitation. However, the limitations of this approach led us to explore another method of robust controls. We mainly studied the input/output linearizing control which allows to linearize and decouple the motor quantities, and we concluded our work by comparing the two techniques.