

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

Université Mohamed Seddik Benyahia – Jijel



**Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Automatique**

**PROJET DE FIN D'ETUDE POUR L'OBTENTION DU DIPLOME
MASTER EN AUTOMATIQUE**

OPTION : Automatique et Informatique Industrielle

Thème

**Commande par mode glissant de la
machine asynchrone**

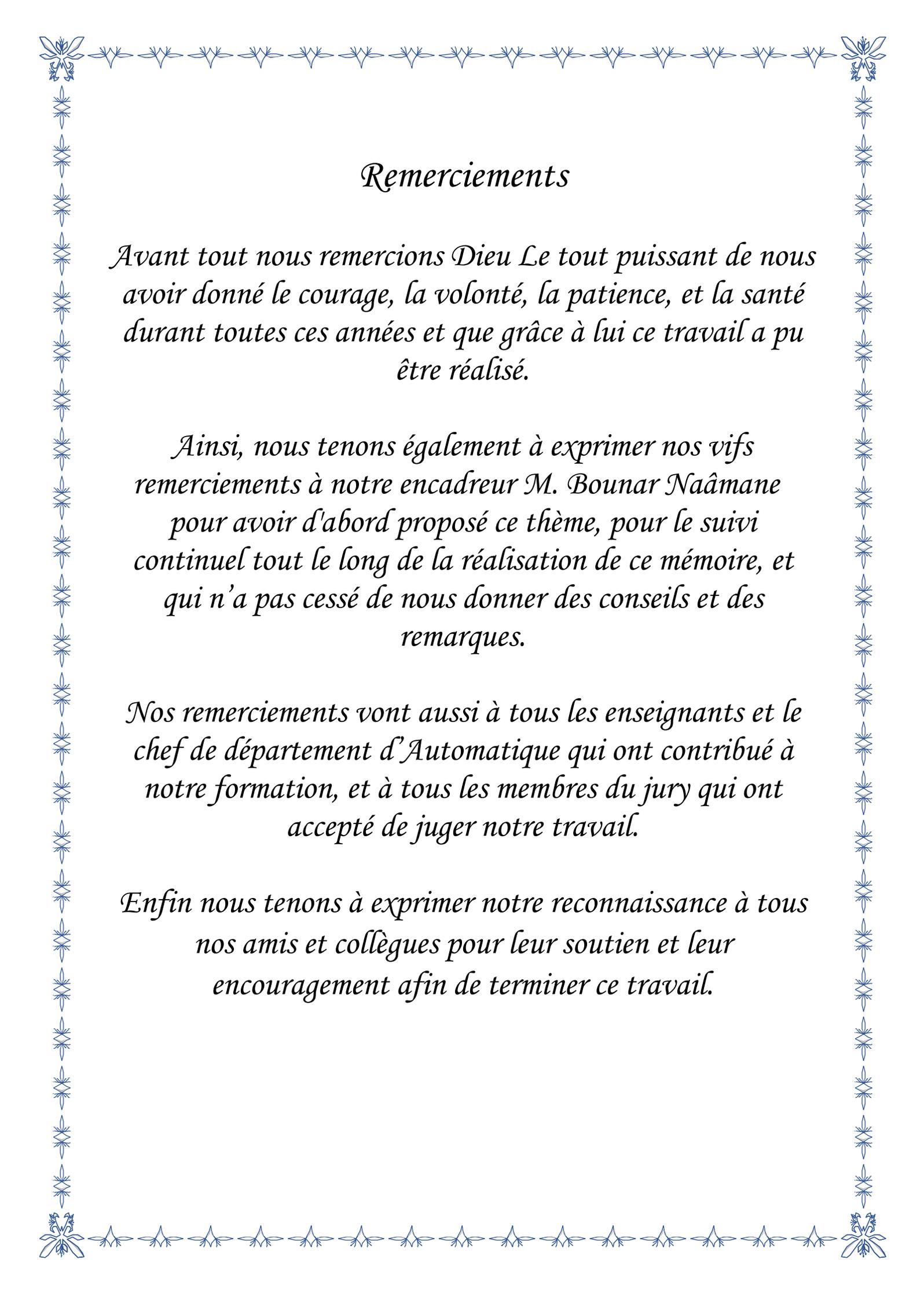
Réalisé par :

- *Soukkou Haroune*
- *Douieb Youssouf*

Encadré par :

Pr. Bounar Naâmane

Promotion 2020



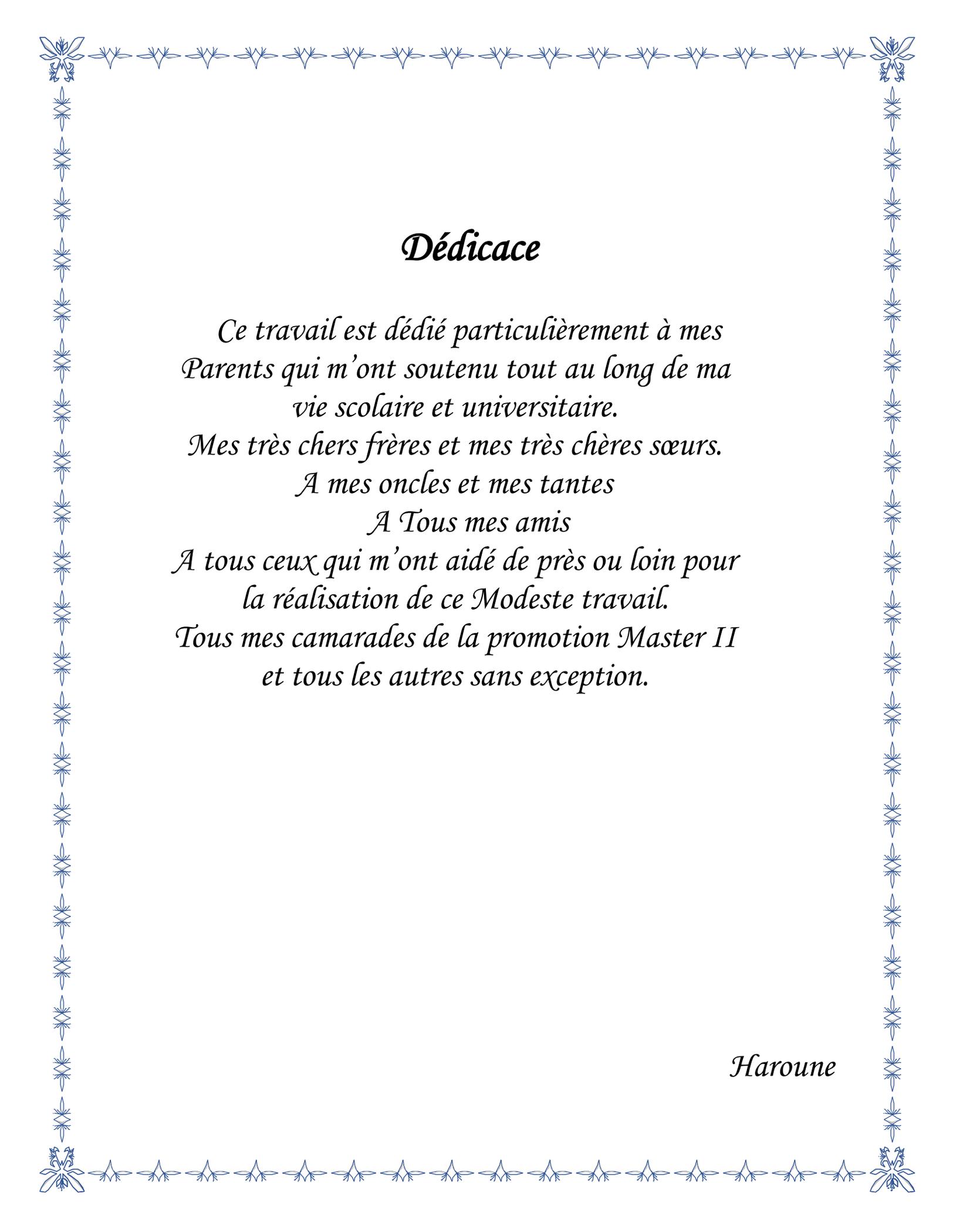
Remerciements

Avant tout nous remercions Dieu Le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces années et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur M. Bounar Naâmane pour avoir d'abord proposé ce thème, pour le suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire, et qui n'a pas cessé de nous donner des conseils et des remarques.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département d'Automatique qui ont contribué à notre formation, et à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour leur soutien et leur encouragement afin de terminer ce travail.



Dédicace

*Ce travail est dédié particulièrement à mes
Parents qui m'ont soutenu tout au long de ma
vie scolaire et universitaire.*

Mes très chers frères et mes très chères sœurs.

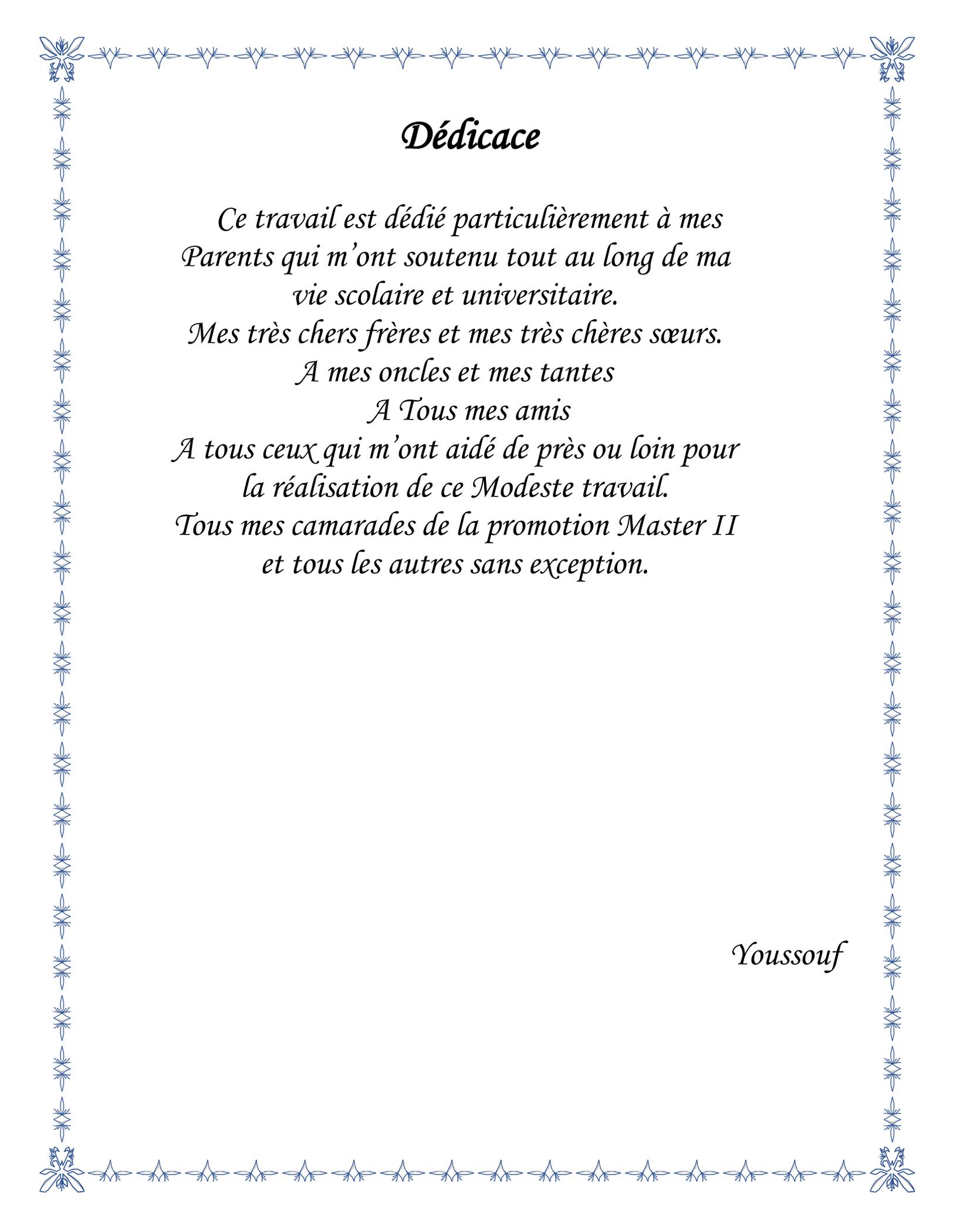
A mes oncles et mes tantes

A Tous mes amis

*A tous ceux qui m'ont aidé de près ou loin pour
la réalisation de ce Modeste travail.*

*Tous mes camarades de la promotion Master II
et tous les autres sans exception.*

Haroune



Dédicace

*Ce travail est dédié particulièrement à mes
Parents qui m'ont soutenu tout au long de ma
vie scolaire et universitaire.*

Mes très chers frères et mes très chères sœurs.

A mes oncles et mes tantes

A Tous mes amis

*A tous ceux qui m'ont aidé de près ou loin pour
la réalisation de ce Modeste travail.*

*Tous mes camarades de la promotion Master II
et tous les autres sans exception.*

Yousseuf

Introduction générale1

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Introduction.....3
I.2 Description de la machine asynchrone3
 I.2.1 La constitution3
 I.2.2 Principe de fonctionnement d’une machine asynchrone5
I.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasé.....6
 I.3.1 Hypothèses simplificatrices7
 I.3.2 Les équations générales de la machine asynchrone7
 I.3.2.1 Les équations électriques7
 I.3.2.2 Les équations magnétiques.....8
 I.3.2.3 Equation mécanique.....9
I.4 Modèle biphasé de la machine asynchrone 10
 I.4.1 Transformation de Park 10
 I.4.2 Application de la transformé de Park sur la machine asynchrone 12
 I.4.3 Choix du référentiel 14
 I.4.4 Représentation d'état de la machine asynchrone..... 14
I.5 Simulation 17
I.6 Interprétation des résultats 20
I.7 Conclusion 21

Chapitre II

Commande par retour d’état non linéaire la machine asynchrone

II.1 Introduction 22
II.2 La linéarisation entrée-sortie 22
 II.2.1 Principe de la technique de linéarisation entrées-sorties 22
 II.2.2 Modèle d’état du moteur asynchrone..... 23
 II.2.3 Technique de la linéarisation entrée-sortie 24
 II.2.3.1 Commande vitesse –flux..... 28

II.2.3.2 Commande couple –flux	32
II.3 Simulation et interprétation des résultats	36
II.4 Conclusion	39

Chapitre III

Commande par mode glissant de la machine asynchrone

III.1 Introduction	40
III.2 Principe de la commande par mode de glissement	40
III.3 Conception de l’algorithme de commande par mode de glissement	41
III.3.1 Choix de la surface de glissement	41
III.3.2 Conditions d’existence et de convergence du régime glissant	42
III.3.3 Détermination de la loi de commande	43
III.3.3.1 Définition des grandeurs de commande	44
III.3.3.2 Expression analytique de la commande	45
III.4 Phénomène de réticence ou (chattering)	46
III.5 Approximation continue de la commande par régime glissant	47
III.6 Domaine d’application du réglage par mode glissant	48
III.7 Les avantages de la commande par mode glissant	49
III.8 Application à la machine à induction	49
III.8.1 Commande par mode glissant	49
III.8.1.1 Synthèse de la commande par mode glissant	49
III.8.1.2 Résultats de simulation	53
III.9 Conclusion	57
Conclusion générale	58

Notations

Indices

s, r	Indices respectifs du stator et du rotor.
a, b, c	Indices respectifs des axes a, b et c du repère triphasé.
α, β	Indices respectifs des axes α, β du repère lie au stator.
d, q	Indices respectifs des axes d, q du repère de Park.

Grandeurs principales

P	Nombres de paires de pôles.
R_s, l_s	Résistances et inductances propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	Résistances et inductances propre d'une phase rotorique.
M_s	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases de stator.
M_r	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases de rotor.
M_{sr}	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et du rotor.
θ	Angle électrique entre R_a et S_a .
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tension d'alimentation des phases S_a, S_b, S_c .
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants statoriques des phases S_a, S_b, S_c .
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions aux bornes des phases $R_a, R_b, R_c (=0)$.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courants rotoriques des phases R_a, R_b, R_c .
Ω	Vitesse angulaire de rotation.
ω	Vitesse angulaire électrique.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
k_f	Coefficient de frottement.
J	Moment d'inertie du rotor.

x_{ref}	Consigne de x .
x_d	Valeur désirée de x .
V	Fonction de Lyapunov.
S	Surface de glissement.

Introduction générale

Les technologies modernes des systèmes d'entraînement exigent de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse et du couple, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible.

Le moteur à courant continu, a satisfait une partie de ces exigences mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Alors que le prix des machines électriques varie peu, celui des composants électroniques et micro-informatique baisse constamment, de telle façon que la part du variateur dans le coût d'un entraînement à vitesse variable diminue. Pour toutes ces raisons, le moteur à courant continu trouve des limites d'utilisation, le moteur à courant alternatif a tendance de le remplacer dans de nombreuses applications.

Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose de problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps.

Les recherches ont donné un essor appréciable à la commande non-linéaire [1]. Parmi les techniques de commande à grande performance assurant un découplage global entre les sorties à commander quel que soit les profils de trajectoires imposées à la machine, on trouve la commande non linéaire développée par "Isodori" , cette commande présente l'avantage de pouvoir commander séparément le flux et la vitesse par un retour d'état non linéaire, chacun de ces sous-systèmes représente une boucle indépendante de commande d'une variable donnée (vitesse, couple, flux, etc.).

Toutefois, cette technique de commande précitée présente relativement une certaine sensibilité liée aux variations paramétriques. En effet, elle est dépendante directement du modèle de la machine, la robustesse de son algorithme de commande est remise en question. Plutôt, il est important d'utiliser des méthodes de contrôle robuste, soit linéaire ou non linéaire, telle que la commande par mode glissant.

La commande par mode glissant qui a été développée en Union soviétique il y a plus de 30 ans, fait partie de ces méthodes de commandes robustes. Elle possède des avantages incontestables pour les systèmes mal- identifiés ou à paramètres variables. Cependant la nature commutant (discontinue) de cette technique peut provoquer l'effet de broutement, appelé en anglais "chattering". Les contrôleurs par mode glissant diffèrent des contrôleurs simples de relais, c'est-à-dire ils se fondent sur la commutation à grande vitesse parmi les valeurs de commande. Les progrès effectués dans le domaine de l'électronique de puissance ont rendu l'instrument de commutation à grande vitesse pratiquement réalisable. Cette

méthode associée aux systèmes à structure variable. Elle permet la commutation directe des organes de commande sans introduire des retards supplémentaires, en outre l'obtention des lois de commande robustes et performantes.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

Le premier chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension triphasé sinusoïdale en utilisant la transformation triphasé-biphasé de Park. Nous avons simulé numériquement le fonctionnement de la machine asynchrone alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50Hz.

Dans le deuxième chapitre, nous rappelons la théorie de la commande par retour d'état non linéaire et nous faisons la synthèse de cette technique sur le modèle de la machine asynchrone.

Dans le troisième chapitre, on traitera des rappels de notions de base sur la théorie de la commande par mode glissant, après on passera à l'application de cette commande sur la machine asynchrone. Ainsi une présentation des résultats de simulation sera donnée pour voir les performances de cette technique et enfin une conclusion générale sur les résultats obtenus sera donnée à la fin de ce travail.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction

Le Moteur Asynchrone ou Moteur à Induction (MI) est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable, et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître.

Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques.

Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent [2].

I.2. Description de la machine asynchrone

I.2.1. La constitution

La machine asynchrone se constitue essentiellement de deux grands bloc, le stator qui représente la partie fixe du moteur et le rotor qui représente la partie tournante.

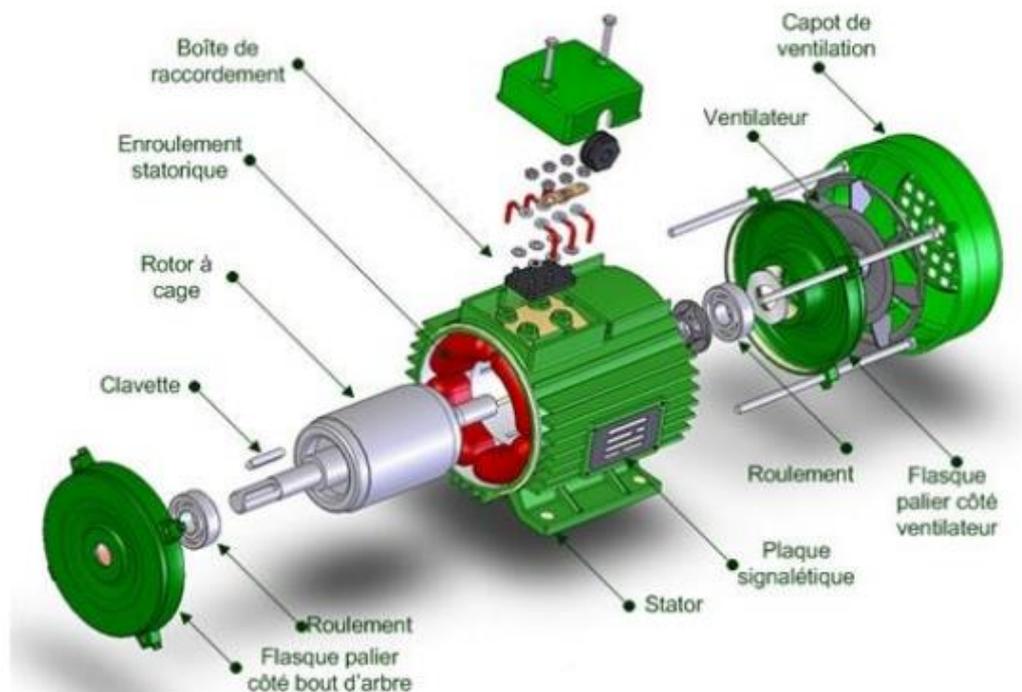


Figure (I.1) : Composition d'un moteur asynchrone [3]

a) Le stator :

Il est constitué d'un bobinage triphasé à paires de pôles, l'ensemble de ce bobinage est formé à l'aide de trois enroulements équilibrés que l'on relie au réseau triphasé de fréquence « f » qui produit un champ magnétique tournant à la vitesse de rotation « n_s » appelée la fréquence de synchronisme.

b) Le rotor :

C'est la partie tournante, il tourne à la vitesse de rotation n qui est inférieure à la vitesse synchrone n_s .

Il y a deux types de rotor dans la machine asynchrone :

- **Rotor à cage d'écureuil :**

Les rotors à cage d'écureuil des machines asynchrones sont constitués par un cylindre en disques de tôles empilées, percées de trous sur la périphérie pour former des encoches. Ces encoches sont destinées à recevoir les barres rotoriques en cuivre pour les moteurs de forte puissance ou en aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance, Les barres sont reliées entre elles par deux anneaux de court-circuit.

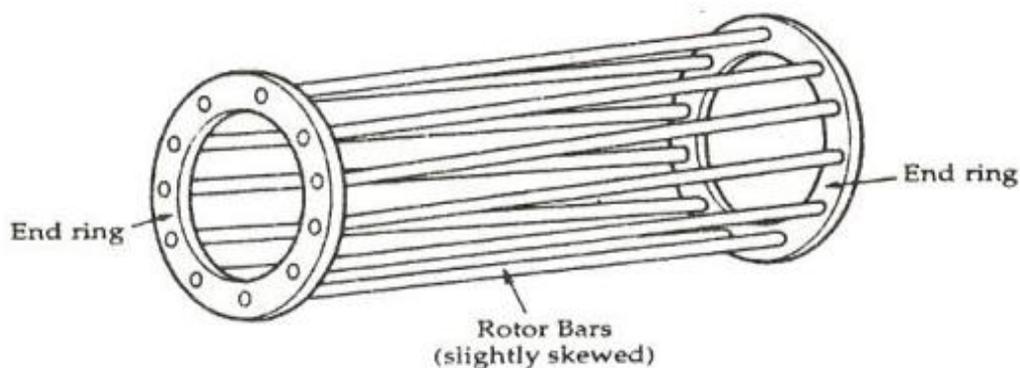


Figure (I.2) : rotor a cage d'écureuil

- **Rotor bobiné :**

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé même si le moteur est monophasé, et en pratique, toujours triphasé. Les encoches découpées dans les tôles sont théoriquement parallèles à l'axe du moteur. Les extrémités de l'enroulement rotorique sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur laquelle

frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments complémentaires qui permettent des réglages par exemple de couple ou de vitesse.

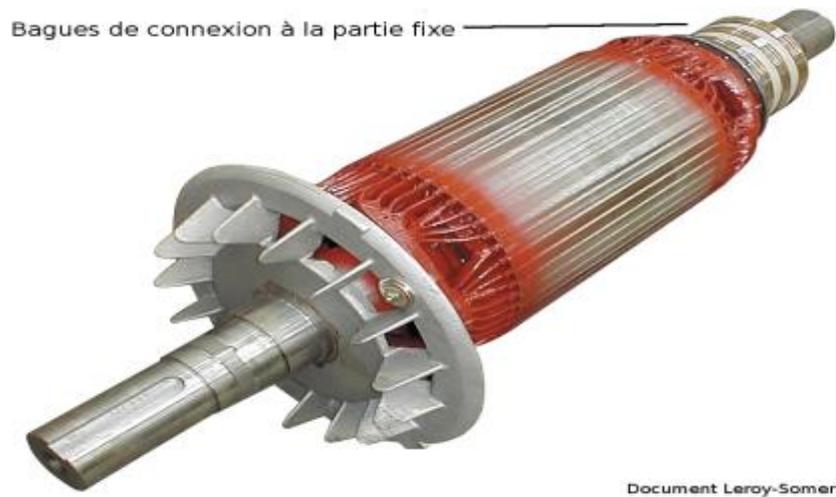


Figure (I.3) : rotor bobiné [4]

I.2.2.Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches et relie à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer. Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction. La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court-circuit. La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation

$$\Omega_s = 60 \frac{f_s}{P} \text{ (tr / min)} \quad (\text{I.1})$$

On désigne par " P " le nombre de paires de pôles de la machine. Lorsque le rotor tourne à une vitesse différente de (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotorique montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotorique, d'après la loi de Lenz, ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$) inférieur Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω , ou un couple résistant tendant à réduire Ω , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega$)

On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \tag{I.2}$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques [5,6].

I.3. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

Le modèle de la machine asynchrone triphasé est illustré par le schéma de la Figure (I.4) Les armatures statoriques et rotoriques sont munies chacune d'un enroulement triphasé, trois enroulements du stator : S_A, S_B, S_C , et trois enroulements du rotor : R_A, R_B, R_C , et θ : angle entre l'axe de la phase statorique (S_A)

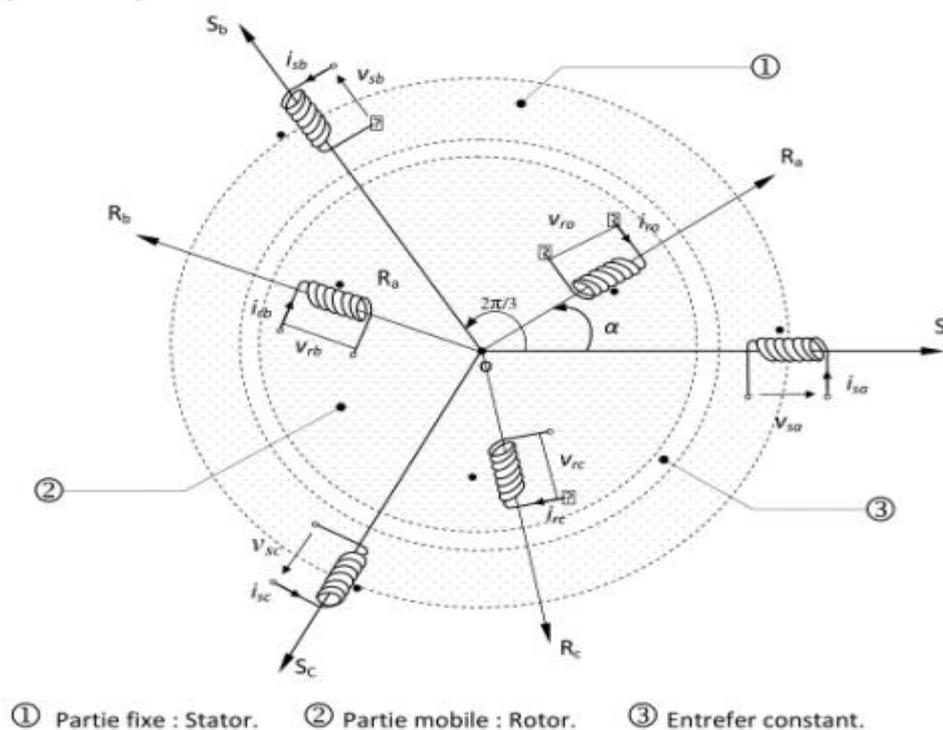


Figure (I.4) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone Triphasée dans l'espace électrique [4]

I.3.1. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes des ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques [7].

I.3.2. Les équations générales de la machine asynchrone [8]

Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont:

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.

I.3.2.1. Les équations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase, les équations de tension des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent comme suit :

Pour trois phases :

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] \quad (I.3)$$

Les équations des tensions statoriques

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s\gamma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{s\gamma} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Les équations des tensions rotoriques

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \\ i_{r\gamma} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ \Phi_{r\gamma} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

I.3.2.2. Les équations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit :

Pour le stator

$$[\Phi_{s_{abc}}] = [L_{ss}]I_{s_{abc}} + [M_{sr}]I_{r_{abc}} \quad (\text{I.6})$$

Pour le rotor

$$[\Phi_{r_{abc}}] = [L_{rr}]I_{r_{abc}} + [M_{rs}]I_{s_{abc}} \quad (\text{I.7})$$

Tel que les matrices d'inductance s'écrivent comme suit :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de M_{sr} et θ .

On pose : $M_1 = M_{sr} \cos(\theta)$

$$M_2 = M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_3 = M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Avec :

M_0 : Représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_{rs}]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$: Matrice des inductances mutuelles (stator-rotor).

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

I.3.2.3. Equation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale :

$$C_{em} = P [i_s]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_r]$$

L'équation mécanique s'écrit :

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

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

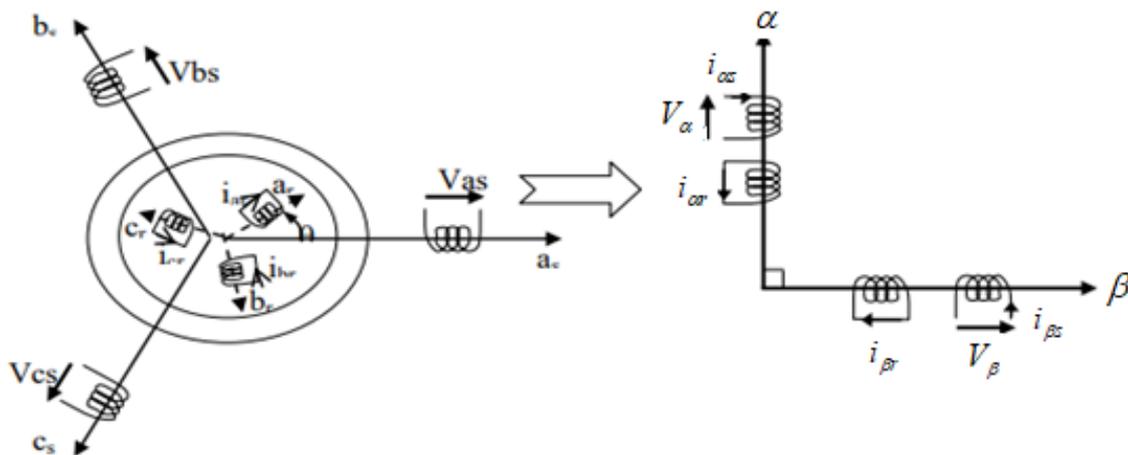
Ω : Vitesse angulaire du rotor

K_f : Coefficient de frottement

Le stator et le rotor de la machine asynchrone présentent une isotropie électrique et magnétique, ce qui implique que seule la matrice inductance mutuelle « M_{sr} » est fonction de la position θ . Les coefficients des équations (I.4) (I.5) (I.6) et (I.7) sont donc variables, la résolution analytique du système devient pratiquement difficile d'où l'adaptation d'un changement de base sur les grandeurs physiques (tension, courant et flux) indépendant de la position θ , ce passage est appelé transformation de Park [9].

I.4. Modèle biphasé de la machine asynchrone

Le modèle de la machine dans le repère triphasé étant fort complexe, on fait appel pour sa simplification à la transformation de Park. Physiquement elle peut être expliquée par une transformation de trois enroulements de la machine en seulement deux enroulements comme indiquée dans la figure (I.5) [10].



Figure(I.5) : Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

I.4.1. Transformation de Park [11]

Le système d'équations du modèle de la machine asynchrone est fort complexe et non linéaire. On utilise donc des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficient constant. Les transformations employées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocity des inductances mutuelles.

On définit une matrice de transformation qui assure l'invariance de la puissance instantanée, sous la forme suivante:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Cette dernière permet de transformer le système triphasé initial (a, b, c) vers un système biphasé (d, q). On désigne par "d" l'axe direct et par "q" l'axe en quadrature.

Et son inverse est défini par:

$$[P(\theta)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Cette dernière permet, le retour du système biphasé (d, q) vers le système triphasé initial (a, b, c). Deux transformations sont définies à partir de la matrice de Park dans laquelle l'angle θ est remplacé par θ_s pour le stator (θ_r pour le rotor) ; on les note respectivement $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$, où :

θ_s : L'angle électrique (\vec{S}_a, \vec{d})

θ_r : L'angle électrique (\vec{R}_a, \vec{d})

On remarque sur la figure (I.6) que θ_s et θ_r sont naturellement liées par la relation suivante :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{I.13})$$

Et par suite :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I.14})$$

Ou encore

$$\omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt} = \omega = P\Omega \quad (\text{I.15})$$

Avec :

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ La vitesse angulaire des axes (α, β) dans le repère statorique

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ La vitesse angulaire des axes (α, β) dans le repère rotorique

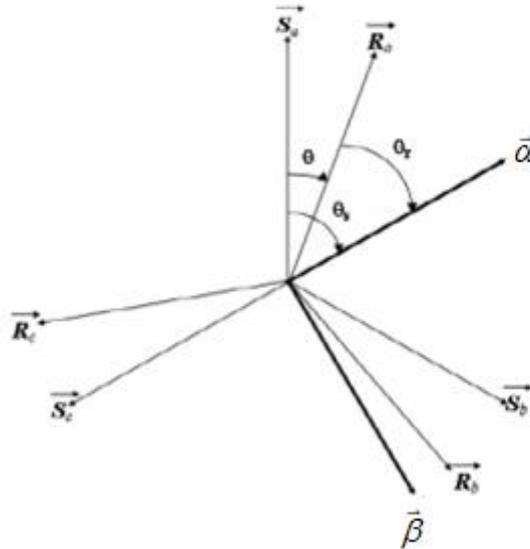


Figure (I.6) : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

La transformation de Park permet de réduire le nombre des paramètres électromagnétiques à :

$L_s = I_s - M_s$: Inductance cyclique statorique

$L_r = I_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

I.4.2. Application de la transformé de Park sur la machine asynchrone

Pour cette étude, on se restreint à la transformation de Park qui conserve la puissance instantanée. La transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} [V_{dq}] = [P(\theta_s)][V_{abc}] \\ [i_{dq}] = [P(\theta_s)][i_{abc}] \\ [\phi_{dq}] = [P(\theta_s)][\phi_{abc}] \end{cases} \quad (I.16)$$

$$\begin{cases} [V_{dq}] = [P(\theta_r)][V_{abc}] \\ [i_{dq}] = [P(\theta_r)][i_{abc}] \\ [\phi_{dq}] = [P(\theta_r)][\phi_{abc}] \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

- **Equations électriques :**

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques dans le système d'axe (d, q) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_s \phi_{sd} \end{cases}, \begin{cases} V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

- **Les expressions des flux deviennent :**

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Avec :

$\phi_{sd}, \phi_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq}$: Les flux statorique et rotorique dans le repère d-q

- **Equation électromagnétique et mécanique :**

Une expression du couple électromagnétique exprimée à partir des différentes grandeurs prises dans le repère de Park peut être donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{I.20})$$

L'équation mécanique du moteur s'écrit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{I.21})$$

I.4.3. Choix du référentiel

Le référentiel est choisi en fonction de l'étude à réaliser dans la pratique il existe trois types de référentiels :

- **Référentiel lié au stator** : caractérise par $\theta_s = 0$ et par conséquent $\theta_r = -\theta$ et $\omega = \frac{d\theta}{dt}$
- **Référentiel lié au rotor** : caractérise par $\theta_r = 0$ et par conséquent $\theta_s = \theta$ et $\omega = \frac{d\theta}{dt}$
- **Référentiel lié au champ tournant** : caractérise par $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega$

C'est cette dernière solution qui fait correspondre à la solution la plus générale et la plus complexe. Nous utilisons un référentiel lié au stator noté (α, β) évitant une transformation dans un référentiel dont la position est mal connue.

Le modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrit alors dans ce repère comme suite :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{array} \right. , \left\{ \begin{array}{l} 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega \phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (I.22)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{array} \right. \quad (I.23)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{array} \right. \quad (I.24)$$

I.4.4. Représentation d'état de la machine asynchrone [11]

Le choix des variables d'état dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation. Pour le modèle complet, la vitesse mécanique Ω est une variable d'état, et pour les quatre variables électriques, les choix les plus courants sont :

$$\begin{pmatrix} X_1 = (I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}, \Omega) \\ X_2 = (I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}, \Omega) \\ X_3 = (\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}, \phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}, \Omega) \\ X_4 = (I_{s\alpha}, I_{s\beta}, I_{r\alpha}, I_{r\beta}, \Omega) \end{pmatrix}$$

Le choix des courant statoriques se justifier par le fait qu'ils sont mesurables pour la commande, on veut contrôler la norme du flux rotoriques, d'où le choix des flux rotorique, spécialement dans le cadre de la commande vectorielle.

Le choix des quatre flux ou des courants comme variables d'états se justifie par le fait qu'ils sont des normes sensiblement égale, et en veut d'une implantation pour les observateurs ceci représente un avantage.

Les entres du model de MAS sont les tensions de commande $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ dans le repère (α, β) physiquement les entres de la machine sont des tensions (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) .

Afin d'appliquer les commandes développées avec les modèles en (α, β) , il faut transformer les tensions $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ A l'aide de la matrice suivant :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Les sorties du modèle de la machine dépendant de l'objectif considéré : commande ou l'observation, pour la commande on peut soit contrôler la norme du flux rotorique ou, soit la vitesse.

La norme du flux rotorique ou statorique permettant d'assurer un fonctionnement dans la partie linéaire du circuit magnétique du moteur.

La vitesse mécanique est mesurable par des tachymètres ou par l'intermédiaire de la position à l'aide codeurs incrémentaux ce qui peut poser des problèmes a base vitesse. Néanmoins il y a une demande de moteur sans capteur de vitesse. Le couple mécanique peut être mesure à l'aide de couple mètre mécanique poses sur l'Arber de la machine, ce qui est rarement le cas dans une application industrielle.

Le flux rotorique ou statorique n'est généralement pas mesurable, nécessitant ainsi l'emploi des observateurs pour la commande du moteur.

L'équation d'état de la MAS dans le repère (α, β) est donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_{s\alpha} = -\gamma I_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\alpha} + KP \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} = -\gamma I_{s\beta} - KP\Omega \phi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - P\Omega \phi_{r\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} + P\Omega \phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} \\ \dot{\Omega} = \frac{PM}{JL_r} (\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} - \frac{k_f}{J} \Omega \end{array} \right. \quad (I.26)$$

Avec :

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

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad : \text{Constante de temps statorique.}$$

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

$$\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r T_r}$$

$$K = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

En posant :

$$\left(\begin{array}{l} x_1 = I_{s\alpha} \\ x_2 = I_{s\beta} \\ x_3 = \phi_{r\alpha} \\ x_4 = \phi_{r\beta} \\ x_5 = \Omega \end{array} \right), \quad \left(\begin{array}{ccc} a_1 = \gamma & a_2 = \frac{K}{T_r} & a_3 = KP \\ a_4 = \frac{M}{T_r} & a_5 = \frac{1}{T_r} & a_6 = P \\ a_7 = \frac{PM}{L_r J} & a_8 = \frac{K_f}{J} & a_9 = \frac{C_r}{J} \end{array} \right), \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}$$

On peut adopter le modèle suivant obtenu après un développement mathématique et le passage par l'écriture complexe des flux et des courants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + a_2 x_3 + a_3 x_5 x_4 + b u_1 \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 - a_3 x_5 x_3 + a_2 x_4 + b u_2 \\ \dot{x}_3 = a_4 x_1 - a_5 x_3 - a_6 x_5 x_4 \\ \dot{x}_4 = a_4 x_2 - a_5 x_4 - a_6 x_5 x_3 \\ \dot{x}_5 = a_7 (x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_8 x_5 - a_9 \end{array} \right. \quad (I.27)$$

La norme de flux rotorique et la vitesse de rotations sont respectivement prises comme première et deuxième sortie :

$$y_1 = \phi_r = x_3^2 + x_4^2 \quad (I.28)$$

$$y_2 = x_5 \quad (I.29)$$

I.5. Simulation

Le but de cette simulation est de voir le comportement dynamique de cette machine. La machine à induction est normalement alimentée directement à partir du réseau industriel par un système de tensions triphasées équilibrées. Dans certaines applications pour lesquelles la variation de la vitesse est nécessaire, le moteur sera alimenté par un système de tensions triphasées ou par un système de courants triphasés (injectés) dans les enroulements du stator, via un convertisseur électronique de puissance placé entre le moteur et le réseau. Les valeurs des paramètres de la machine utilisée pendant toutes les simulations effectuées dans ce mémoire sont données dans le **Tableaux (I.1)** [11,12].

Paramètres	Notations	Valeur
Résistance rotorique	R_r	3.805Ω
Résistance statorique	R_s	4.850Ω
Inductance statorique	L_s	0.274H
Inductance rotorique	L_r	0.274H
Inductance mutuelle	M	0.258H
Vitesse nominale	Ω_n	1420Tr/min
Courant nominale	I_n	6.7/3.7A
Tension nominale	V_n	220/380V
Puissance nominale	P_n	1.5KW
Moment d'inertie	J	0.0031Kg/m ²
Coefficient de frottement	K_f	0.001136N.m/rd/s

Tableau (I.1) : Valeurs des paramètres de la machine utilisée

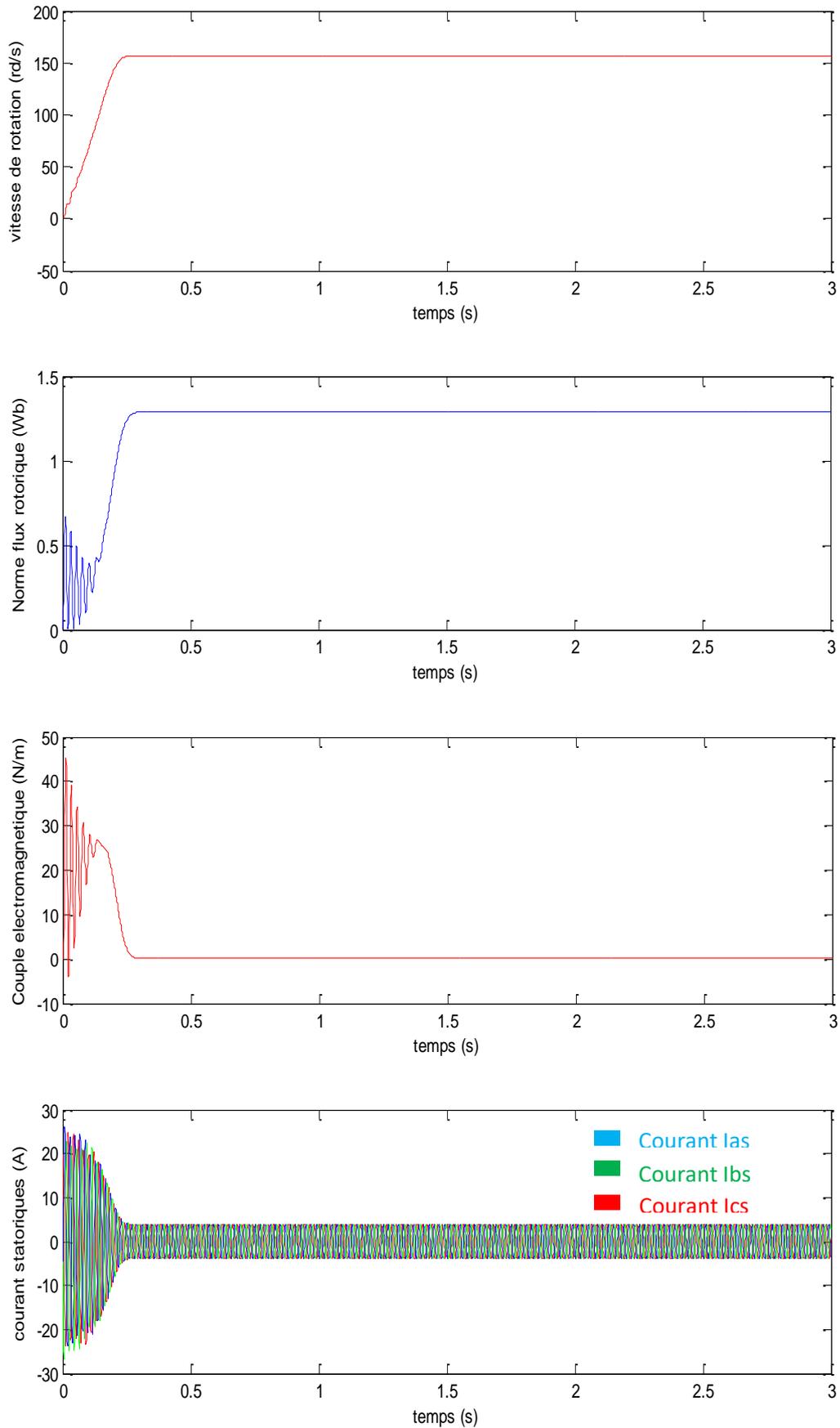


Figure (I.7) : Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à vide

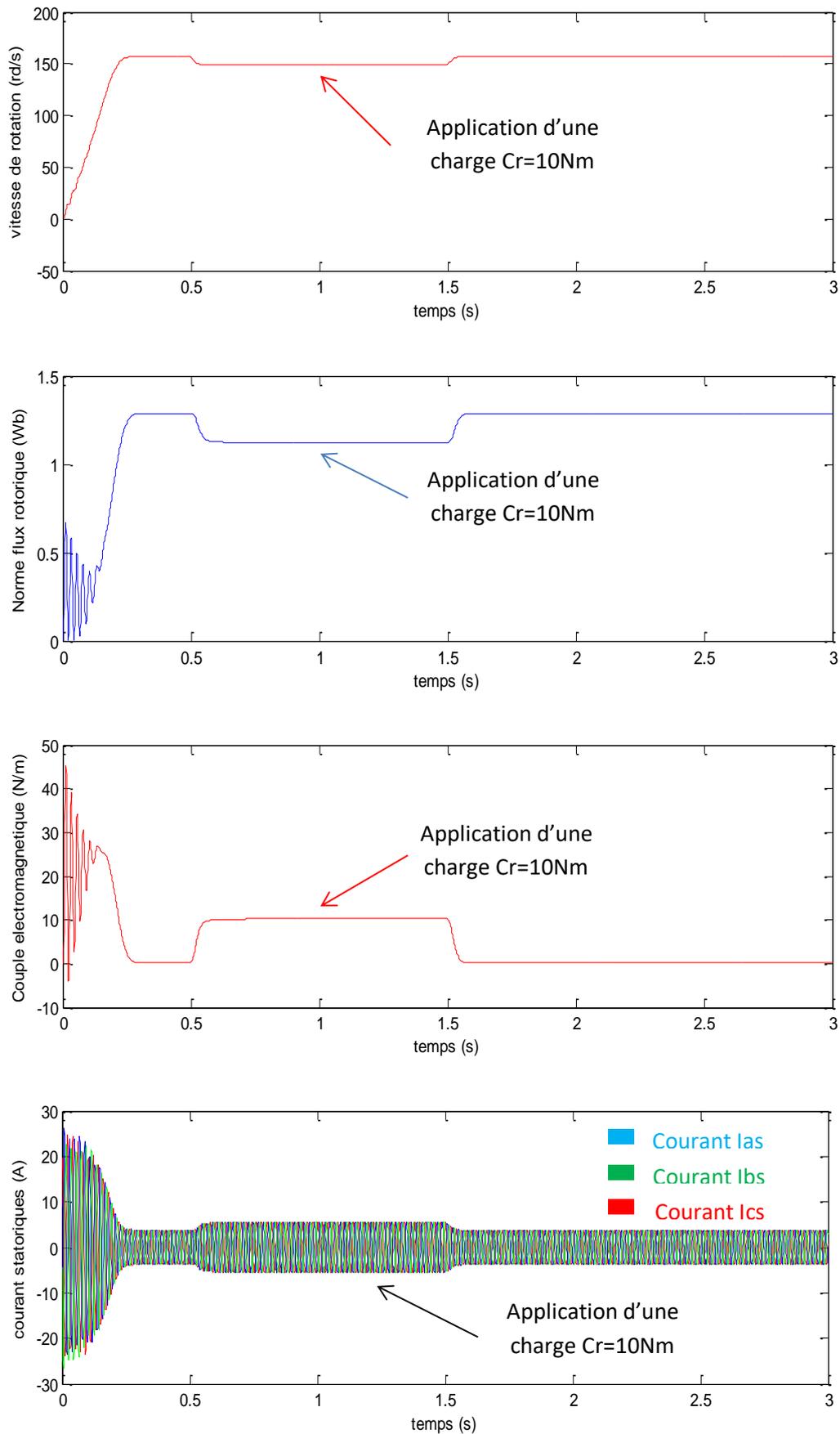


Figure (I.8) : Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée en charge

I.6. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation présentés pour une machine en démarrage directe, alimentée par le réseau 220/400V et 50HZ est sans l'application de perturbation ($C_r = 0$).

Les figures (I.7) et (I.8) au-dessus représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone, à savoir le courant statorique et le Norme flux rotoriques, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation.

L'examen des courbes de la figure (I.7) permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale permet d'avoir:

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. La vitesse s'établit à une valeur égale 157rad/s dans un temps $t=0.25$ s de la vitesse de synchronisme (puisque le glissement faible).

La norme du flux se stabilise au bout de 0.25 s à sa valeur nominale.

Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique est fortement oscillatoire, il présente aux premiers instants de démarrage des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

La courbe de courant statorique présente un appel au courant fort au démarrage, le courant augment à cause l'augmentation du couple.

En deuxième étape, une perturbation du couple ($C_r = 10N.m$) est appliquée à l'arbre du moteur à l'instant ($t=0.5s$). Les résultats de simulation sont présentés dans la figure(I.8):

Lors de l'application de la charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette perturbation avec une réponse quasiment instantanée.

Avant de se stabiliser à la valeur de couple résistant, on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par le glissement très fort. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

On remarque que le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre de la machine. Le flux rotorique diminue durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur à induction alimenté par une source de tension sinusoïdal triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine, ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation. Le modelé est enfin validé à travers des tests en simulation numérique.

CHAPITRE II

***Commande par retour d'état non linéaire
la machine asynchrone***

II.1. Introduction

L'intérêt d'améliorer les performances des systèmes commandés conduit à des modélisations de plus en plus précises. Mais, si un modèle rend compte du comportement d'un système dans une large plage de fonctionnement, il est malheureusement le plus souvent non linéaire et les outils fondamentaux de synthèse de lois de commande dans le domaine linéaire deviennent insuffisants ce qui oblige d'avoir recours à de nouvelles méthodes.

En effet, plusieurs techniques de commande ont été développées (commande à flux orienté, commande prédictive etc.) pour la commande du moteur asynchrone. Les commandes conçues restent, cependant, très dépendant du point de fonctionnement considéré et surtout du taux de variation des non linéarités du modèle du moteur. Si ces non-linéarités deviennent très prononcées, la linéarisation de premier ordre n'est donc plus valable et les commandes perdent automatiquement leurs performances et peuvent rendre le système instable. Cette situation a poussé les chercheurs à s'orienter de plus en plus vers les techniques de la commande non-linéaire basée sur la théorie de la géométrie différentielle. Cette commande a été introduite principalement pour remédier aux problèmes rencontrés avec la commande linéaire. Parmi ces méthodes, on trouve la technique de linéarisation au sens des entrées - sorties. Son principe consiste à trouver une transformation qui permet de compenser les non-linéarités du modèle et ainsi rendre la relation entre la sortie d'un système et son entrée complètement linéaire. Ainsi dans la théorie entrée/sortie (E/S), on cherche une description moins détaillée du système, qui met délibérément à part de l'information pour produire des résultats plus généraux et plus faciles d'utilisation. Ceci présente bien évidemment des avantages pour l'étude de la robustesse des systèmes de contrôle, dans lesquels seule une structure approximée du modèle est disponible [13].

Dans ce chapitre, Nous présentons le principe de la technique de linéarisation au sens des entrées sorties. Nous allons concevoir un contrôleur non-linéaire basé sur cette technique afin de contrôler la vitesse et le flux du moteur asynchrone. A la fin du chapitre, nous allons montrer les limitations et les faiblesses de la commande non-linéaire lorsqu'on est en présence d'incertitudes dans les paramètres du moteur.

II.2. La linéarisation entrée-sortie

Dans les trois dernières décennies, la théorie de la commande par retour d'état a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaires. Parmi les techniques développées, on peut citer tout particulièrement la méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée – sortie (input output linéarisation control).

II.2.1. Principe de la technique de linéarisation entrées-sorties

La linéarisation entrée-sortie consiste à rendre linéaire la relation dynamique entre l'entrée de commande d'un système et sa sortie en utilisant une loi de commande non linéaire. Cette dernière est dite linéarisant. Une autre loi de commande linéaire est ensuite employée pour stabiliser le système linéaire ainsi obtenu. La figure (II.1) ci-dessous illustre bien le principe.

Une autre approche de linéarisation se distingue fortement de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement. En effet, le modèle linéaire obtenu avec cette dernière n'est valide que dans un voisinage du point de fonctionnement, c'est donc un modèle approché. Par contre, le modèle linéaire que donne la linéarisation entrée-sortie est valide dans tout l'espace d'état. Le compensateur linéaire qui stabilise ensuite le système est en principe plus performant. Le cas des systèmes à une entrée et une sortie est d'abord présenté à cause de sa simplicité [13].

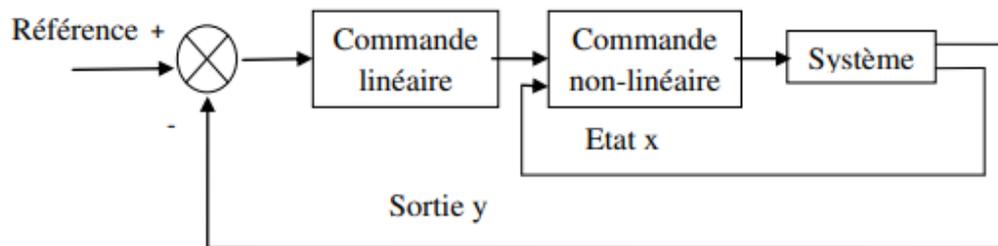


Figure (II.1) : Schéma de principe de la linéarisation entrée sortie

II.2.2. Modèle d'état du moteur asynchrone

Comme il a été montré dans le premier chapitre, pour la commande du moteur asynchrone, nous utilisons le modelé de PARK qui transforme la représentation triphasée du moteur en une représentation diphasée. Le repère choisi pour de la commande non linéaire est celui lié au stator (α, β) . On évite ainsi l'utilisation d'un repère tournant dont la position n'est pas mesurable. Le modelé non linéaire qui contient l'équation mécanique est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x).u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

u et y : vecteur de commande (d'entrée) et vecteur de sortie, respectivement.

$f(x)$, $g(x)$: champs de vecteur de fonctions continues.

$h(x)$: vecteur de sortie.

Ou $x \in \mathfrak{R}^n$ vecteur d'état d'ordre n , $f(\cdot)$, $g(\cdot)$ et $h(\cdot)$ sont des fonctions non linéaires infiniment différentiables.

En considérant (I.26) il vient ;

$$\begin{aligned} x &= [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \phi_{r\alpha} \quad \phi_{r\beta} \quad \Omega]^T \\ u &= [v_{s\alpha} \quad v_{s\beta}]^T \\ y &= [h_1 \quad h_2]^T \end{aligned}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \\ f_5(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{s\alpha} + \frac{M}{T_r \sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} + \Omega \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} \\ -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{s\beta} + \frac{M}{T_r \sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} + \Omega \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \\ -\frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - p\Omega \phi_{r\beta} + \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} \\ -\frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} - p\Omega \phi_{r\alpha} + \frac{M}{T_r} i_{s\beta} \\ p \frac{M}{J L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{k_f}{J} \Omega - \frac{C_r}{J} \end{bmatrix}$$

$$g(x) = [g_1 \quad g_2]^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec : } \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad \text{et} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (\text{II.2})$$

II.2.3. Technique de la linéarisation entrée-sortie

Afin d'expliquer la méthode de linéarisation entrée-sortie, considérons d'abord le cas mono- variable (SISO). Partant d'un système non linéaire représenté par le système d'état (II.2). Le but est de trouver un retour d'état ;

$$u = \alpha(x) + \beta(x).v \quad (\text{II.3})$$

Avec :

v : nouvelle variable de commande du système linéaire, $v \in \mathfrak{R}^m$.

β : Matrice non singulière de dimension $(m \times m)$.

α : Vecteur de dimension $(m \times 1)$.

Qui ramène le comportement entrée-sortie du système ζ précédent à un système linéaire figure(II.2).

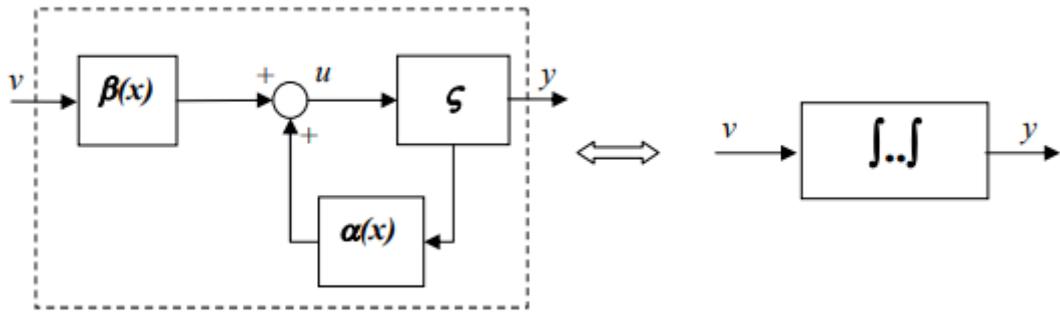


Figure (II.2) : Linéarisation entrée-sortie par bouclage statique

La dérivée temporelle de la sortie y dans le sens des champs $f(x)$ et $g(x)$ donne :

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) + \frac{\partial h}{\partial x} g(x).u \quad (\text{II.4})$$

Afin d'abrégé la notation, nous définissons la dérivée de Lie d'une fonction $h(x)$:

$\mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ Sur un champ de vecteurs $f(x) = [f_1(x), \dots, f_n(x)]^T$ par :

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i(x) \quad (\text{II.5})$$

Ceci nous permet d'écrire de manière abrégée l'équation (II.4) qui devient :

$$\dot{y} = L_f h(x) + L_g h(x).u \quad (\text{II.6})$$

Si $L_g h(x) \neq 0 \quad \forall x \in \mathfrak{R}^n$, on montre aisément que la commande est calculée par :

$$u = \frac{1}{L_g h(x)} (-L_f h(x) + v) \quad (\text{II.7})$$

Remplaçant (II.7) dans (II.6), le système linéaire représente une simple intégrale :

$$\dot{y} = v \quad (\text{II.8})$$

Si $L_g h(x) = 0$, on continue la dérivation pour obtenir :

$$\ddot{y} = \frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\partial h}{\partial x} \right] f(x) + \frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{\partial h}{\partial x} f(x) \right] g(x).u \quad (\text{II.9})$$

Ce qui se traduit, compte tenu de la représentation de Lie, par ;

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x).u \tag{II.10}$$

Si $L_g L_f h(x)$ est encore nulle, la dérivation doit se poursuivre jusqu'à l'apparition de la commande.

Pour une i^{eme} dérivée :

$$y^{(i)} = L_f^{(i)} h(x) + L_g L_f^{(i-1)} h(x).u \quad i = 1, 2, \dots \tag{II.11}$$

jusqu'à atteindre la valeur entière (r) ou $L_g L_f^{(i-1)} h(x) \neq 0$. La méthode consiste donc à déterminer le degré de la dérivation (r) à partir duquel le coefficient multiplicateur de la commande u n'est pas nul. (r) est le degré relatif de $b(\cdot)$.

On montre que pour (II.11) la loi de commande est :

$$u = \frac{1}{L_g L_f^{r-1} h(x)} (-L_f^r h(x) + v) \tag{II.12}$$

Appliquée à :

$$y^{(r)} = L_f^{(r)} h(x) + L_g L_f^{(r-1)} h(x).u \tag{II.13}$$

Conduit au système linéaire équivalent qui est une suite de (r) d'intégrateurs :

$$y^{(r)} = v \tag{II.14}$$

La même technique peut être utilisée pour les systèmes multivariables. Considérons maintenant un système avec p entrées et p sorties : figure (II.3)

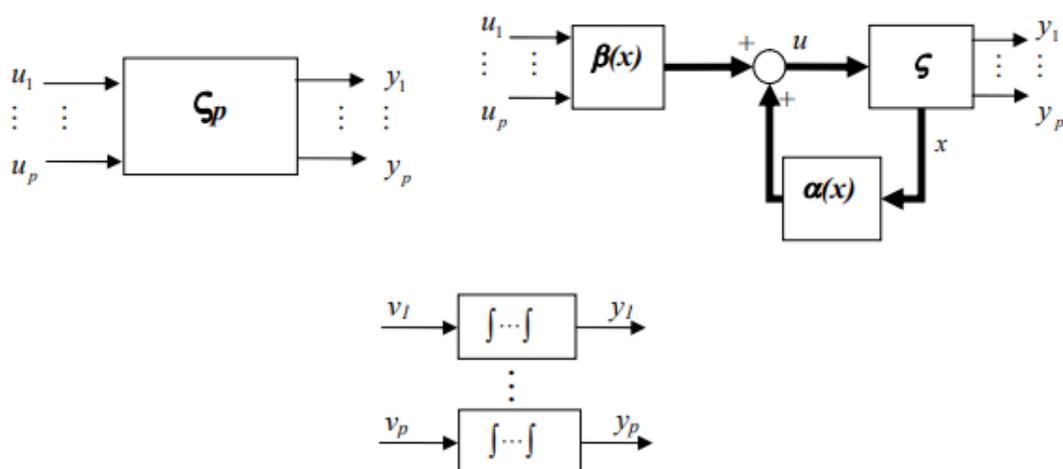


Figure (II.3) : Linéarisation entrée-sortie pour un système MIMO

$$\zeta = \begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x)u_i \\ y_i = h_1(x) \\ \vdots \\ y_p = h_p(x) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

En appliquant la même démarche que pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie, chaque sortie y_i est dérivée r_j fois jusqu'à ce qu'au moins une dérivée $L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j$ soit différente de zéro pour tout $x \in \mathfrak{R}^n$.

$$y_j^{(r)} = L_j^{r_j} h_j + \sum_{i=1}^p (L_{g_i} L_f^{r_j-1} h_j) u_i \quad (\text{II.16})$$

On obtient une matrice $D(x)$ de découplage d'ordre $(p \times p)$

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & \cdots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p & \cdots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Le système devient ensuite :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \vdots \\ y_p^{r_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1 \\ \vdots \\ L_f^{r_p} h_p \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Si $D(x)$ est non singulière, le retour d'état statique qui linéarise le système est donné par :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \vdots \\ u_p \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \left[\begin{bmatrix} -L_f^{r_1} h_1 \\ \vdots \\ -L_f^{r_p} h_p \end{bmatrix} + v \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_p \end{bmatrix} \right] \quad (\text{II.19})$$

Le système en boucle fermée est équivalent à p chaînes de r_j intégrateurs en parallèle :

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \vdots \\ y_p^{r_p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_p \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Nous obtenons donc un système linéaire et découplé.

Il est montré [14] que pour un système à degré relatif r inférieur à l'ordre du système n , qu'il existe $n - r$ fonctions additionnelles qui complètent la transformation non linéaire.

Procédant à la transformation suivante :

$$\begin{cases} z_1 = \phi_1(x) = h(x) \\ z_2 = \phi_2(x) = L_f h(x) \\ \dots \\ z_r = \phi_r(x) = L_f^{r-1} h(x) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

On considère les premiers $r - 1$ états, les équations d'états pour ce système transformé sont ;

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \phi_2 = z_2 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{r-1} &= \phi_r = z_r \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

Pour z_r on a :

$$\dot{z}_r = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) u \quad (\text{II.23})$$

Les $n - r$ états restants peuvent être choisis librement sorte que $L_g \phi_i(x) = 0$ pour $i = r + 1, \dots, n$. Dans ce cas :

$$\frac{dz_i}{dt} = L_f \phi_i(x) + L_g \phi_i(x) u = q_i(z) \quad (\text{II.24})$$

L'espace d'état décrit dans les nouvelles coordonnées correspondra donc à ;

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \vdots = \vdots \\ \dot{z}_{r-1} = z_r \\ \dot{z}_r = b(z) + a(z)v \\ \dot{z}_{r+1} = q_{r+1}(z) \\ \vdots = \vdots \\ \dot{z}_n = q_n(z) \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

II.2.3.1 Commande vitesse –flux

L'application de la technique entrée-sortie au modelé par (II.1) du moteur asynchrone, en prenant en premier lieu le choix du vecteur de sortie :

$$y = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Omega \\ \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Par dérivation successives, le degré relatif r_1 associée à la vitesse du moteur est égale à 2, on pourra donc écrire :

$$y_1 = L_f^0 h_1(x) = h_1(x) = \Omega \quad (\text{II.27})$$

alors,

$$\dot{y}_1 = L_f h_1(x) = \frac{\partial h_1(x)}{\partial x} f(x) = f_5 = \frac{p.M}{J.L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{C_r}{J} \quad (\text{II.28})$$

La deuxième dérivée fait apparaitre le vecteur de commande tel que ;

$$\ddot{y}_1 = L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x).u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_1(x).u_{s\beta} \quad (\text{II.29})$$

avec

$$L_f^2 h_1(x) = \frac{p.M}{J.L_r} \left[- \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) (i_{s\beta} \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{r\beta}) - \Omega \frac{p.M}{J.L_s L_r} (\phi_{r\beta}^2 + \phi_{r\alpha}^2) - \Omega \frac{p.M}{J.L_s L_r} (\phi_{r\beta}^2 + \phi_{r\alpha}^2) - p\Omega (i_{s\beta} \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{r\beta}) \right] \quad (\text{II.28})$$

et,

$$L_{g_1} L_f h_1(x) = - \frac{p.M}{J.\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} \quad (\text{II.29})$$

De même,

$$L_{g_2} L_f h_1(x) = - \frac{p.M}{J.\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \quad (\text{II.30})$$

D'autre part la norme au carré du flux est donnée par ;

$$y_2 = L_f^0 h_2(x) = h_2(x) = \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \quad (\text{II.31})$$

La deuxième dérivée de cette sortie fait apparaitre le vecteur de commande tel que ;

$$\ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x).u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2(x).u_{s\beta} \quad (\text{II.32})$$

avec

$$L_f^2 h_2(x) = - \frac{2M}{T_r} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{3M}{T_r} \right) (\phi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}) + \left(\frac{2M}{T_r^2 \sigma L_s L_r} \right) (\phi_{r\beta}^2 + \phi_{r\alpha}^2) + \frac{2p.\Omega.M}{T_r} (i_{s\beta} \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{r\beta}) + \frac{2M^2}{T_r^2} (i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2) \quad (\text{II.33})$$

et,

$$L_{g_1} L_f h_2(x) = \frac{\partial L_f h_2(x)}{\partial x} \cdot g_1(x) = \frac{2M}{T_r \sigma L_s} \phi_{r\alpha} \quad (\text{II.34})$$

De même,

$$L_{g_2} L_f h_2(x) = \frac{\partial L_f h_2(x)}{\partial x} \cdot g_2(x) = \frac{2M}{T_r \sigma L_s} \phi_{r\beta} \quad (\text{II.35})$$

La somme des degrés relatifs de la vitesse $r_1 = 2$ et du flux $r_2 = 2$ est inférieure au degré $n=5$ du système (II.1). Nous obtenons une dynamique d'ordre 1 rendue non observable par retour d'état linéarisant.

On opère le changement de variable suivante, en posant :

$$\begin{cases} z_1 = y_1 = h_1(x) \\ z_2 = L_f h_1(x) \\ z_3 = y_2 = h_2(x) \\ z_4 = L_f h_2(x) \\ z_5 = y_3 = \tan^{-1} \left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} \right) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Notons que le choix de la variable z_5 est arbitraire. Cette variable représente l'angle du flux rotorique correspondant au même choix que dans [15].

Le modèle dynamique du moteur asynchrone dans les nouvelles coordonnées est constitué des équations différentielles du système suivant :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \dot{y}_1 = L_f h_1(x) \\ \dot{z}_2 = \ddot{y}_1 = L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) \cdot u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_1(x) \cdot u_{s\beta} \\ \dot{z}_3 = \dot{y}_2 = L_f h_2(x) \\ \dot{z}_4 = \ddot{y}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) \cdot u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2(x) \cdot u_{s\beta} \\ \dot{z}_5 = \dot{y}_3 = L_f h_3(x) \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Les quatre premières équations dans (II.37) peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 h_1 \\ L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

On détermine la matrice de découplage $D(x)$ par :

$$D(x) = \begin{bmatrix} -\frac{pM}{J\sigma L_s L_r} \phi_{r\beta} & \frac{pM}{J\sigma L_s L_r} \phi_{r\alpha} \\ \frac{2M}{T_r \sigma L_s} \phi_{r\alpha} & \frac{2M}{T_r \sigma L_s} \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

La matrice $D(x)$ n'est pas singulière tant que ;

$$\det[D(x)] = -2 \frac{pM^2}{JT_r \sigma^2 L_s^2 L_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) \neq 0 \quad (\text{II.39})$$

La dynamique de l'angle du flux rotorique \dot{z}_5 est déduite par :

$$\begin{aligned} \dot{z}_5 = \dot{y}_3 &= p\Omega + \frac{M}{T_r} \cdot \frac{(\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha})}{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \\ &= pz_1 + \frac{R_r}{pz_3} \cdot (Jz_2 + T_r) \end{aligned} \quad (\text{II.40})$$

La différence entre la vitesse angulaire du flux \dot{z}_5 et la vitesse angulaire rotorique $p\Omega$ correspond à la vitesse de glissement qui peut être exprimée par :

$$\begin{aligned} \dot{z}_5 - p\Omega &= \frac{M}{T_r} \cdot \frac{(\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha})}{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \\ &= \frac{R_r}{pz_3} \cdot \frac{T_e}{\phi_r^2} \end{aligned} \quad (\text{II.41})$$

La linéarisation entrée-sortie par retour d'état du système est donnée par :

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \left[\begin{bmatrix} -L_f^2 h_1 \\ -L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{II.42})$$

ou $v = [v_1 \quad v_2]^T$ est le nouveau vecteur d'entrée.

On remplace (II.42) dans (II.37), le système devient :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = v_1 \\ \dot{z}_3 = z_4 \\ \dot{z}_4 = v_2 \\ \dot{z}_5 = pz_1 + \frac{R_r}{pz_3} \cdot (Jz_2 + C_r) \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

Dans le but d'une poursuite de la trajectoire de référence Ω_{ref} et du flux $|\phi^2|_{ref}$ les entrées v_1 et v_2 de (II.43) sont conçues suivant que :

$$\begin{aligned}
 v_1 &= -k_{11}(y_1 - \Omega_{ref}) - k_{12}(y_2 - \dot{\Omega}_{ref}) + \ddot{\Omega}_{ref} \\
 &= -k_{11}(\Omega - \Omega_{ref}) - k_{12}\left(\frac{pM}{JL_r}(\phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{s\alpha}) - \frac{T_L}{J} - \dot{\Omega}_{ref}\right) + \ddot{\Omega}_{ref} \\
 v_2 &= -k_{21}(\dot{z}_3 - |\phi|_{ref}^2) - k_{22}(\dot{z}_4 - |\dot{\phi}|_{ref}^2) + |\ddot{\phi}|_{ref}^2 \\
 &= -k_{21}(\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 - |\phi|_{ref}^2) - k_{22}\left(\frac{2}{T_r}(M(\phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{s\alpha}) - (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2)) - |\dot{\phi}|_{ref}^2\right) + |\ddot{\phi}|_{ref}^2
 \end{aligned}
 \tag{II.44}$$

Ou les couple (k_{11}, k_{12}) et (k_{21}, k_{22}) sont des paramètres constants à déterminer de sorte que le système découple d'ordre 2 suivant ;

$$\begin{aligned}
 \ddot{\Omega} - \ddot{\Omega}_{ref} &= -k_{11}(\Omega - \Omega_{ref}) - k_{12}(\dot{\Omega} - \dot{\Omega}_{ref}) \\
 |\ddot{\phi}|^2 - |\ddot{\phi}|_{ref}^2 &= -k_{21}(|\phi|^2 - |\phi|_{ref}^2) - k_{22}(|\dot{\phi}|^2 - |\dot{\phi}|_{ref}^2)
 \end{aligned}
 \tag{II.45}$$

Soit asymptotiquement stable. La figure suivante, figure (II.4), résume les opérations de linéarisation (découplage compensation des termes non linéaires) et mise en forme de la dynamique.

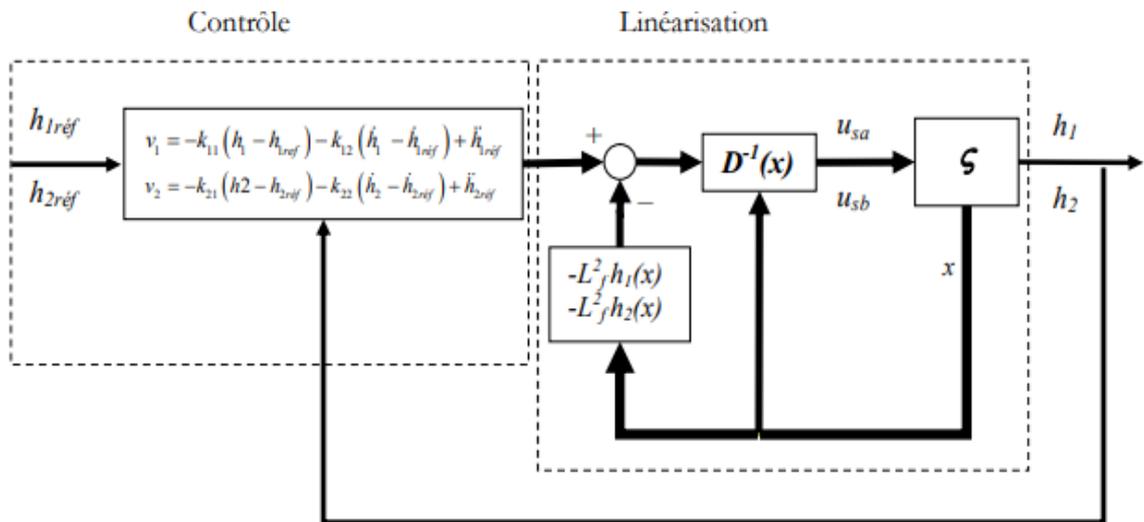


Figure (II.4) : Schéma de la commande non linéaire objectif de sortie vitesse et norme du flux au rotor

II.2.3.2. Commande couple-flux

Les deux sortie à contrôler sont cette fois-ci, la norme du flux rotorique et le couple électromagnétique. Celles-ci sont exprimées par :

$$y = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p \frac{M}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \\ \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

La dérivée du couple correspondant à h_1 dans le sens du champ $f + gu$ donne le résultat suivant :

$$\dot{h}_1 = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_1(x).u_{s\alpha} + L_{g_2} h_1(x).u_{s\beta} \quad (\text{II.47})$$

avec,

$$L_{g_1} h_1(x) = \frac{p.M}{\sigma L_s L_r} (-\phi_{r\beta}) \quad (\text{II.48})$$

et,

$$L_{g_2} h_1(x) = \frac{p.M}{\sigma L_s L_r} (\phi_{r\alpha}) \quad (\text{II.48})$$

Enfin,

$$L_f h_1(x) = \frac{-pM}{L_r} \left[\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right) (i_{s\beta} \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{r\beta}) + p\Omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} (\phi_{r\beta}^2 + \phi_{r\alpha}^2) + p\Omega (i_{s\beta} \phi_{r\beta} + i_{s\alpha} \phi_{r\alpha}) \right] \quad (\text{II.49})$$

D'autre part la norme au carré du flux est donnée par ;

$$h_2 = L_f^0 h_2(x) = h_2(x) = \phi_r^2 = \phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2 \quad (\text{II.50})$$

En dérivant deux fois dans le sens des champs $f + gu$, le vecteur de commande apparaît tel que ;

$$\ddot{h}_2 = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x).u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2(x).u_{s\beta} \quad (\text{II.51})$$

où $L_f^2 h_2(x)$, $L_{g_1} L_f h_2(x)$ et $L_{g_2} L_f h_2(x)$ sont développées respectivement dans (II.33), (II.34) et (II.35).

La somme des degrés relatifs de la vitesse $r_1 = 1$ et du flux $r_2 = 2$ est inférieure au degré $n = 5$ du système (II.1) d'où une dynamique d'ordre $n - (r_1 + r_2) = 2$ est rendue non observable par retour d'état linéarisant.

Nous adoptons le changement de variable suivant, en posant :

$$\begin{cases} z_1 = h_1(x) \\ z_2 = h_2(x) \\ z_3 = L_f h_2(x) \\ z_4 = \tan^{-1}\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \\ z_5 = \Omega \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

Ici le choix des variables z_4 et z_5 est arbitraire et correspond au même choix que dans [16] et [17].

Le système d'état exprimé dans les nouvelles coordonnées est réécrit, comme suit :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x).u_{s\alpha} + L_{g_2} h_1(x).u_{s\beta} \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dot{z}_3 = L_f^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x).u_{s\alpha} + L_{g_2} L_f h_2(x).u_{s\beta} \\ \dot{z}_4 = pz_5 + \frac{R_r}{p} \frac{z_1}{z_2} \\ \dot{z}_5 = \frac{1}{J}(z_1 - C_r) \end{cases} \quad (\text{II.53})$$

Pour linéariser ce système, nous appliquons le retour d'état :

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \left[\begin{bmatrix} -L_f^2 h_1 \\ -L_f^2 h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (\text{II.54})$$

Où

$$D^{-1}(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} h_1 & L_{g_2} h_1 \\ L_{g_1} L_f h_2 & L_{g_2} L_f h_2 \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.55})$$

L'inverse de la matrice de découplage $D^{-1}(x)$ existe dans la mesure où la norme du flux rotorique est non nulle.

Nous obtenons le système linéarisé suivant :

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = v_2 \\ \dot{z}_2 = z_3 \\ \dot{z}_3 = v_2 \\ \dot{z}_4 = pz_5 + \frac{R_r}{p} \frac{z_1}{z_2} \\ \dot{z}_5 = \frac{1}{J} \cdot (z_1 + C_r) \end{cases} \quad (II.56)$$

Les dynamique \dot{z}_4 et \dot{z}_5 sont rendues inobservables par retour d'état linéarisant. z_4 représente l'angle du flux rotorique dans la machine physiquement borne entre 0 et 2π . Le terme $\frac{R_r}{p} \frac{z_1}{z_2}$ est la vitesse de glissement.

Pour assurer la stabilité de \dot{z}_5 , il faut contrôler la vitesse mécanique, ce qui obtenu par le contrôle du couple en imposant un couple référence et par un simple correcteur intégral proportionnel IP sans zéro, figure (II.5). Si la vitesse de référence est bornée alors la vitesse mécanique reste bornée et donc on obtient la stabilité dynamique de \dot{z}_5 .

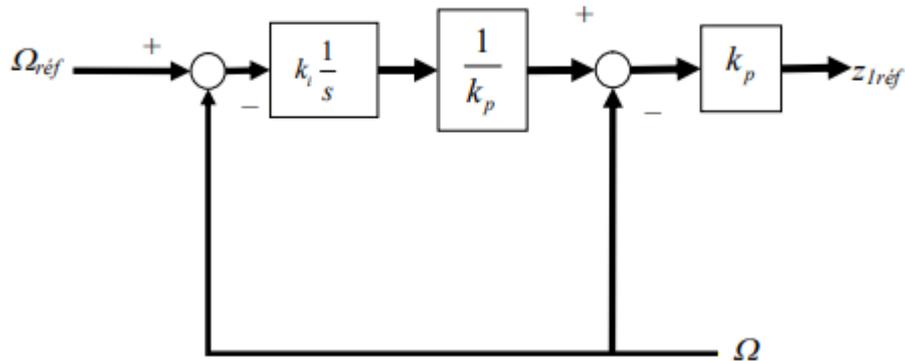


Figure (II.5) : Structure du régulateur IP

Le couple de référence z_{1ref} correspond alors à ;

$$z_{1ref} = \frac{k_i}{s} (\Omega_{ref} - \Omega) - k_p \Omega \quad (II.57)$$

k_i et k_p sont respectivement les coefficients intégrateur et proportionnel.

Pour une poursuite de la trajectoire de référence du couple z_{1ref} et du flux z_{2ref} , nous appliquons un régulateur linéaire sur les entres v_1 et v_2 de sorte que :

$$\begin{aligned} v_1 &= -k_{11}(z_1 - z_{1ref}) + \dot{z}_{1ref} \\ v_2 &= -k_{21}(z_2 - z_{2ref}) - k_{22}(\dot{z}_2 - \dot{z}_{2ref}) + \ddot{z}_{2ref} \end{aligned} \quad (\text{II.58})$$

ou les constantes k_{11} , k_{21} et k_{22} sont des paramètres constants à déterminer de sorte que $k_{11} + s$ et $k_{21} + k_{22}s + s^2$ sont des polynômes d'Hurwitz.

La figure (II.6) résume les opérations de linéarisation et mise en forme de la dynamique.

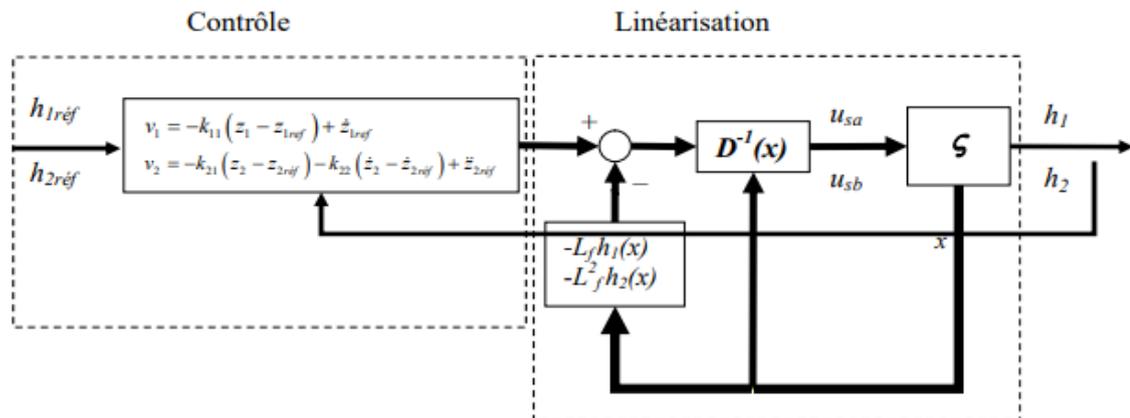


Figure (II.6) : Schéma de la commande non linéaire couplée, norme du flux au rotor

II.3. Simulation et interprétation des résultats

➤ Résultats de simulation à vide

- La commande non linéaire représente une technique puissante pour le découplage entre les variables de sortie ce qui permet leur contrôle séparément l'un par rapport à l'autre.
- La trajectoire de vitesse suit sa référence avec petite erreur statique.
- La norme du flux oscille autour de sa référence
- Le couple de démarrage atteint la valeur 25Nm après un régime transitoire de 0.5s.
- Le courant statorique atteint sa valeur nominale après un régime transitoire de 0.2s.

➤ Résultats de simulation avec application d'une perturbation

- Après l'application de la charge à $t = 2$ s on remarque que la vitesse et le flux s'éloignent de leurs valeurs de référence respectives en régime permanent (erreur statique).
- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué (3 N.m) puis (1.5 Nm).

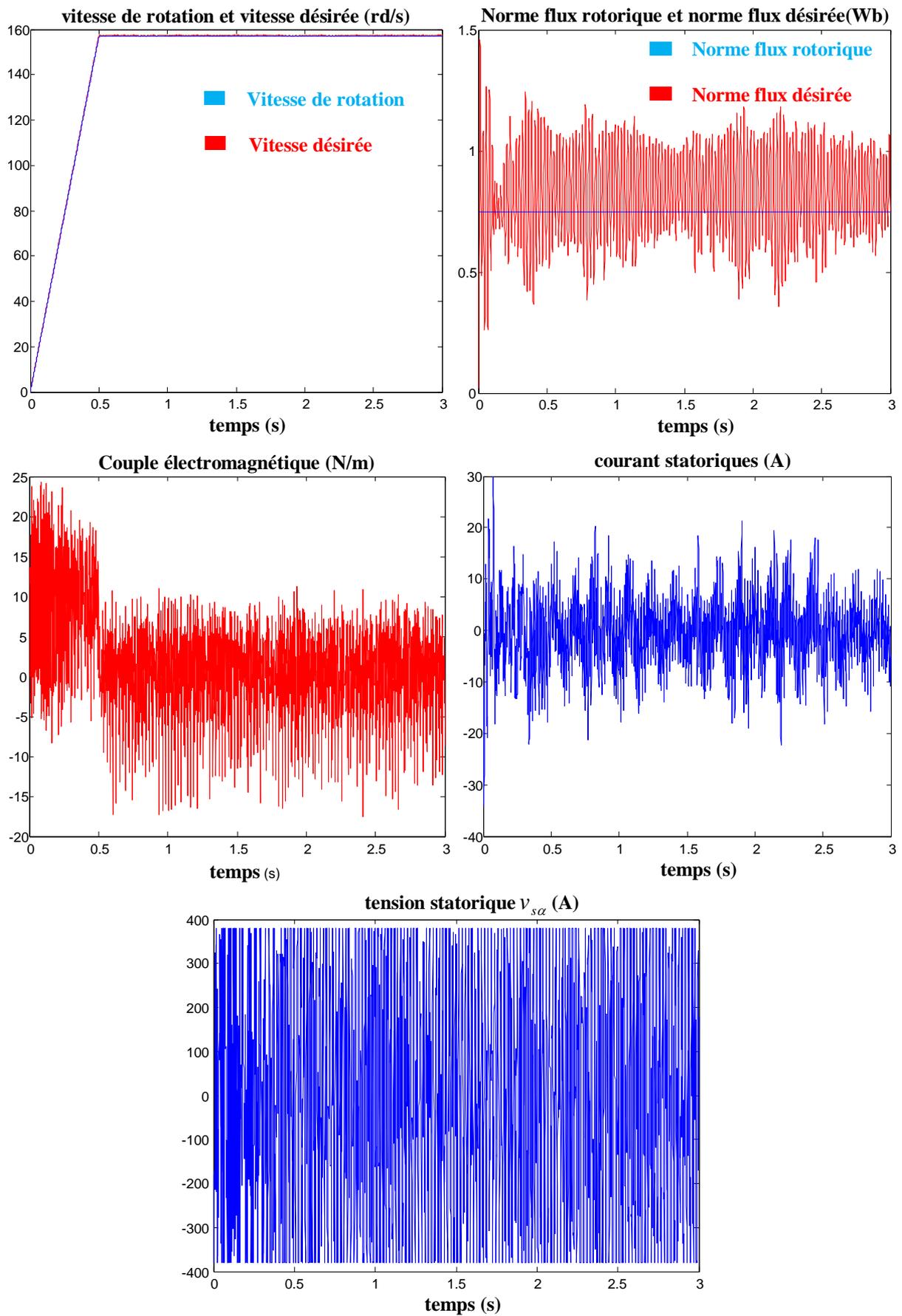


Figure (II.7) : Résultats de simulation à vide

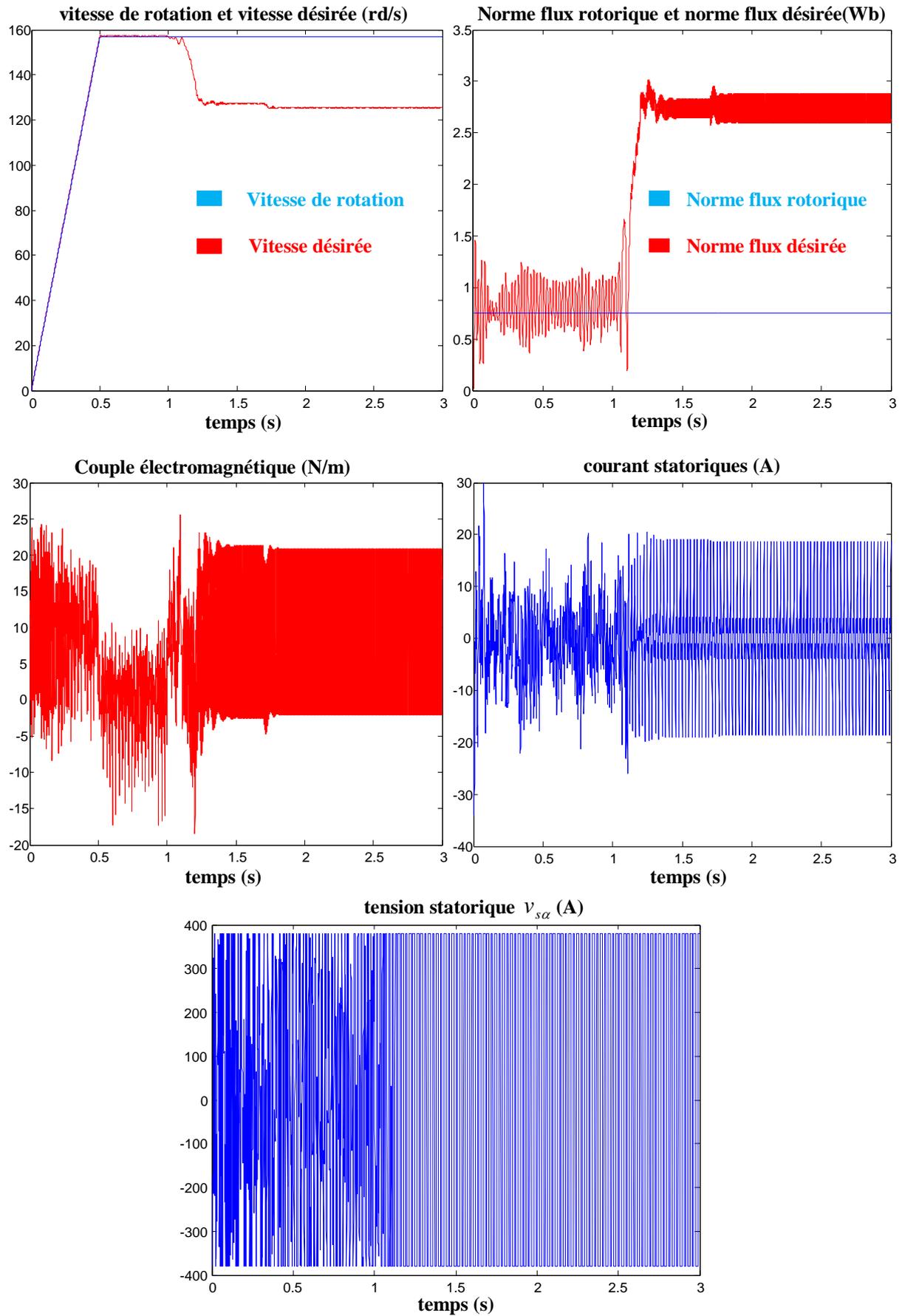


Figure (II.8) : Résultats de simulation avec perturbations

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude théorique sur les notions appropriées à la commande non linéaire par le biais de la linéarisation entrée-sortie et son application sur le modèle de la machine. Nous avons vu que le modèle réduit de la machine asynchrone, dans le référentiel lié au stator avec la vitesse et le flux comme grandeurs de sorties, admet une linéarisation entrée-sortie. Les résultats de simulation obtenus montrent que cette commande permet de découpler le réglage de la vitesse et du flux uniquement en présence d'un modèle précis du moteur. La commande par retour non linéaire a montré ses limites en présence de perturbation (telle que le couple résistant). D'où l'intérêt de concevoir des commandes robuste.

CHAPITRE III

Commande par mode glissant de la machine asynchrone

III.1. Introduction

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de commandes robustes. Ces techniques évoluent avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. Nous pouvons citer à titre d'exemple la commande floue, la commande adaptative, la commande par mode de glissement...etc. L'intérêt récent accordé à cette dernière est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants [18].

Les systèmes à structure variable se composent d'un ensemble de fonctions continues avec une commutation logique appropriée, Le réglage par mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variables dans lesquels une fonction de surface est délibérément introduite de telle manière que les trajectoires d'état soient orientées vers elle.

En général, la commande à structure variable classique à régime glissant est composée de deux termes : une commande équivalente et une composante discontinue [19].

La caractéristique principale de ces systèmes est la commutation de leurs lois de commandes sur une surface choisie a priori, appelée surface de glissement, afin d'y maintenir sous certaines conditions, le point représentatif de l'évolution du système

Le mode de glissement est un mode de fonctionnements particulier des systèmes à structure variable. La commande par mode de glissement est une méthode de réglage dans laquelle la structure est commutée de manière à ce que le vecteur d'état " x " suit une trajectoire $S(x)=0$ dans l'espace d'état. Cette technique de commande s'adapte aux variations des paramètres du procédé à commander. Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande par mode glissant à la machine asynchrone dans le but d'obtenir de bonnes performances même en présence des perturbations [20].

Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales de la commande à structure variable, et quelques concepts de base de la théorie des modes glissants et aussi donnée une Application à la machine à induction.

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

Le contrôle par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants [21].

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original.

- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.
- La robustesse vis-à-vis de la variation de certains types de paramètres.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- **Le mode de convergence (MC)** : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x_1, x_2) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG)** : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement $S(x) = 0$
- **Le mode du régime permanent (MRP)** : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

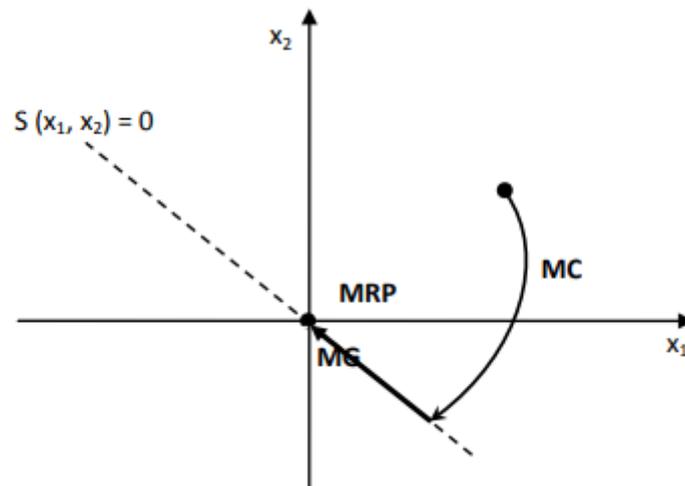


Figure (III.1) : Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase

III.3. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

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

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- Détermination de la loi de commande.

III.3.1. Choix de la surface de glissement

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t).u \quad (\text{III.1})$$

Où : $x \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, $u \in \mathfrak{R}^m$ est le vecteur de commande, $f(x, t) \in \mathfrak{R}^n$, $g(x, t) \in \mathfrak{R}^{n \times m}$.

La forme de équation générale pour la surface de glissement, proposée par « J.J.Slotinie » et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e \quad (\text{III.2})$$

Avec :

λ : Coefficient positif.

$e = x - x_d$: Écart de la variable à régler.

x_d : Valeur désirée.

n : ordre du système, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

$S(x)$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse “ e ” tend vers zéro pour un choix correct du gain λ et c'est l'objectif de la commande.

L'objectif de cette commande est de garder la surface tends à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre λ . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence [23].

III.3.2. Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation. Il y a deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système. On présente deux types de conditions qui sont :

- **Fonction directe de commutation**

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

Elle s'exprime sous la forme :

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

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauche et droite de commutation.

- **Fonction de Lyapunov**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$.

L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande U tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(X) = \frac{1}{2} S^2(X) \quad (\text{III.4})$$

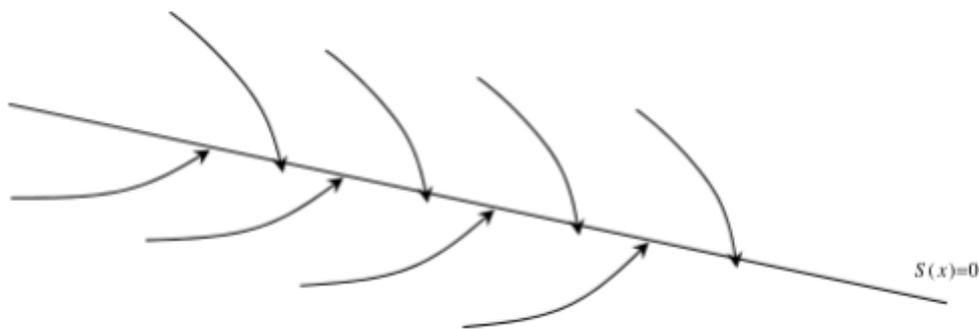
En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.5})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$. Ceci n'est vérifié que si la condition (III.5) est vérifiée.

L'équation (III.4) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie [24].

Cette fonction est utilisée pour estimer les performances de la commande comme l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires.



Figure(III.2) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement

III.3.3. Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à régler vers la surface, et ensuite vers son point d'équilibre (origine du plan de phase) en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

La dynamique du système est indépendante de la loi de commande. De ce fait, on peut introduire une partie continue pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structures variables pour la commande par mode de glissement est que la commande doit commuter entre U^+ et U^- instantanément (fréquence infinie) en fonction du signe de la surface de glissement (figure III.3).

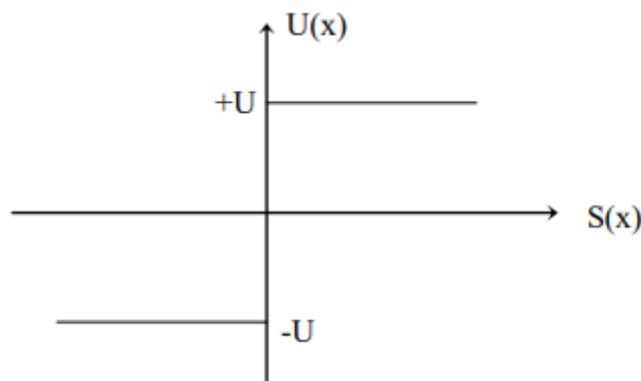


Figure (III.3) : Commande appliquée au système.

III.3.3.1. Définition des grandeurs de commande [24]

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre la stabilité (u_n). Cette dernière est très importante dans la technique de la commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter la perturbation extérieures, alors la commande totale est donnée par :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (\text{III.6})$$

u_{eq} : correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin on peut la considérer comme la valeur moyenne continue. Elle sera à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. Elle est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul $\dot{S}(x)=0$ & et peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier à la commande lors de la commutation rapide entre la valeur u^+ et u^- figure (III.4).

La commande équivalente u_{eq} est calculée en reconnaissant que le comportement dynamique durant le glissement.

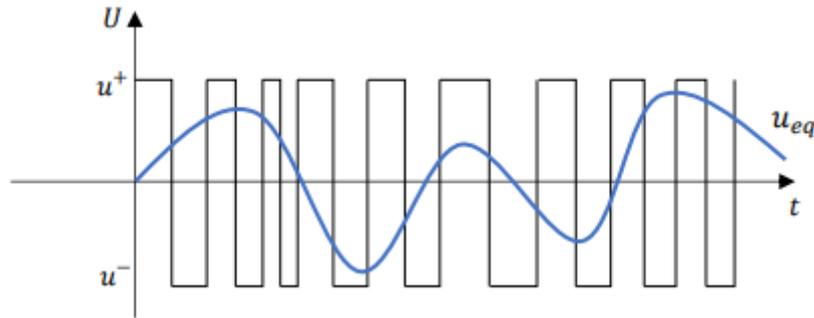


Figure (III.4) : Commande équivalente.

u_n : correspond à la commande qui garantit l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface et satisfaire la condition $S(x). \dot{S}(x) < 0$. la commande discrète u_n est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système.

III.3.3.2. Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1).

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t).u$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : u_{eq} et u_n soit :

Nous avons :

$$\dot{S} = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}\} + \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)u_n\} \tag{III.7}$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro) .Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq} = -\left\{\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)\right\}^{-1} \left\{\frac{\partial s}{\partial t} f(x, t)\right\} \quad u_n = 0 \tag{III.8}$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme par sa valeur (III.8) dans l'équation(III.7).Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S} = \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)u_n\} \tag{III.9}$$

Le problème revient à trouver u_n tel quel :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x,t)u_n\} < 0 \quad (\text{III.10})$$

La solution la plus simple est de choisir sous la forme de relais Figure (III.5). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit [25] :

$$u_n = -K \cdot \text{sign}(S) \quad (\text{III.11})$$

avec :

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

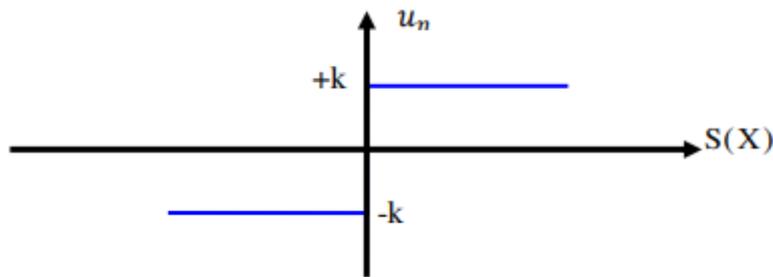


Figure (III.5) : Représentation de la fonction « Sign ».

En remplaçant l'expression (III.10) dans (III.11) on obtient :

$$S(x) \dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} g(x,t) K |S(x)| < 0 \quad (\text{III.12})$$

Où le facteur $\frac{\partial s}{\partial x} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.12). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [26].

III.4. Phénomène de réticence ou (chattering)

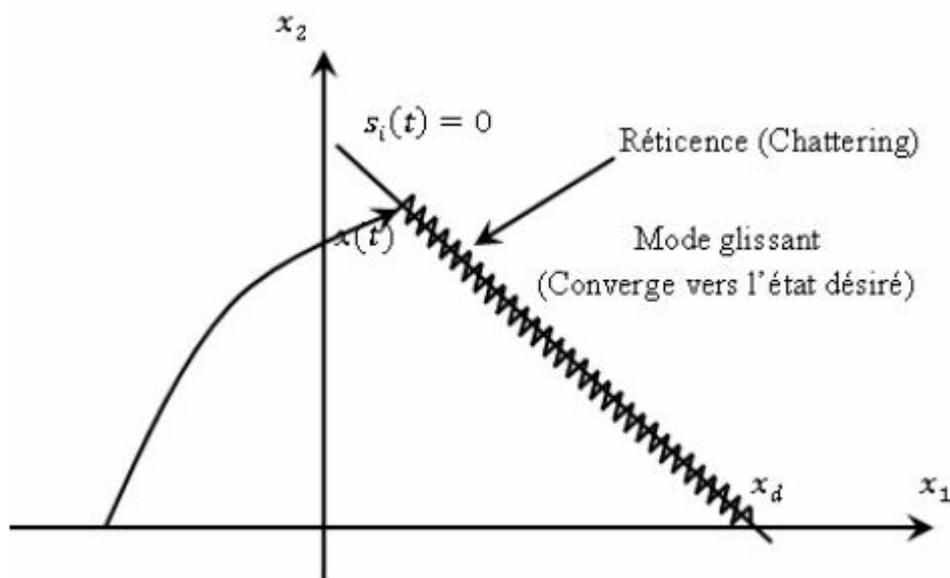
Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet cet organe devrait délivrer une énergie infinie).

Le caractère discontinue de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de réticence figure (III.6). Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence.

Il a plusieurs effets indésirables sur la qualité de la commande et sur le système, il peut :

- diminuer la précision.
- produire une grande perte de chaleur dans les machines électriques.
- une fatigue des parties mécanique mobile.

Ce phénomène est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande à structure variable.



Figure(III.6) : Phénomène de réticence ou (chattering).

Le chattering peut dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité. La réticence implique également d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs, augmentant la consommation énergétique qui peut endommager les circuits électriques de puissance.

III.5. Approximation continue de la commande par régime glissant

Le phénomène de réticence (chattering) est le principal inconvénient de la commande par mode de glissement d'ordre un. Pour remédier à ce problème de nombreux algorithmes à structure variable ont été développés. On peut citer la commande continue dans une bande de la surface, la commande avec correction intégrale en régime permanent, l'utilisation d'un observateur pour estimer la commande équivalente et les solutions par limitation de la condition de glissement. Parmi les nombreuses méthodes proposées pour résoudre le problème de réticence, nous allons étudier en particulier une méthode de synthèse ou la

fonction « sign » est remplacée par une fonction « sat » pour le calcul de la commande. Dans cette section [27], la composante discontinue devient :

$$Sat(S/\Phi) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \Phi \\ -1 & \text{si } S < -\Phi \\ S/\Phi & \text{si } S < |\Phi| \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

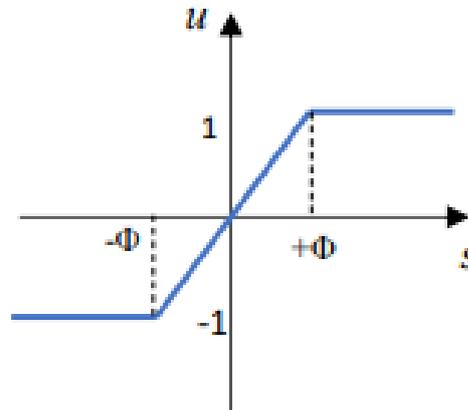


Figure (III.7) : Fonction sat.

Une autre solution pour lisser la commande au voisinage de la surface de glissement $S = 0$, est de remplacer dans la bande $|S| < \delta$, la fonction discontinue $sign(S)$ par une fonction continue.

$$cont(S) = \frac{S}{|S| + \delta} \quad \text{avec } \delta > 0 \quad (\text{III.14})$$

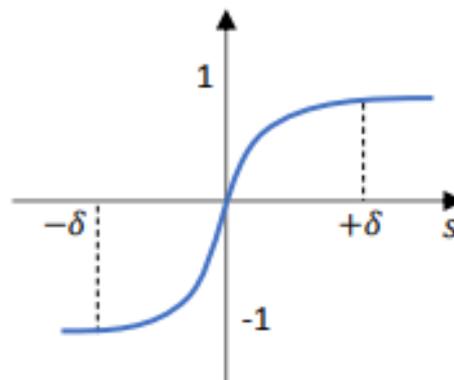


Figure (III.8) : fonction d'adoussement « cont(S) ».

III.6. Domaine d'application du réglage par mode glissant

La technique du réglage par mode glissant a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Dans le domaine des commandes hydrauliques ou pneumatiques, il existe des valves fonctionnant par tout ou rien qui ne possèdent que deux états stables, complètement ouvertes ou complètement fermées. Les entraînements électriques

pour des machines-outils ou des robots, entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position. Dans ce cas le comportement dynamique à haute performance et la possibilité de limiter facilement certaines grandeurs (comme le courant et la vitesse de rotation) sont des avantages incontestables en faveur du réglage par mode glissant. Il faut mentionner que dans certains domaines tels que : les processus chimiques et métallurgies, où il y'a des réglages qui font appel à des régulateurs à deux positions, le procédé par mode glissant peut apporter plusieurs avantages cités précédemment [28].

III.7. Les avantages de la commande par mode glissant

Il est reconnu que la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle présente le point fort d'une commande par mode de glissement. Contrairement à une loi de commande classique, les performances dynamiques sont maintenues quelles que soient les variations des paramètres et quelle que soit l'amplitude des perturbations appliquées au système. De plus, la réduction de l'ordre du système constitue un autre point fort de ce type de commande, il permet de simplifier la complexité du système.

Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients :

- Un phénomène de chattering où broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs.
- Le système est soumis à chaque instant à une commande à fréquence élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes on peut citer la commande par mode glissant à bande limite qui consiste à remplacer la fonction de commutation dans la commande par une fonction de saturation (hystérésis, arc tangente,... etc.) [1].

III.8. Application à la machine à induction [11]

Le but de ce chapitre est donc d'établir une procédure systématique par les modes glissants pour la commande des systèmes dynamique de la forme (I.26). Ainsi cette procédure comporte les étapes suivantes :

- Sélectionner une surface qui assure à la sortie de suivre asymptotiquement la trajectoire désirée.
- Synthétiser une loi de commande $u(t)$ telle que le vecteur d'état est contraint de rester sur cette surface.
- Analyser la robustesse de la commande en présence des variations paramétriques.

Cette procédure est appliquée à la poursuite de trajectoire du flux et de la vitesse d'une machine asynchrone triphasée.

III.8.1. Commande par mode glissant

III.8.1.1. Synthèse de la commande par mode glissant

L'objectif de cette synthèse est déterminer une loi de commande pour forcer les états du système, (la vitesse et le flux rotorique) qui sont supposés et mesures, à suivre la surface du glissement, le système de commande génère deux commandes en tension statorique correspondants à l'asservissement de la vitesse et du flux rotorique.

Le moteur asynchrone peut être décrit par un système non linéaire du cinquième ordre, avec quatre variables électriques (courants statoriques, flux rotoriques), une variable mécanique (vitesse de rotation) et deux variables des commandes (tension statoriques).

Le modèle dynamique de la machine asynchrone (I.26) peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + bu_1 & , & \quad f_1 = -a_1x_1 + a_2x_3 + a_3x_5x_4 \\
 \dot{x}_2 &= f_2(x_2) + bu_2 & , & \quad f_2 = -a_1x_2 + a_2x_4 - a_3x_4x_5 \\
 \dot{x}_3 &= f_3 & , & \quad f_3 = a_4x_1 - a_5x_3 - a_6x_4x_5 \\
 \dot{x}_4 &= f_4 & , & \quad f_4 = a_4x_2 - a_5x_4 + a_6x_3x_5 \\
 \dot{x}_5 &= f_5 & , & \quad f_5 = a_7(a_3x_2 - a_1x_4) - a_8x_5 - a_9
 \end{aligned} \tag{III.15}$$

Où le vecteur d'état x et de commande u représente.

$$x = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)^T = (i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}, \Omega)^T$$

$$u = (u_1, u_2)^T = (v_{s\alpha}, v_{s\beta})^T$$

Les sorties à commander sont le module du flux rotorique $y_1 = \Phi_r = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2$ et la vitesse de rotation de rotor $y_2 = \Omega$.

Donc :

$$\begin{cases}
 y_1 = h_1(x) = \Phi_r = \Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2 \\
 y_2 = h_2(x) = \Omega
 \end{cases} \tag{III.16}$$

La synthèse de la commande exploite la technique des modes glissants, cette dernière nécessite le choix des surfaces S_1 et S_2 qui assure le réglage de flux à Φ_{ref} et la vitesse Ω à la vitesse de référence Ω_{ref} . D'après l'étude théorique dans le chapitre précédent, les surfaces choisies pour chacune des sorties sont :

$$\begin{aligned}
 S_1 &= \dot{e}_1 + q_1e_1 \\
 S_2 &= \dot{e}_2 + q_2e_2
 \end{aligned} \tag{III.17}$$

où :

$$\begin{aligned} e_1 &= h_1(x) - \Phi_{ref} \\ e_2 &= h_2(x) - \Omega_{ref} \end{aligned} \quad (III.18)$$

Ω_{ref} et Φ_{ref} dénotent, respectivement, la vitesse désirée et le flux désiré. La surface peut s'écrire de la manière suivante :

$$\begin{aligned} S_1 &= (g_1(x) - \dot{\Phi}_{ref}) + q_1(h_1(x) - \Phi_{ref}) \\ S_2 &= (g_2(x) - \dot{\Omega}_{ref}) + q_2(h_2(x) - \Omega_{ref}) \end{aligned} \quad (III.19)$$

Avec :

$$g_1(x) = \dot{h}_1(x) = 2\dot{x}_3x_3 + 2\dot{x}_4x_4 \quad (III.20)$$

$$g_2(x) = \dot{h}_2(x) = f_5(x) \quad (III.21)$$

En utilisant l'expression de \dot{x}_3 et \dot{x}_4 décrites dans l'équation (III.15), (III.20) devient :

$$\begin{aligned} g_1(x) &= 2f_3(x)x_3 + 2x_4f_4(x) \\ &= 2x_3(a_4x_1 - a_5x_3 - a_6x_4x_5) + 2x_4(a_4x_2 - a_5x_4 + a_6x_3x_5) \\ &= 2a_4(x_1x_3 + x_2x_4) - 2a_5(x_3^2 + x_4^2) \\ g_1(x) &= 2a_4(x_1x_3 + x_2x_4) - 2a_5h_1(x) \end{aligned} \quad (III.22)$$

Les dérivées des deux surfaces sont données par :

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= (\dot{g}_1(x) - \ddot{\Phi}_{ref}) + q_1(\dot{h}_1(x) - \dot{\Phi}_{ref}) \\ \dot{S}_2 &= (\dot{g}_2(x) - \ddot{\Omega}_{ref}) + q_2(\dot{h}_2(x) - \dot{\Omega}_{ref}) \end{aligned} \quad (III.23)$$

En remplaçant les expressions $\dot{g}_1(x)$, $\dot{g}_2(x)$, $\dot{h}_1(x)$, $\dot{h}_2(x)$ dans (III.23), et si on ne prend pas en compte le couple de charge, on le considère comme une perturbation non mesurée dans la formule de $\dot{g}_2(x)$, la dérivée des surfaces deviennent alors :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = (2a_4(\dot{x}_1x_3 + x_1\dot{x}_3 + \dot{x}_2x_4 + x_2\dot{x}_4) - 2a_5g_1(x) - \ddot{\Phi}_{ref}) + q_1(g_1 - \dot{\Phi}_{ref}) + \Delta_1 \\ \dot{S}_2 = (a_7(\dot{x}_3x_2 + x_3\dot{x}_2 + \dot{x}_1x_4 + x_1\dot{x}_4) - a_8g_2(x) - \ddot{\Omega}_{ref}) + q_2(g_2 - \dot{\Omega}_{ref}) + \Delta_2 \end{cases} \quad (III.24)$$

avec : Δ_1 et Δ_2 représentent les perturbations non mesurées et les incertitudes sur le modelé.

Ces incertitudes sont supposées borner comme suit :

$$\begin{aligned} |\Delta_1| &< \bar{\Delta}_1 \\ |\Delta_2| &< \bar{\Delta}_2 \end{aligned}$$

Prenons :

$$\begin{aligned} v_1 &= -\ddot{\Phi}_{ref} + q_1(g_1 - \dot{\Phi}_{ref}) \\ v_2 &= -\ddot{\Omega}_{ref} + q_2(g_2 - \dot{\Omega}_{ref}) \end{aligned} \quad (III.25)$$

Et en utilisant, $\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dot{x}_3, \dot{x}_4$ dans (III.15), (III.24) devient :

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = 2a_4((f_1 + bu_1)x_3 + x_1f_3 + (f_2 + bu_2)x_4 + x_2f_4) - 2a_5g_1(x) + v_1 + \Delta_1 \\ \dot{S}_2 = a_7(f_2 + bu_2) - (f_1 + bu_1)x_4 + x_1f_4 - a_8g_2(x) + v_2 + \Delta_2 \end{cases} \quad (III.26)$$

$$\begin{cases} \dot{S}_1 = 2a_4((f_1x_3 + x_1f_3 + f_2x_4 + x_2f_4) - 2a_5g_1(x) + v_1 + 2a_4(bx_3u_1 + bx_4u_2) + \Delta_1 \\ \dot{S}_2 = a_7(f_3x_2 + x_3f_2 - f_1x_4 - x_1f_4) + x_2f_4 - a_8g_2(x) + v_2 + a_7(x_3bu_2 - bx_4u_1) + \Delta_2 \end{cases} \quad (III.27)$$

Les surfaces peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivant :

$$\dot{S} = A(x) + v + \Delta(x) + B(x)u \quad (III.28)$$

avec :

$$\begin{aligned} S &= [S_1 \quad S_2]^T \\ U &= [U_1 \quad U_2]^T \\ v &= [v_1 \quad v_2]^T \\ A(x) &= [A_1(x) \quad A_2(x)]^T \\ B(x) &= [B_{11}(x) \quad B_{12}(x); B_{21}(x) \quad B_{22}(x)] \end{aligned}$$

où :

$$\begin{aligned} A_1 &= 2a_4(f_1x_3 + x_1f_3 + f_2x_4 + x_2f_4) - 2a_5g_1(x) \\ A_2 &= a_7(f_3x_2 + x_3f_2 - f_1x_4 - x_1f_4) - a_8g_2(x) \\ B_{11} &= 2a_4bx_3 \\ B_{12} &= 2a_4bx_4 \\ B_{21} &= -a_7bx_4 \\ B_{22} &= a_7x_3b \end{aligned}$$

Il faut trouver les conditions pour garantir l'attractivité des surfaces et leurs convergences vers zéro. Pour cela, on définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (III.29)$$

Sa dérivée temporelle est alors :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} \quad (\text{III.30})$$

En remplaçant (III.28) dans (III.30), on trouve :

$$\dot{V} = S^T (v + A(x) + \Delta + B(x)u) \quad (\text{III.31})$$

où, encore :

$$\dot{V} = S^T (v + A(x) + B(x)u) + S_1 \Delta_1 + S_2 \Delta_2 \quad (\text{III.32})$$

Alors :

$$\dot{V} \leq S^T (v + A(x) + B(x)u) + |S_1| |\Delta_1| + |S_2| |\Delta_2| \quad (\text{III.33})$$

$$\dot{V} \leq S^T (v + A(x) + B(x)u) + |S_1| \bar{\Delta}_1 + |S_2| \bar{\Delta}_2 \quad (\text{III.34})$$

Choisissons la loi de commande de la forme suivante :

$$u = -B(x)^{-1} (v + A(x) + k_0 S + k_1 \text{sign}(S)) \quad (\text{III.35})$$

avec :

$$k_1 = \text{diag}[k_{11} \quad k_{12}], \quad k_0 = \text{diag}[k_{01} \quad k_{02}]$$

$$\text{sign}(S) = [\text{sign}(S_1), \quad \text{sign}(S_2)]^T$$

Pour assurer que S converge asymptotiquement vers zéro et se maintient dans son voisinage, les gains $k_{11}, k_{12}, k_{01}, k_{02}$ doivent satisfaire les inégalités suivantes :

$$k_{11} \geq \eta_1 + \bar{\Delta}_1, k_{12} \geq \eta_2 + \bar{\Delta}_2$$

$$k_{01} \geq 0, k_{02} \geq 0$$

avec : $\eta_1, \eta_2 > 0$

Remarque

La détermination du vecteur de commande u n'est possible que si et seulement si la matrice B(x) est inversible. Son déterminant donnée par : $2a_4 a_7 (x_3^2 + x_4^2)$, est non nul que dans la condition ou le module du flux est différent de zéro. On doit prendre en considération cette dernière condition lors de l'initialisation des états des systèmes. Dans la machine réelle toujours le flux initial est différent de zéro, il y a toujours un flux rémanent.

III.8.1.2. Résultats de simulation

➤ A : Test avec les paramètres nominaux et à vide

Les Figures (III.9) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et avec les paramètres nominaux de la machine.

La figure montre que :

- La norme de la tension statorique de commande reste inférieure à $\sqrt{2}.220v$.
- La norme du courant statorique ne dépasse pas 30A.
- Les caractéristiques présentent des oscillations au niveau des tensions et courants statoriques, ces oscillations sont dues à la nature de la commande qui se fait avec des grandes fréquences.
- La machine répond bien à l'échelon du flux rotorique mais avec présence du chattering.
- La vitesse Ω suit bien sa référence.

➤ **B : Tests de robustesse**

La robustesse d'une commande et sa capacité à surmonter les incertitudes sur le modèle à contrôler. Ces incertitudes peuvent être dues soit à l'imprécision des paramètres physique de la machine (problème de modélisation) ou aux perturbations extérieures.

Dans cette section. Nous présentons les résultats de simulation en présence d'un couple de charge (10 Nm introduit à l'instant 0.7 s) ainsi que des variations sur les résistances statoriques et rotoriques (à l'instant 1s).

On constate que ces résultats sont tout à fait comparables à ceux obtenus à vide. Donc, on peut dire que ce type de commande présente une bonne robustesse vis-à-vis les variations paramétriques et des perturbations extérieures (couple de charge).

A noter enfin la présence du phénomène du chattering sur certaines grandeurs telles que la norme du flux et les signaux de commande. Ce phénomène indésirable peut engendrer la surchauffe de certains éléments électriques ainsi que la fatigue des parties mécaniques de la machine, ce qui peut l'endommager. En fait, il faut toujours tenir compte de ce phénomène avant tout mise en œuvre pratique de cette commande (en utilisant des techniques pouvant le réduire).

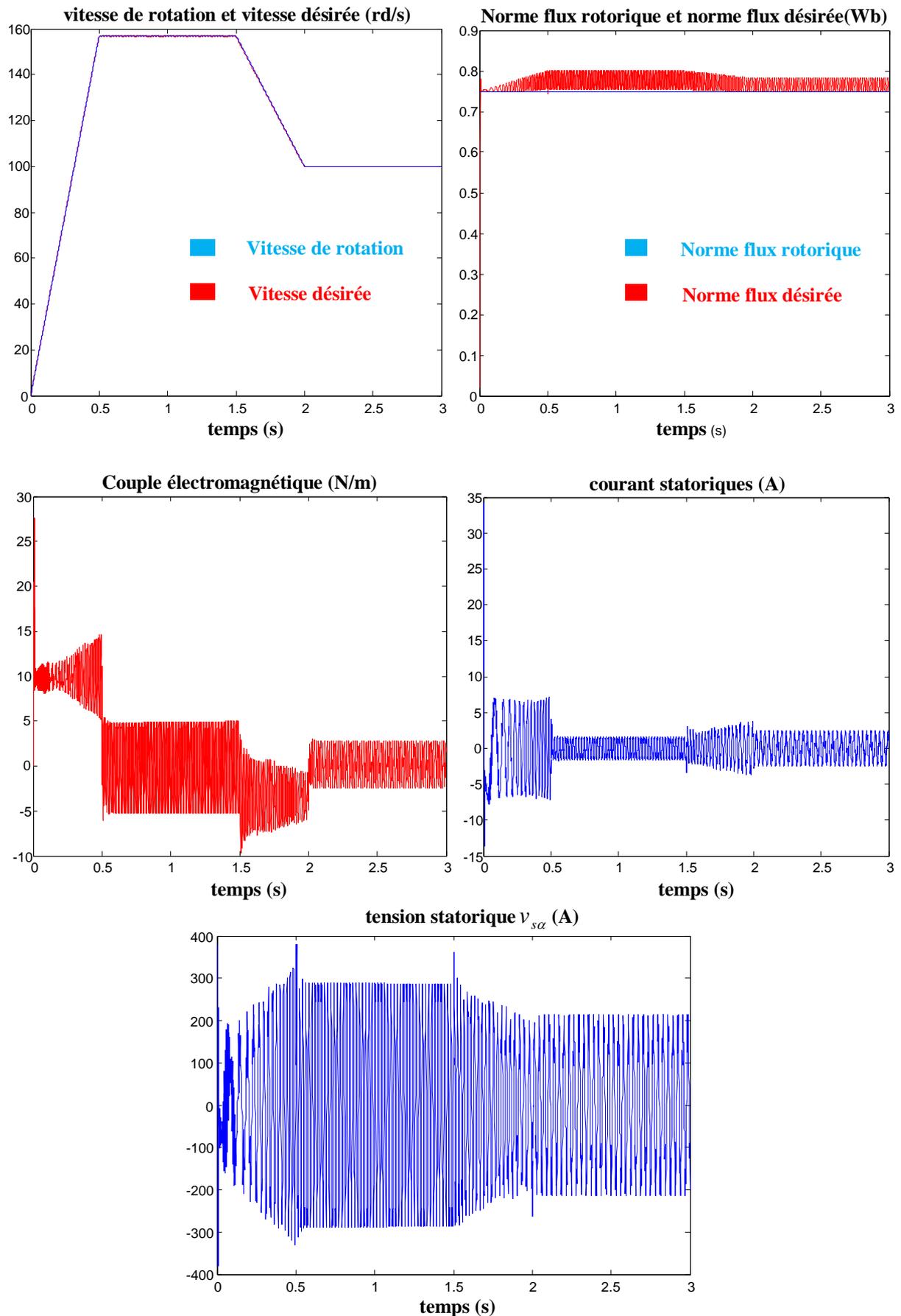


Figure (III.9) : Résultats de simulation de la commande par mode glissant à vide

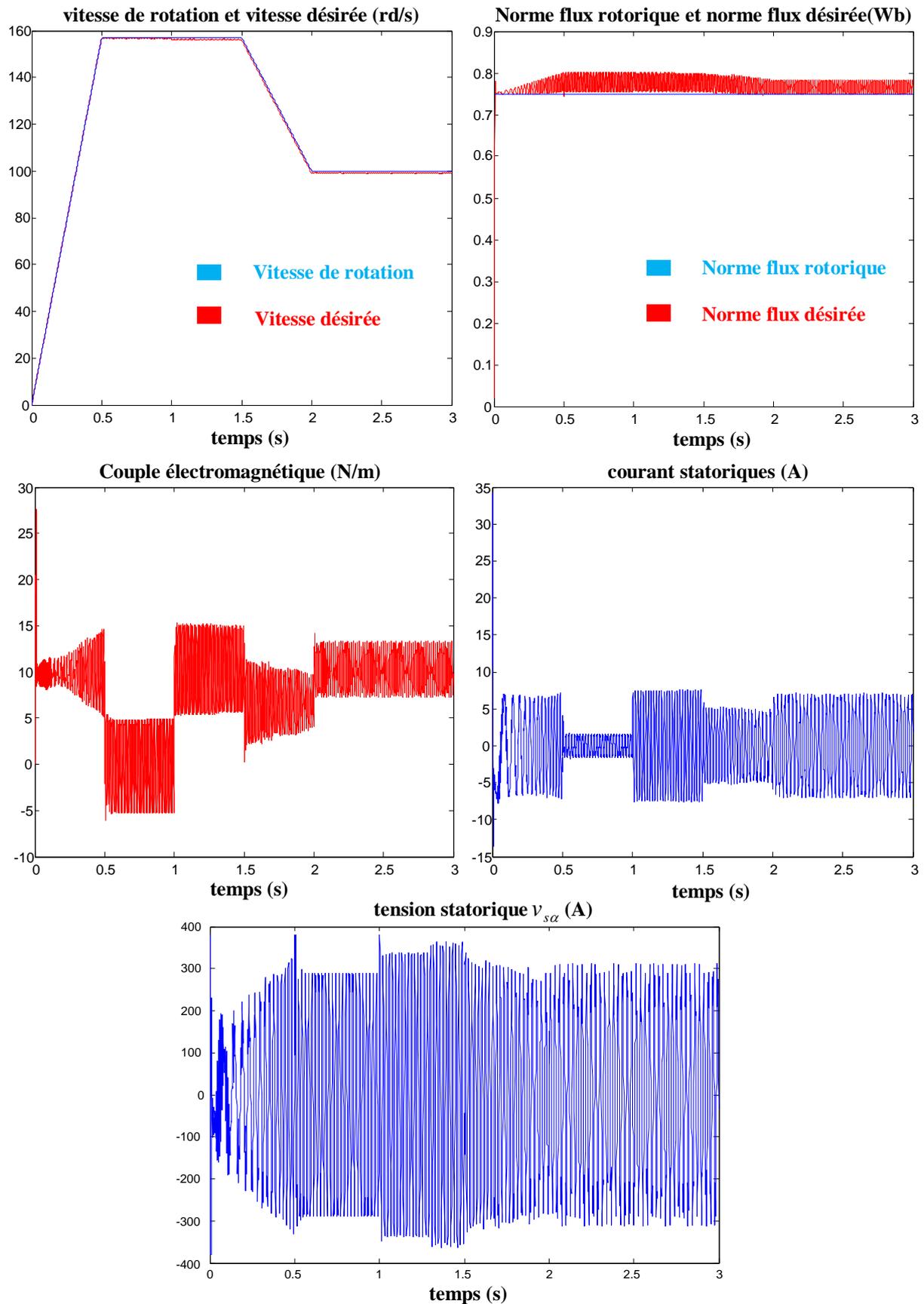


Figure (III.10) : Résultats de simulation de la commande par mode glissant avec perturbations

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande d'un moteur à induction par la technique de commande par mode de glissement. Dans un premier temps, à une présentation générale des concepts de base de la commande par mode glissement (condition d'existence, phénomène de chattering, propriétés de robustesse,.....) a été abordée. Par la suite nous cette commande a été appliquée au moteur à induction.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de ce type de commande. En plus de sa simplicité de synthèse, son intérêt se situe à la robustesse qu'elle offre vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations extérieures. On peut cependant noter que les performances du système peuvent être altérées à cause des oscillations fortes de l'organe de commande. Ce phénomène auquel il faut faire attention dans une application pratique, appelé broutement (chattering) a fait l'objet de plusieurs recherches dans la littérature.

Conclusion générale

La commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques, chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à l'autre se fait normalement en fonction des contraintes du cahier de charge, auxquelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie et de l'économie du matériel qui devraient être prises en compte. L'objectif principal de ce mémoire était la synthèse des lois de commande non linéaire robustes pour la machine asynchrone.

Le premier chapitre présente la modélisation du moteur asynchrone dans un repère biphasé. Ce modèle permet de réduire le nombre d'équations à considérer et donc faciliter la conception de la commande. Le modèle a été ensuite validé en simulation (en boucle ouverte).

Le deuxième chapitre traite de la commande par retour d'état non linéaire appliquée au moteur asynchrone. En présence d'un modèle précis, la commande non linéaire par linéarisation au sens des entrées sorties a donnée des résultats satisfaisants pour tout ce qui concerne la poursuite des variations de la vitesse de consigne. Mais avec l'introduction de perturbations (couple résistant), les performances de commande se dégradent (erreur statique).

Enfin le dernier chapitre concerne l'application de la commande par mode de glissant au moteur asynchrone. En ce qui concerne cette technique de commande, elle est simple à concevoir et robuste vis à vis les perturbations extérieures (couple de charge) ainsi que les variations paramétriques de la (résistances).

De l'application en simulation des deux techniques de commande sur le moteur asynchrone triphasé, on peut conclure que la technique de commande par mode glissant a conduit à des bonnes performances. Ses performances sont nettement meilleures que la commande par retour d'état non linéaire. Toutefois son application sur site réel ne peut se faire que lorsqu'on traite le problème de broutement (chattering)

Comme perspectives de ce travail, on peut suggérer :

- Résoudre le problème de broutement de la commande par modes glissants (application de la commande par mode glissant d'ordre deux par exemple).
- Synthèse d'une loi de commande non linéaire pour le moteur asynchrone sans capteur de vitesse (c-à-d avec observateur de vitesse)

Références bibliographiques

- [1] DJERIOUI Ali ; KHELIFI Faris "Commande et observation par mode glissant des convertisseurs multicellulaires séries".Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA,2009
- [2] M. Lamine, A. Traoré, « Modélisation et simulation d'une machine Asynchrone à cage à l'aide du logiciel Matlab / Simulink », pp038_45. 2004.
- [3] M. Aissaine, N. Imamouine, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux ». Mémoire fin d'étude, année 2016.
- [4] A. Said, H. Simohammed, « commande de la machine asynchrone par mode glissant ». Mémoire fin d'étude, année 2017.
- [5] HADDAD Salah ; CHARIF Mourad "Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode glissement de moteur asynchrone" Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA, 2005.
- [6] LAIEB Fadila ; GUERROUCHE Hakima " Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone" Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA, 2004.
- [7] ACHOUR Abdelmalak ; AICHOUCHE Azedine " Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone" Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA, 2005.
- [8] I.A.M.Said, « commande plate de la machine asynchrone », thèse de magister, université de Batna, 2013.b12.
- [9] Orezgui Salah Eddine," Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS ", Thèse De Doctorat En Automatique, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [10] P. Vas, « Electrical machines and drives : a space vector theory approach ». Oxford University Press 1992.
- [11] A. Zibra. “Commande par mode glissement d'un machine asynchrone”. Mémoire fin d'étude, année 2005.
- [12] M. Boufadene et M. Belkheiri. “Adaptive nonlinear observer augmented by radial basis neural network for a nonlinear sensorless control of an induction machine”. University amar telidji of laghouat. vol.12, No.1.2018.
- [13] CHEMMOURI Boudjemaa ; GAFER Boubekour "Commande non-lineaire d'une machine synchrone a aimants permanents, " Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA, 2005.
- [14] A. de Luca, G. Ulivi,“ Design of an exact nonlinear controller for induction motors”, IEEE Transaction on Automatic control, Vol 34., no 12,pp. 1304-1307, DEC.1989.

- [15] R.Marino, S. Persada, "Adaptative Input-Outup Linearizing Control of Induction Motors" IEEE Transaction in control systems technology, Vol 38.,N.3.FEB. 1993.
- [16] A. Bellini, G. Figalli, and F. Tosti, "Linearized model of induction motors drives via nonlinear state feedback decoupling", 4th European conference on power Electronics and Application (EPE), Florence, Italie, Sep.1991.
- [17] G. Georgiou "Adaptive feedback linéarisation and traking for induction motor", IFAC Workshop on Evaluation of adaptive Control Strategies in Industrial Applications, pp. 255-260, Tbilissi, Russie, Oct.1989.
- [18] HADDAD Salah ; CHARIF Mourad "Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode glissement de moteur asynchrone" Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA,2005.
- [19] P. Lopez,A.S Nouri « Théorie Elémentaire et Pratique De La Commande Par Les Régimes Glissant » Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2006.
- [20] KAHIL Zoubir ; LATRECHE Houari " Commandes par retour d'état non linéaire d'un moteur asynchrone " Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA , JUIN 2006.
- [21] D. Benattous, A.Golea, R. Abdelssemed, "Commande à structure variable par mode glissant pour la commande vectorielle d'un moteur asynchrone", « ICCEL98, 5-7 Octobre 1998, UST Oran, Algérie ».
- [22] H. Bühler, "Réglage par mode de glissement", « Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, Suisse, 1986 ».
- [23] A.Meroufel, « commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique », thèse de doctorat d'état, Université de Sidi Bel Abbes, 2004.b2.
- [24] Taleb Moustapha Ould Abdou «commande par mode de glissement floue avec observateur application à différents pendules inversés » mémoire de magister, (E.N.P) ,2006.
- [25] Reffa Sabiha,Bensafi Adel, « commande par mode glissant de la machine asynchrone »,Thèses de master, centre universitaire Belhadj Bouchaib, 2016.
- [26] H.Tamrbed et T.Azarobr, « Réglage par mode glissant d'un machine asynchrone » proceedings de la conférence CEE'00, pp.136-141, 2000.a1
- [27] R. Benayache « Contribution A La Commande Robuste Des Systèmes Non Linéaire Incertains : Application A Un Système Hydraulique » thèse doctorat à l'université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2009.
- [28] BELKHEiR Med elamine ; HAMDY Mohamed ; ROUMAIR Tariq ' Synthèse de lois de commande par floue mode glissement avec une surface de glissement non linéaire appliques a système Hydraulique' Mémoire d'Ingéniorat Université de M'SILA,2010

Résumé :

La machine asynchrone est de plus en plus utilisée dans les applications industrielles ces dernières années à cause de ses avantages, mais sa commande pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps. Ces derniers inconvénients ont mené à chercher et préparer une technique de commande robuste et insensible aux perturbations, pour pallier ces problèmes. La commande par mode glissant est l'une de ces méthodes de commande robuste, elle a des avantages efficaces pour les systèmes à paramètres variables.

Ce mémoire a été consacré à la présentation de la commande par mode glissant de la machine asynchrone et ses concepts généraux et l'analyse de sa performance dans des cas sévères.

Les résultats de simulation obtenus ont montré et interprété, nous remarquons que la commande par mode glissant présente une robustesse par rapport aux variations paramétriques de la machine et vis-à-vis des perturbations introduites par le couple résistant.

Mots clés : machine asynchrone, système non linéaire, mode glissant

Abstract:

The asynchronous machine is increasingly used in industrial applications in recent years because of its advantages, but its control poses problems because its basic model is non-linear and strongly coupled, and which complicates this model, is that the parameters of the asynchronous motor are known approximately and can vary with time. The latter disadvantages have led to the search for and preparation of a robust and insensitive control technique for disturbances to overcome these problems. Sliding mode control is one of these robust control methods, it has effective advantages for variable parameter systems.

This paper has been devoted to the presentation of the sliding control of the asynchronous machine and its general concepts and the analysis of its performance in severe cases.

The simulation results obtained have shown and interpreted, we note that the control by sliding mode presents a robustness despite parametric variations of the machine and with respect to the disturbances introduced by the resisting torque.

Key words: asynchronous machine, non-linear system, sliding mode control

ملخص :

في السنوات الأخيرة أصبح المحرك اللاتزامني يستخدم بكثرة في التطبيقات الصناعية نظرا لفوائده وفعاليتته، على عكس بساطته، التحكم في هذا النوع من الآلات يطرح مشكل بسبب أن نموذجها ليس خطي و معقد ، أيضا خصائص هذه الآلة متغيرة مع الوقت. هذه المشاكل و المعوقات أدت إلى البحث و إعداد تقنيات تحكم قوية، متينة و غير حساسة لا تتأثر بالتشويشات، من أجل التغلب على سلبيات الآلة و معوقات عملها بمرودود كبير مهما كانت الظروف قاسية.

التحكم عن طريق وضع الانزلاق يمثل واحدة من تقنيات التحكم القوية و الفعالة في الأنظمة ذات الخصائص المتغيرة.

هذه المذكرة خصصت لعرض التحكم عن طريق وضع الانزلاق في الآلة أو المحرك اللاتزامني ، و شرح مفاهيم هذا التحكم و تحليل أدائه في مختلف الحالات.

النتائج المحصل عليها في المحاكات من تطبيق مطلب، تظهر لنا أن التحكم عن طريق وضع الانزلاق قوي و فعال و نتائجه جيدة رغم التغير المتكرر لخصائص الآلة و التشويشات و الضغوطات بسبب الحمولة.

الكلمات المفتاحية : وضع الانزلاق، نظام غير خطي، المحرك اللاتزامني