

**Université de Bouira**  
*Akli Mohand Oulhadj*



**جامعة البويرة**  
أكلي محمد أولحاج

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Akli Mohand Oulhadj (Bouira)

**Faculté des Sciences et des Sciences Appliquées**  
**Département de Génie électrique**

# PROJET DE FIN D'ETUDES

Présenté pour l'obtention du Diplôme de Master

**Spécialité : Electromécanique**  
**Option : Electromécanique et système de commande**

## THEME

**La commande sans capteur mécanique d'un moteur  
synchrone à aimants permanents**

Réalisé par

**BELAL Aimad**

**ADDADJ Nourdine**

Encadré par:

**Mr. ISSAOUNI. S**

**ANNEE UNIVERSITAIRE 2015 - 2016**

# *Remerciements*

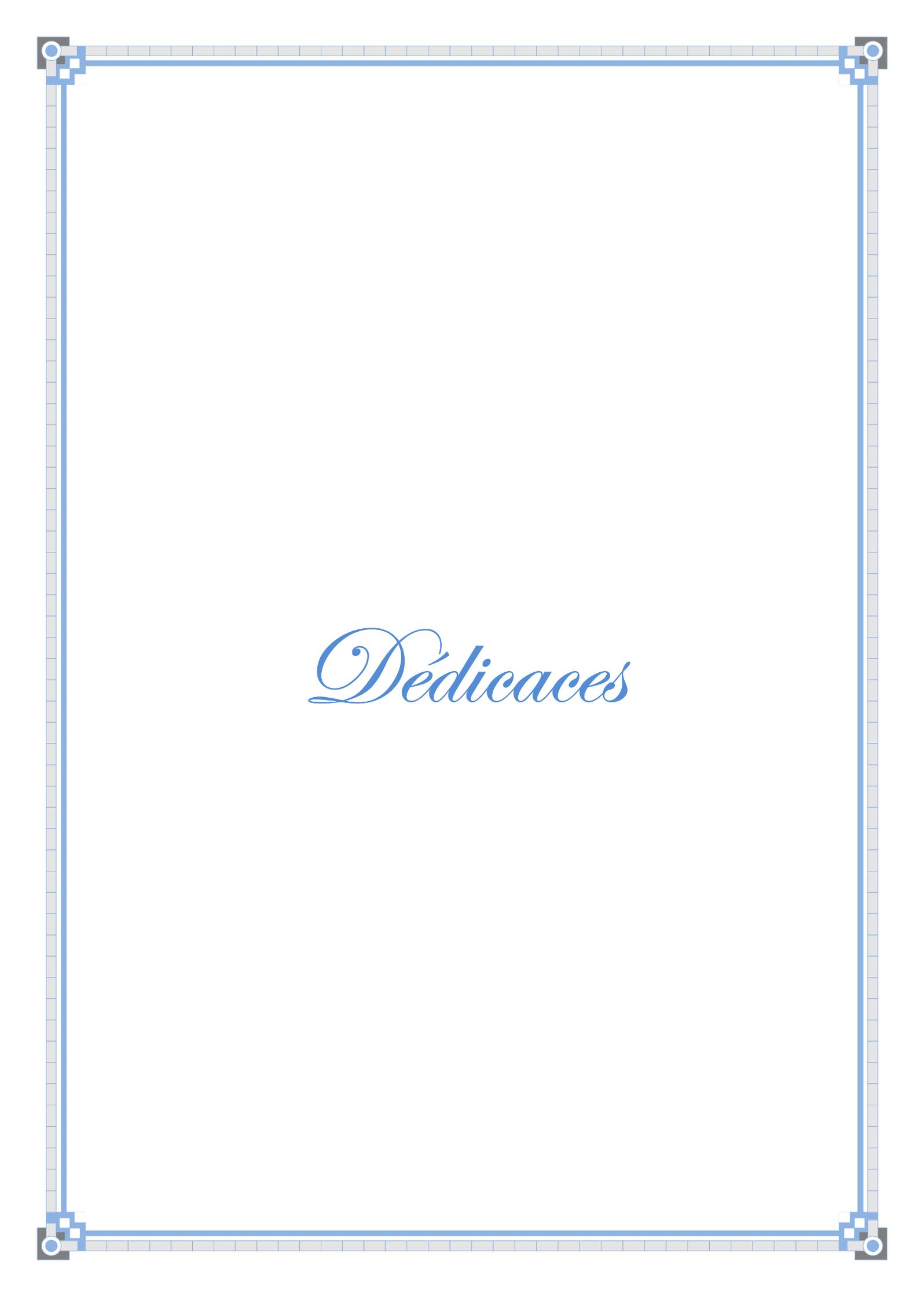
*A Mon Encadreur*

*Mr Issaouni Salim*

*Votre compétence, votre encadrement ont toujours suscité mon profond respect.*

*Je vous remercie pour votre accueil et vos conseils.  
Veuillez trouver ici, l'expression de mes gratitude et de  
ma grande estime.*

*Je tiens à exprimer mes sincères remerciements et ma  
profonde gratitude à toutes les personnes qui ont  
participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail  
par leur amour, sacrifice et compétence.*



*Dédicaces*

# *Je dédie ce modeste travail*

## *A la mémoire de mon Père*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous.*

*Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être.*

*Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation.*

## *A ma très chère mère*

*Affable, honorable, aimable : Tu représentes pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi.*

*Ta prière et ta bénédiction m'ont été d'un grand secours pour mener à bien mes études.*

*Aucune dédicace ne saurait être assez éloquente pour exprimer ce que tu mérites pour tous les sacrifices que tu n'as cessé de me donner depuis ma naissance, durant mon enfance et même à l'âge adulte.*

*A mes frères (Nassim, son épouse et leurs filles Ilina), Sofiane et Loucif.*

*A mes sœurs (Nassira, Nadjet, Nassima et Rabiaa) leurs maris et leurs enfants*

*AU fils de mon oncle, son épouse et leurs enfants (Ryma, Maya, Amine)*

*A tous mes amis Djamel, Menouar, Hilal, farés, Daoud, Boubaker, Belkacem*

*Lotfi, Fergani, Youcef, Zaki, Nabil, Brahim, Latamen, Aimad*

*A mon collègue Nourdine pour m'avoir participé ce travail.*

***Aimed, B***  
***Bouira, juin 2016***

# *Je dédie ce modeste travail*

*A mon père.*

*A ma très chère mère*

*A ma très chère grand-mère.*

*A mes frères, Rachid, Toufik*

*A mes sœurs, Fatiha, Ghania, Nadjet*

*A toute ma famille.*

*A tous mes amis et spécialement zaki, Lotfi, Youcef, Djamel,*

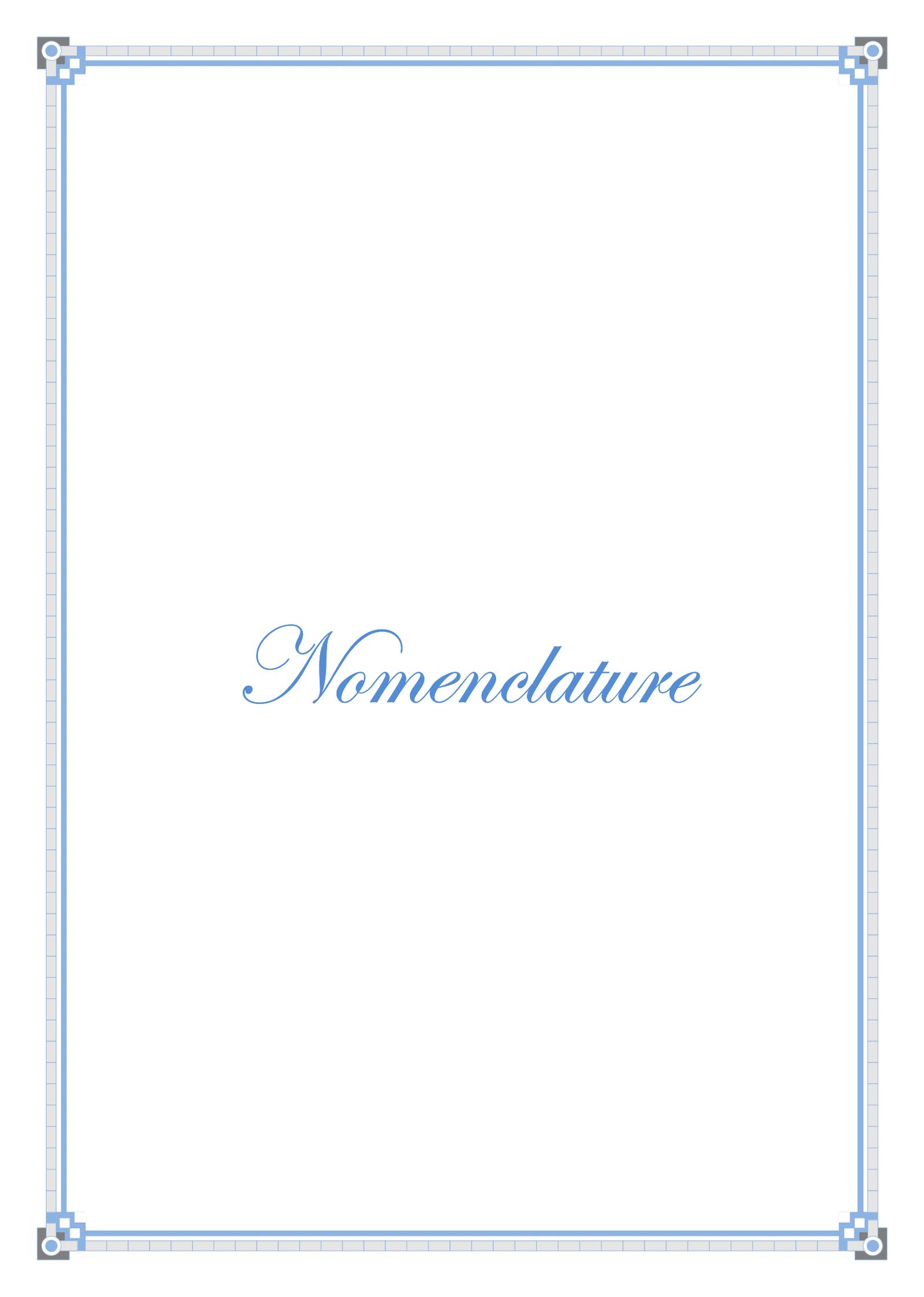
*Nabile, Farid, Hamouche, Remdane.*

*A mon collègue Aimad pour m'avoir participé ce travail.*

*A la promotion Electromécanique 2016*

*Nourdine. A*

*BOUIRA, 2016*



# *Nomenclature*

$MSAP$	Machine (moteur) synchrone à aimants permanents.
d-q	Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).
$\omega_s$	Pulsation des tensions statoriques.
$\Omega$	Vitesse mécanique de rotation.
$\theta$	Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.
$F_{mm}$	Force magnétomotrice.
$V_a, V_b, V_c$	Tensions de phases statoriques.
$i_a, i_b, i_c$	Courants de phases statoriques.
$\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c$	Les flux produits par les phases statorique respectivement a, b, c.
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$L_s$	Inductance propre d'une phase statorique.
$M_s$	Mutuelle inductance entre phase du stator.
$f$	Coefficient de frottement.
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_r$	Couple résistant.
$P$	Nombre de paires de pôles
$J$	Moment d'inertie.
$[T_\theta]$	Matrice de transformation de Park.
$u_d, u_q$	Tension statoriques d'axe direct et en quadrature.
$i_d, i_q$	Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
$\Phi_f$	Flux créé par les aimants au rotor.
$L_d$	Inductance dans l'axe Longitudinal.
$L_q$	Inductance dans l'axe transversal.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
$k_p, k_i$	Coefficients des régulateurs PI.
$S$	L'opération de Laplace.



# *Sommaire*

**INTRODUCTION GENERALE** ..... 1

**Chapitre 1 Modélisation de la MSAP**

1.1. INTRODUCTION..... 3

1.2. CONSTITUTION D'UNE MSAP ..... 4

    1.2.1. Le stator ..... 5

    1.2.2. Différentes structures du rotor ..... 5

1.3. DOMAINES D'APPLICATION ..... 6

1.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MSAP ..... 7

    1.4.1. Avantages de la MSAP ..... 7

    1.4.2. Inconvénients de la MSAP ..... 7

1.5. MODELISATION DE LA MSAP ..... 8

    1.5.1. Mise en équations du modèle de MSAP ..... 8

    1.5.2. Equations électriques ..... 9

    1.5.3. Equations mécaniques..... 10

    1.5.4. Modèle de Park ..... 10

    1.5.5. Application de la transformation de Park à la MSAP ..... 11

1.6. PARAMETRES DE LA MSAP ..... 14

1.7. SCHEMA FONCTIONNELLE DE LA MSAP ..... 14

1.8. CONCLUSION ..... 15

**Chapitre 2 Commande sans capteur mécanique de la MSAP**

2.1. INTRODUCTION..... 16

2.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE ..... 16

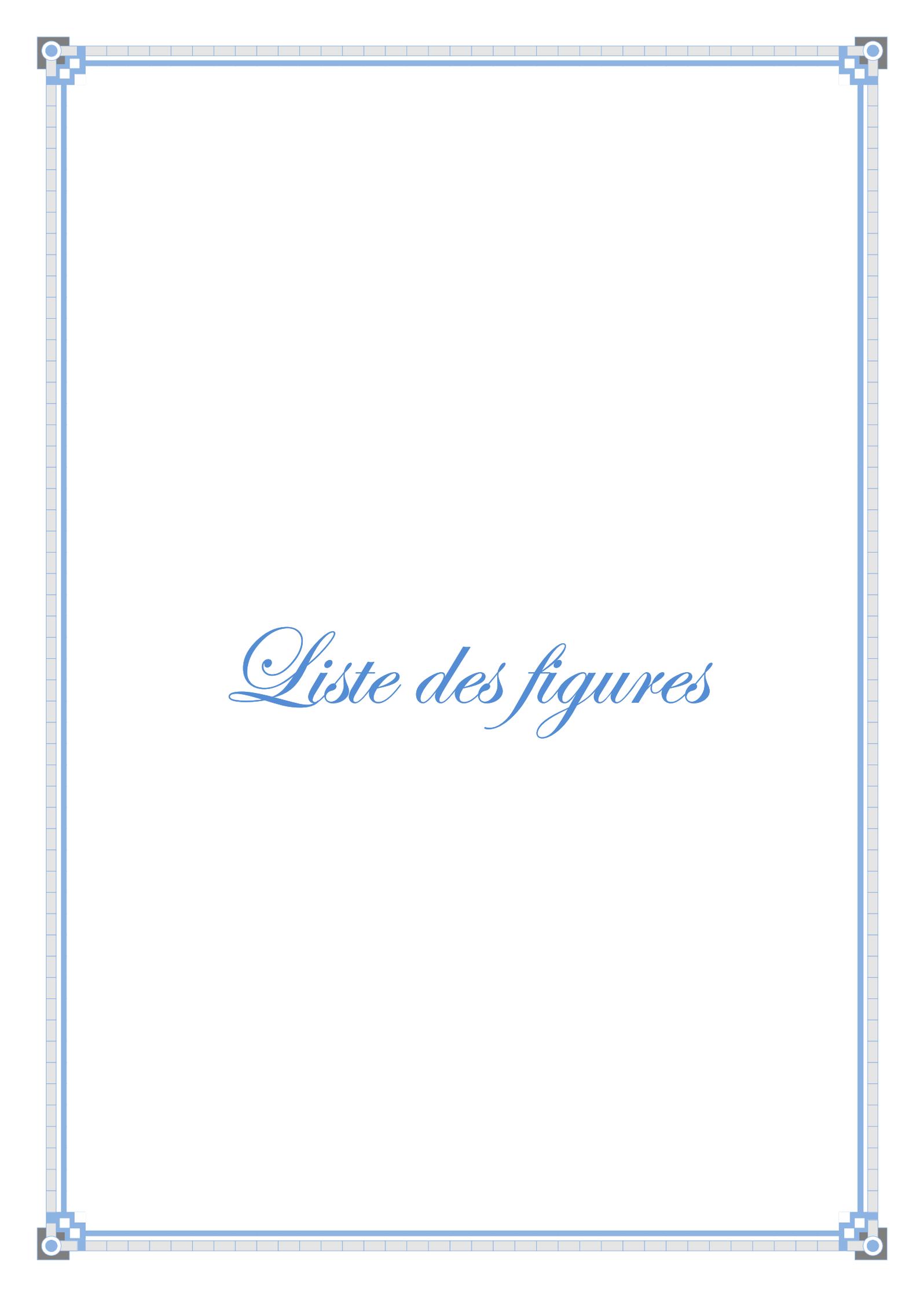
2.3. PRINCIPE DE L'ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE..... 17

    2.3.1. Contrôle vectoriel direct..... 18

    2.3.2. Principe du contrôle vectoriel indirect. .... 18

    2.3.3. Commande Vectorielle Simplifiée..... 19

2.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE VECTORIELLE .....	19
2.4.1. Avantages de la commande vectorielle .....	19
2.4.2. Inconvénients de la commande vectorielle.....	19
2.5. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP .....	20
2.5.1. Etude de la régulation des courants de Park.....	20
2.5.2. Etude de la régulation de la vitesse rotorique.....	21
2.6. LES RESULTATS DE SIMULATION.....	22
2.7. INTERPRETATIONS DES RESULTATS.....	25
2.8. CONCLUSION.....	25
 <b>Chapitre 3 La commande sans capteur base sur observateur mode glissant</b>	
3.1. INTRODUCTION.....	26
3.2. STRUCTURE ET PRINCIPE D’UN OBSERVATEUR.....	26
3.3. OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS .....	28
3.3.1. Observateur par mode glissant base sur le modèle en (d, q).....	30
3.4. LES RESULTATS DE SIMULATION .....	34
3.5. INTERPRETATIONS DES RESULTATS.....	37
3.6. CONCLUSION.....	37
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>38</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>39</b>



# *Liste des figures*

**Chapitre 1 Modélisation de la MSAP**

**Figure (1.1)** Moteur à aimants permanents ..... 3

**Figure (1.2)** Le moteur industriel à aimants permanents..... 4

**Figure (1.3)** Différents types de rotors d'une MSAP ..... 6

**Figure (1.4)** Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique ..... 8

**Figure (1.5)** Représentation de la MSAP dans le system d'axe biphasé d-q ..... 11

**Figure (1.6)** Schéma bloc de la MSAP sous Simulink ..... 14

**Chapitre 2 La commande avec capteur mécanique de la MSAP**

**Figure (2.1)** Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ  
Tournant.....17

**Figure (2.2)** Boucle de régulation du courant  $I_d$ .....21

**Figure (2.3)** Schéma bloc de la commande vectorielle sous Simulink.....23

**Figure (2.4)** Le courant (id).....23

**Figure (2.5)** Le courant (iq).....24

**Figure (2.6)** La vitesse et sa référence (w-wr).....24

**Chapitre 3 La commande sans capteur base sur observateur mode glissant**

**Figure (3.1)** Schéma bloc d'un observateur d'état .....27

**Figure (3.2)** Trajectoire d'état en régime de modes glissants .....29

**Figure (3.3)** schéma bloc de la structure de la commande avec observateur par mode glissant  
basé sur le modèle (d, q) de la MSAP.....33

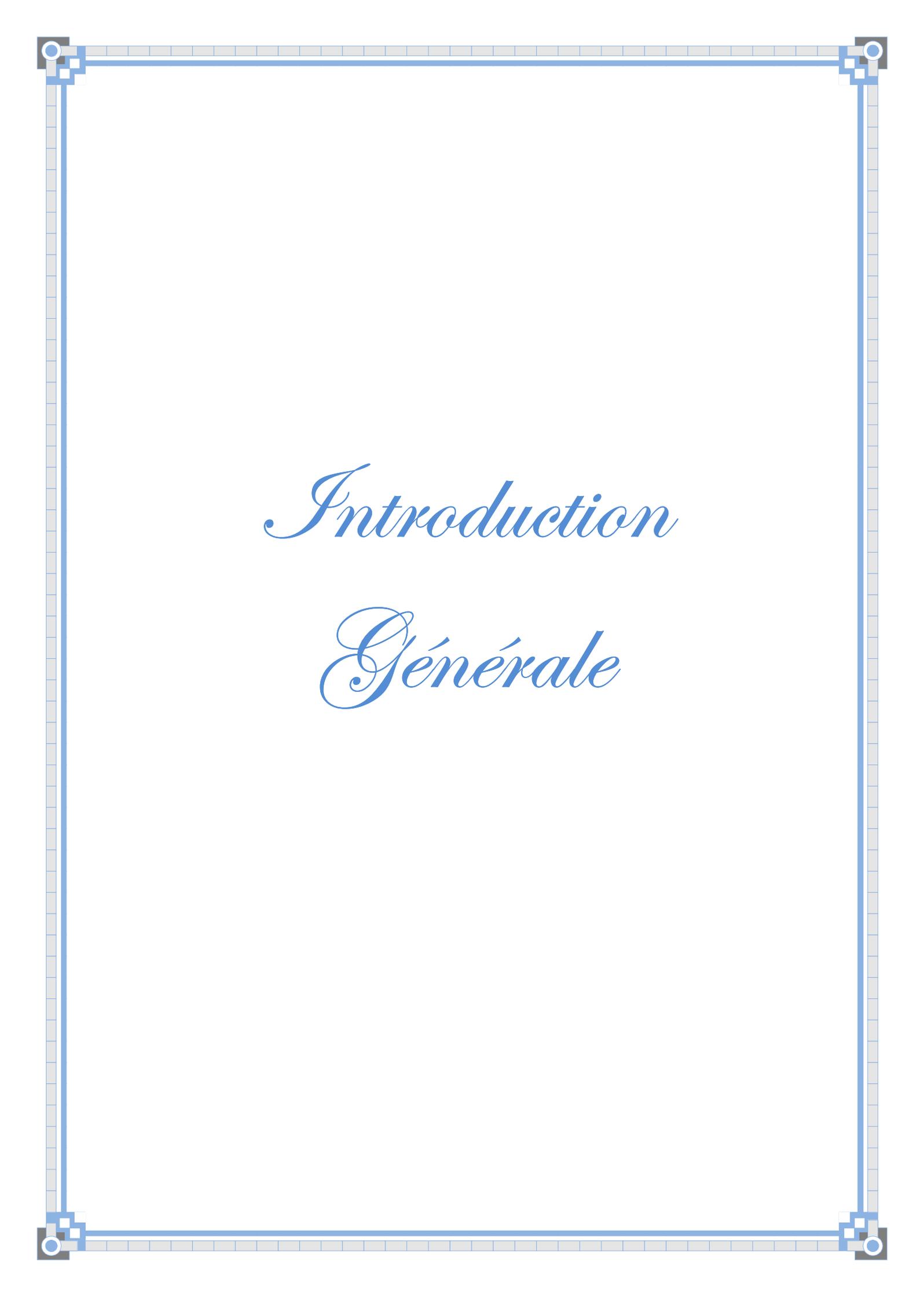
**Figure (3.4)** schéma bloc d'observateur par mode glissant basé sur le modèle (d, q).....34

**Figure (3.5)** La vitesse et sa référence (w-wr).....35

**Figure (3.6)** Erreurs de poursuite de la vitesse avec l'observateur par mode glissant basé sur  
le modèle en (d, q).....35

**Figure (3.7)** Observateur de vitesse.....36

**Figure (3.8)** Erreurs de poursuite et d'observation de la vitesse avec l'observateur par mode  
glissant basé sur le modèle en (d, q) .....36



*Introduction*

*Générale*

## INTRODUCTION GENERALE

Durant ces dernières années, les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution avec l'alimentation de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande. Cette apparition a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en amplitude et en fréquence variable les moteurs à courant alternatifs. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatives qui permet de supprimer les contacts glissants.

Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par désaimant permanents d'où le nom : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP).

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrants que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisque il n'appartient pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent.

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continue ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q donc, on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de transformation de Park et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents.

La commande vectorielle « *field oriented control* » permet à la machine synchrone à aimants permanents d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu qui concerne la linéarité et le découplage. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis, ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable est nécessaire.

Le travail effectué dans cette thèse est présentée dans les trois chapitres suivants :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents où sont présentés le modèle dans le repère synchrone (d, q).
- Le deuxième chapitre traite de la commande vectorielle en poursuite d'une vitesse de référence avec capteur mécanique en cherchant des performances dynamiques élevées.
- Le dernier concerne l'étude des observateurs par mode glissant. On s'intéresse à l'observateur par mode glissant basé sur le modèle en (d, q).

Le mémoire se termine par une conclusion générale.

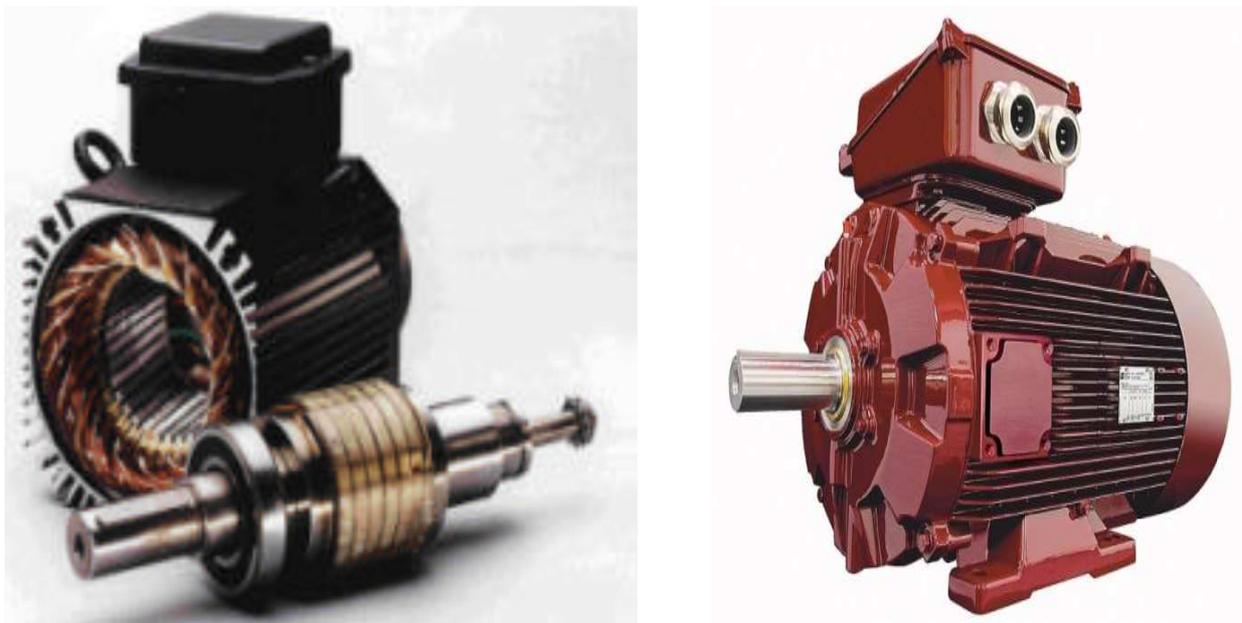
# *Chapitre* **1**

## *Modélisation de la* *MSP*

## 1.1. INTRODUCTION

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant. Parmi des machines électriques utilisées, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, elles ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple [1]. Pour diminuer le taux d'ondulation de courant et de couple, elles sont alimentées par l'onduleur de tension, à base de composants de haute fréquence de découpage (IGBT par exemple). En outre, grâce aux progrès de l'électronique numérique et l'apparition des processeurs rapides de traitement numérique (DSP), la réalisation de leur commande est devenue de plus en plus simple. L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués [1], [2], [3].

Dans ce chapitre, le modèle triphasé du moteur synchrone à aimants permanents est présenté. Ensuite à l'aide de transformation de Park on obtient la décomposition selon deux axes (d-q).



*Figure (1.1) : Moteur à aimants permanents*

## 1.2. CONSTITUTION D'UNE MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu [2], [4].



*Figure (1.2) : Le moteur industriel à aimants permanents*

### 1.2.1. Le stator

Représente la partie fixe de la machine Figure (1.2), destiné à produire le champ tournant, comporte le circuit magnétique ferromagnétique constitué d'un empilage de tôles en acier au silicium de 0.35 à 0.5 mm, qui accueille dans ces encoches les enroulements statorique triphasé bobiné en fil de cuivre isolé. Les trois bobines sont disposées de telle façon qu'elles constituent un ensemble triphasé couplé soit en étoile ou en triangle.

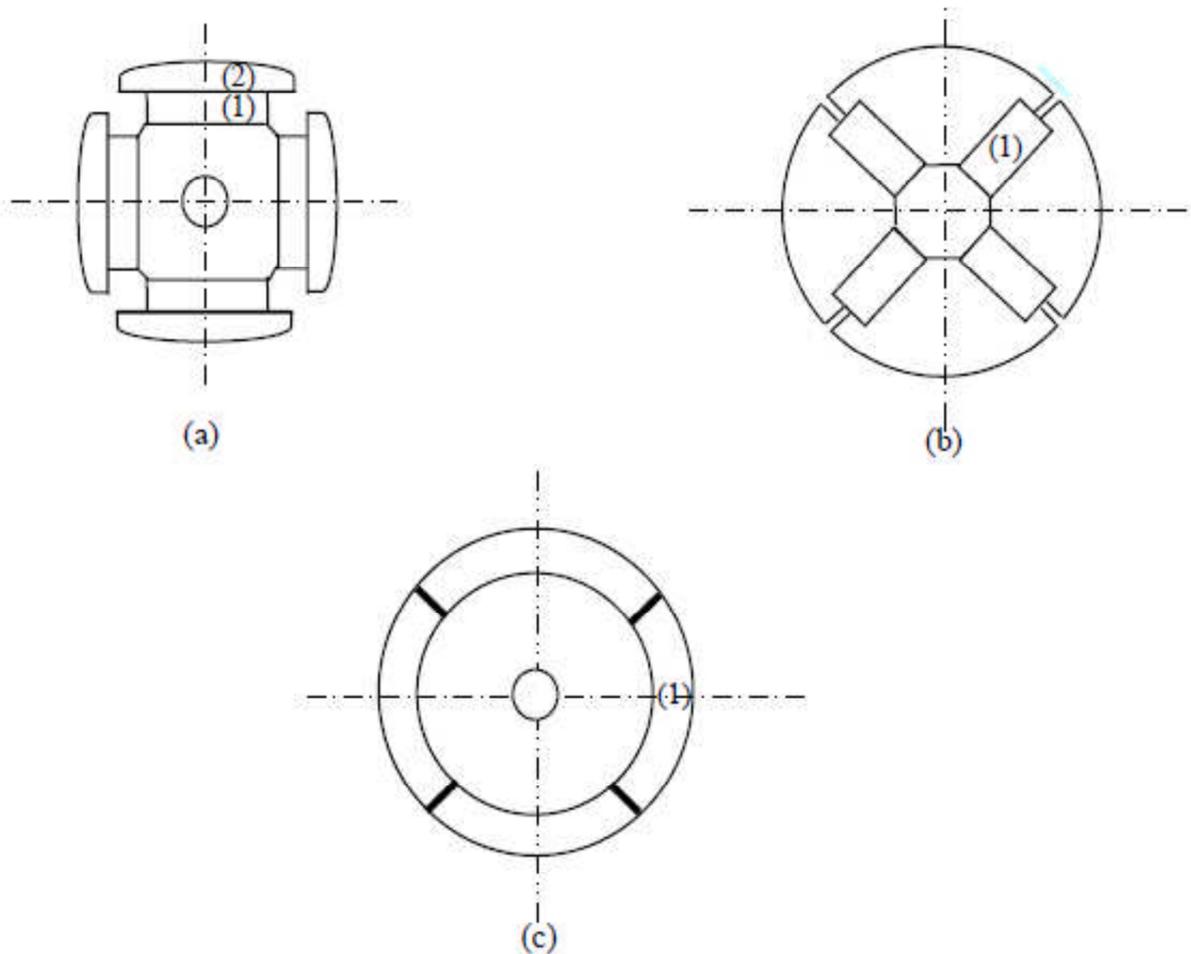
### 1.2.2. Différentes structures du rotor

Le rotor possède différentes configurations [2], [4], [5]. La figure (1.3) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure (1.2.a). Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.

Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure (1.2.b).

Enfin la figure (1.2.c) représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale. En plus l'inductance  $L_d$  sur l'axe direct est égale à l'inductance  $L_q$  sur l'axe en quadrature à cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas.



**Figure (1.3) :** Différents types de rotors d'une MSAP.

(a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).

(b) aimants permanents (1) noyés.

(c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

### 1.3. DOMAINES D'APPLICATION

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires) [6], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [7] :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- Les automobiles,
- Les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,

- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- Les servomoteurs,
- Les applications robotiques,
- La production d'électricité,
- Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins ;
- Les machines-outils,
- Les applications de l'énergie de l'éolienne.

## **1.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MSAP**

### **1.4.1. Avantages de la MSAP**

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [8], [9], [10], [11], [12], [13] :

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

### **1.4.2. Inconvénients de la MSAP**

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

## 1.5. MODELISATION DE LA MSAP

La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement. L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles suivantes [3]:

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches satiriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

### 1.5.1. Mise en équations du modèle de MSAP

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure (1.4).

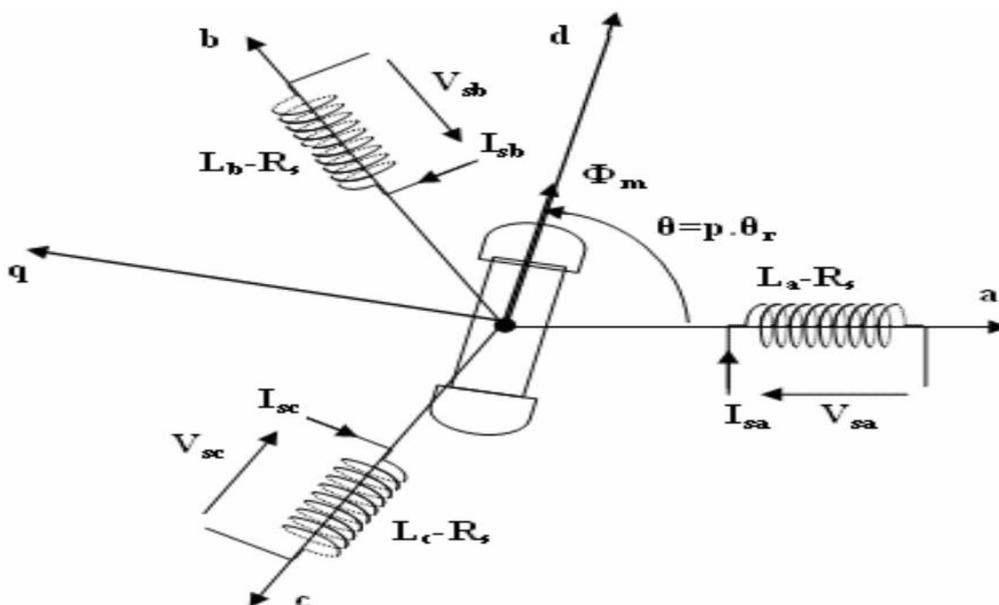


Figure (1.4) : Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique

Pour le système d'axe de référence au stator abc: la phase (a) est choisie de sorte que la force magnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal à cette phase. Les axes de références de la phase (b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a).

Le système d'axe de référence au rotor d-q est choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe d. L'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe. L'angle séparant l'axe du rotor et l'axe a au stator représente la position électrique du rotor de la machine  $\theta = p \cdot \theta_r$ , où p est le nombre de paire de pôles de la machine [3].

Le système d'axe de référence au rotor d-q tourne à la vitesse  $\omega = p \cdot (d\theta/dt)$  tandis que le système d'axe de référence au stator abc reste fixe, où  $\omega$  est la fréquence électrique du système. La relation qui relie la fréquence électrique  $\omega$  et la vitesse de rotation mécanique du rotor  $\Omega$  présentée par l'expression suivante  $\omega = p \cdot \Omega$  [3], [14].

### 1.5.2. Equations électriques

Expression des tensions statorique

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (1.1)$$

Expression des flux statorique

$$[\phi_s] = [l_{ss}] \cdot [i_s] + [\phi_{sf}] \quad (1.2)$$

Où :

$$[V_s] = [V_a V_b V_c]^T : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

$$[i_s] = [i_a i_b i_c]^T : \text{Vecteur courants statoriques}$$

$$[\phi_s] = [\phi_a \phi_b \phi_c]^T : \text{Vecteur flux statoriques}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance du stator}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} : \text{Matrice inductance du stator}$$

$$[\phi_{sf}] = [\phi_{af} \phi_{bf} \phi_{cf}]^T : \text{Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.}$$

L'étude analytique du comportement des équations (1.2) et (1.3) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations.

Différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park.

### 1.5.3. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine s'écrit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = Ce - Cr \quad (1.3)$$

### 1.5.4. Modèle de Park

La transformation de Park, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a, b, c). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (d, q) tournant à la vitesse  $\omega_s$  par rapport au stator et à la vitesse  $\omega_r$  par rapport au rotor.

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés [3], [15], [16].

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta_r)][X_{abc}] \quad (1.4)$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux et  $\theta_r$  représente la position du repère (d, q) (dans notre cas l'axe du rotor). Les termes  $X_d, X_q$ , représentent la composante longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux).

La matrice de Park  $[P(\theta_r)]$  est donnée sous la forme suivante :

$$[p(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Dont la matrice inverse a pour forme :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

### 1.5.5. Application de la transformation de Park à la MSAP

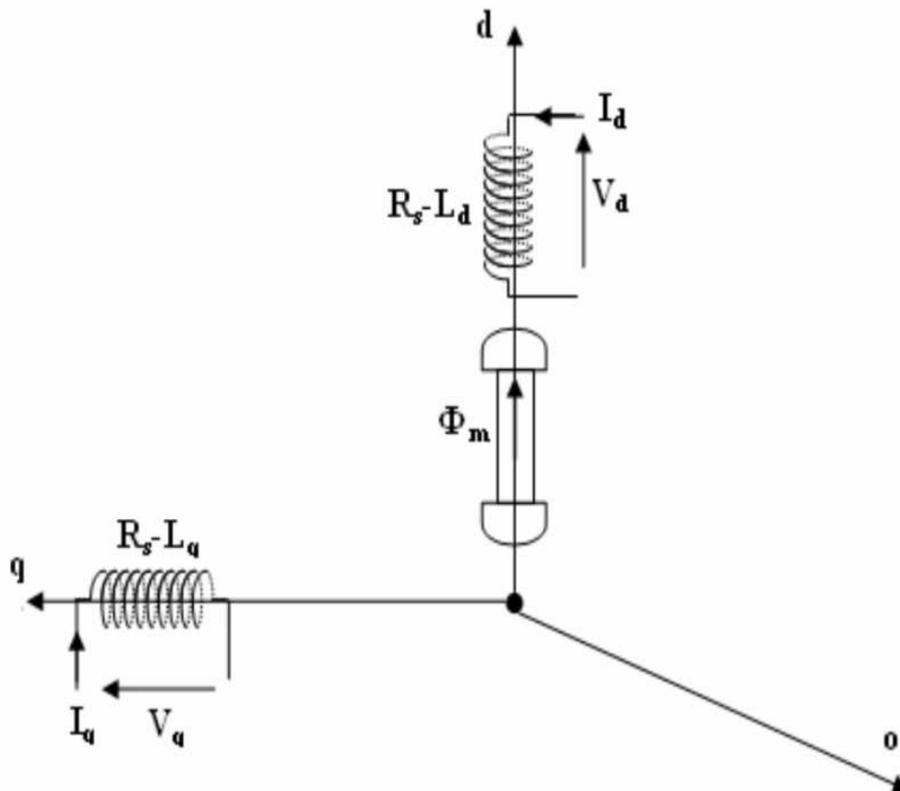


Figure (1.5) : Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q.

Où l'angle électrique  $\theta$  est défini par  $\theta = p\theta_m$  avec  $\theta_m$  représentant la position mécanique du rotor et  $p$  le nombre de paire de pôles.

Les enroulements du stator sont supposés formant un système triphasé et sont connectés en étoile d'où  $i_a + i_b + i_c = 0$  Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (1.5) est nulle [1].

En appliquant la transformation (1.4) au système (1.1), on aura [1] :

$$[u_{dq}] = [P(\theta_r)] [v_{abc}] = [R][i_{abc}] + [P(\theta_r)] \left[ \frac{d}{dt} (\phi_{abc}^s) \right] \quad (1.7)$$

Ensuite, en se basant sur (1.7) et (1.4), on obtient

$$[u_{dq}] = [P(\theta_r)] [R][P(\theta_r)] [i_{dq}] + \sigma \quad (1.8)$$

Avec :

$$\sigma = [P(\theta_r)] [P(\theta_r)] \left[ \frac{d}{dt} (\phi_{ab}^s) \right] + [P(\theta_r)] \left( \frac{d}{dt} [P(\theta_r)] \right) [\phi_{dq}^s]$$

Du moment que  $[R]$  est diagonale, alors :

$$[P(\theta_r)][R][P(\theta_r)] = [R] \quad (1.9)$$

En utilisant :

$$[P(\theta_r)] \left( \frac{d}{dt} [P(\theta_r)] \right) = \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Et à l'aide de (1.8), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[u_{dq}] = [R][i_{dq}] + \left[ \frac{d}{dt} (\phi_{dq}^s) \right] + p\Omega_r [\phi_{dq}^s] \quad (1.11)$$

Où :

$$[u_{dq}] = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix},$$

$$[\phi_{dq}^s] = \begin{bmatrix} \phi_d^s \\ \phi_q^s \end{bmatrix}, [\phi_{dq}^s] = \begin{bmatrix} -\phi_q^s \\ \phi_d^s \end{bmatrix}$$

Et la transformation (1.6) appliquée à (1.2) donne :

$$\begin{bmatrix} \phi_d^s \\ \phi_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Où  $\phi_f$  et  $p$  désignent respectivement le flux créé par les aimants au rotor et le nombre de paires de pôles.

En utilisant (1.12), l'équation (1.11) devient :

$$\begin{aligned} [u_{dq}] &= [R][i_{dq}] + \left[ \frac{di_{dq}}{dt} \right] + p\Omega_r [\phi'_{dq}] \\ &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p\Omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_f \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.13)$$

L'équation électromécanique est exprimée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + F\Omega_r \quad (1.14)$$

Avec :  $F$ ,  $J$  et  $C_r$  définissent le coefficient d'amortissement, le moment d'inertie du rotor et le couple de charge. Le couple électromagnétique  $C_{em}$  est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les Force magnétomotrice (**FMM**) dans l'entrefer générées par les courants statoriques. Il est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + (\phi_f I_q)] \quad (1.15)$$

En développant le système d'équations (1.13), la forme finale des équations de la MSAP dans le référentiel (d, q) est alors la suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\Omega_r i_d - \frac{1}{L_q} p\Omega_r \phi_f + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} [\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \frac{1}{J} C_r - \frac{F}{J} \Omega_r \end{cases} \quad (1.16)$$

Si on considère une machine avec entrefer constant (sans pièces polaires  $L_d = L_q = L_s$ ), le modèle sera encore plus simple comme l'indique le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_d + p\Omega_r i_q + \frac{1}{L_s} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_q - p\Omega_r i_d - \frac{1}{L_s} p\Omega_r \phi_f + \frac{1}{L_s} u_q \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} \phi_f i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{F}{J} \Omega_r \end{cases} \quad (1.17)$$

Et en plus, le couple électromagnétique  $C_{em}$  devient :

$$C_{em} = \frac{3p}{2J} \phi_f i_q \quad (1.18)$$

**1.6. PARAMETRES DE LA MSAP :**

La machine synchrone à aimants permanents utilisée dans notre travail ayant les paramètres suivants :

<b>Résistance d'une phase statorique (<math>R_s</math>)</b>	<b>0.45</b>
<b>L'inductance statorique (<math>L_d = L_q = L_s</math>)</b>	<b>0.003425</b>
<b>Nombres de paires de pôles : <math>P</math></b>	<b>3</b>
<b>Flux (<math>\phi_f</math>)</b>	<b>0.1813</b>
<b>Inertie du moteur : <math>J</math></b>	<b>0.00679</b>
<b>Frottement : <math>f</math></b>	<b>0.0034</b>

Tableau (1.1) : paramètre de MSAP

**1.7. SCHEMA FONCTIONNELLE DE LA MSAP**

D'après les équations (1.17), la transformation de Laplace donne le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} I_d = \frac{1}{L_s \cdot s + R_s} (V_d + p \Omega_r L_s I_q) \\ i_q = \frac{1}{L_s \cdot s + R_s} (V_q - p \Omega_r L_s I_d - p \Omega_r \phi_f) \\ \Omega_r = \frac{1}{J \cdot s + f} \left( \frac{3p}{2} \phi_f I_q - C_r \right) \end{cases} \quad (1.19)$$

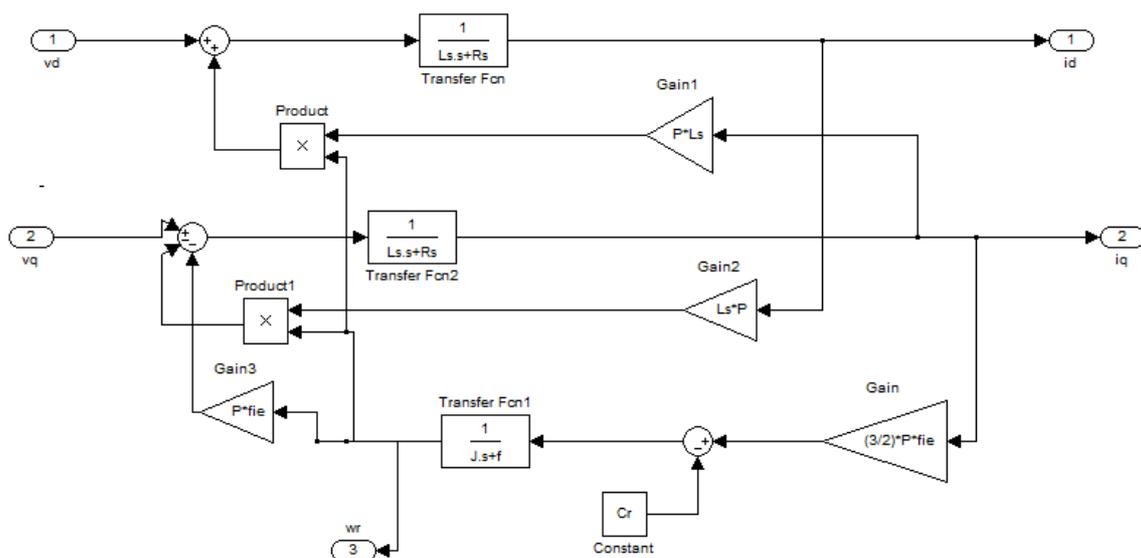


Figure (1.6) : Schéma bloc de la MSAP sous Simulink

## 1.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté au début la constitution de la machine synchrone à aimants permanents, ces types, ces avantages, ces inconvénients et ces domaines d'application.

Par la suite on a synthétisé le modèle dynamique triphasé de la machine synchrone à aimants permanents et on a prouvé que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variantes dans le temps qui est difficile à étudié.

A l'aide de la transformation de Park le modèle triphasé devient biphasé suivant l'axe d-q. En plus, pour simplifier les équations de la machine, on a pris le rotor à pôles lisses (défini par un entrefer constant avec  $L_d = L_q$ ), ce qui fait que le modèle devient plus simple et facile à manipulé.

# *Chapitre 2*

*La commande avec  
capteur mécanique de la  
MSAP*

## 2.1. INTRODUCTION

Comme le modèle de la machine synchrone à aimants permanents que nous avons présenté au chapitre précédent est un système multi variable, non linéaire et en plus il est fortement couplé entre les variables d'entrées (tension, fréquence), les variables de sorties (couple, vitesse) et les variables internes de la machine comme le flux, la commande donc de la machines est difficile.

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, Blaschke et Hasse en 1972 [18], ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control). L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [18], [19].

Cependant, la commande vectorielle elle n'a pu être implantée et utilisée réellement car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composant analogiques donc, l'implantation de la commande était difficile [03]. Avec l'évènement des microcontrôleurs et grâce aux progrès de l'électronique numérique et l'apparition des processeurs rapides de traitement numérique du signal comme (DSP), la réalisation de leur commande est devenue de plus en plus simple. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents, qui est l'objectif de ce chapitre.

Ce chapitre donc présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. Les boucles des courants et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide d'un correcteur classique PI et un régulateur non linéaire a synthétisé. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

## 2.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q) [20].

Habituellement, la composante d'axe 'd' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe 'q' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple [20].

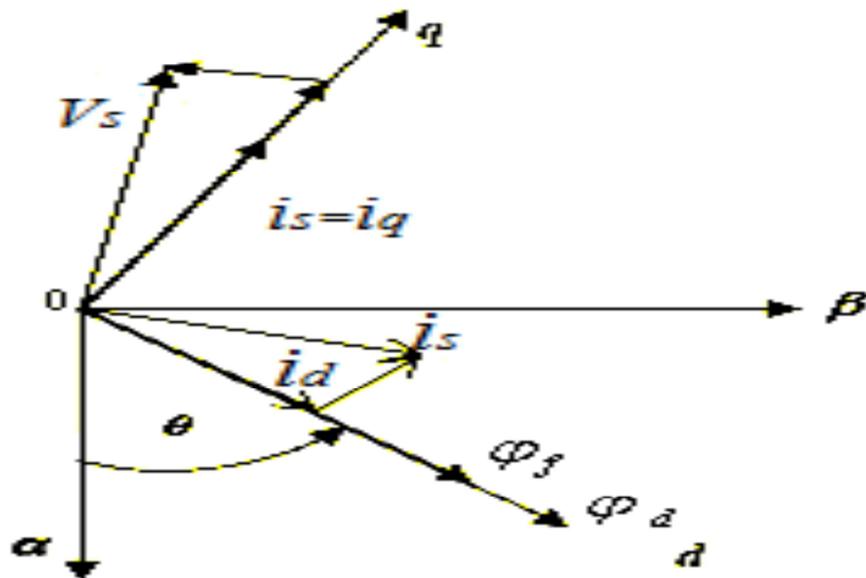


Figure (2.1) : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel  $(d, q)$  lié au champ tournant

La figure (2.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle  $\theta$  par rapport à l'axe  $\alpha$ , du référentiel  $(\alpha, \beta)$  liée au stator.

L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante  $I_q$  soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante  $I_d$  du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant  $I_d$  est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe ' $d$ ' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (surexcitation). D'autre part, si le courant  $I_d$  est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant  $I_d$  doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant [21].

### 2.3. PRINCIPE DE L'ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables  $I_d$  et  $I_q$ , nous laisse un degré de liberté. Cette liberté peut être exploitée afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application.

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané des courants  $I_d$  et  $I_q$ .

Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant  $I_d$  de manière que le couple soit proportionnel à  $I_q$  dans une plage de vitesse donnée. [22], [23], [24]

Dans les machines à rotor lisse ( $L_d=L_q$ ), où le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $c_{em} = p\varphi_f i_q$ , la valeur optimale du courant direct est évidemment zéro ( $I_d = 0$ ). Mais pour pôles saillants elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal.

Il existe trois types de commande vectorielle :

- Commande vectorielle directe.
- Commande vectorielle indirecte.
- Commande vectorielle simplifiée.

### 2.3.1. Contrôle vectoriel direct

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes  $\varphi_{ra}$  et  $\varphi_{rb}$  de manière à en déduire l'amplitude et la phase.

Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique. D'autre part, les signaux captés sont entachés de bruits engendrés par les encoches et nécessitent des filtres ajustables. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement.

Toutefois il nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.

### 2.3.2. Principe du contrôle vectoriel indirect

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique, on a donc besoin ni de capteur, ni d'estimation ou d'observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa

position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de la position ou de la vitesse du rotor.

Une mauvaise information sur la vitesse peut nuire à la détermination de la position du flux dans la commande indirecte. En plus, cette commande est très sensible aux variations paramétriques et en particulier la constante de temps rotorique c'est-à-dire  $R_r$  qui intervient sur la définition de  $\omega_s$ .

### 2.3.3. Commande Vectorielle Simplifiée

L'intérêt d'une commande simplifiée est de réduire la complexité de l'algorithme de commande et par conséquent la réduction du coût de sa réalisation pratique mais tout en gardant des performances élevées.

Le courant  $i_d$  est donc maintenu nul, pour autant que le découplage soit parfaitement réalisé.

Le courant  $i_q$  peut être déterminé soit en appliquant la transformation de Park sur les courants triphasés, soit estimé à partir de la tension de commande (afin de réduire les bruits de mesure) et la mesure de vitesse.

L'estimation le courant  $i_q$  est obtenu à partir du modèle du moteur synchrone supposé parfaitement découpler.

## 2.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE VECTORIELLE

### 2.4.1 Avantages de la commande vectorielle

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

### 2.4.2. Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).

- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle  $\theta_s$  estimé.
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

## 2.5. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

La commande vectorielle, consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Il faut donc, choisir un système d'axe d,q et une loi de commande qui assure le découplage du flux et du couple.

La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant  $i_d$  à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant [2], [25]

### 2.5.1. Etude de la régulation des courants de Park

Dans ce chapitre on se limite à la technique de contrôle par des régulateurs classiques PI (proportionnelle, intégrale) dont le coefficient intégral sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire l'erreur statique, comme le terme proportionnel permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse

$$V_{d1} = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \Rightarrow V_{d1} = (R_s + sL_d)I_d \quad (2.1)$$

Donc

$$I_d = \frac{1}{R_s + sL_d} V_{d1} \quad (2.2)$$

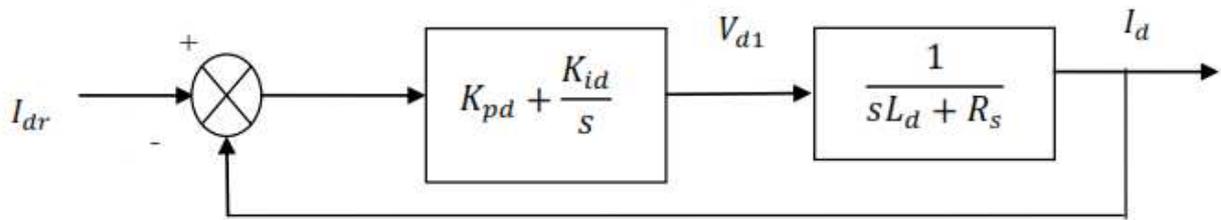


Figure (2.2) : Boucle de régulation du courant  $I_d$

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (2.3) :

$$F(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (2.3)$$

### 2.5.2. Etude de la régulation de la vitesse rotorique

En posant  $x_1 = I_d$ ,  $x_2 = I_q$  et  $x_3 = \Omega$ . Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + p x_2 x_3 + b v_d \\ \dot{x}_2 = a_1 x_2 - p x_1 x_3 - p d x_3 + b v_q \\ \dot{x}_3 = k_1 x_2 - C_{re} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\text{Avec ; } a_1 = \frac{R_s}{L_s} ; b = \frac{1}{L_s} \quad d = \frac{\phi_f}{L_s} ; k_t = \frac{3p}{2J} \phi_f ; C_{re} = \frac{1}{J} C_r + \frac{F}{J} \Omega$$

Soit  $x_{3d}$  la trajectoire désire de la vitesse  $x_3$  l'erreur de poursuite et ses dérivées sont définies telles que :

$$e_3 = x_{3d} - x_3 \quad (2.5)$$

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_{3d} - \dot{x}_3 = \dot{x}_{3d} - k_t x_2 \quad (2.6)$$

$$e_3'' = \ddot{x}_{3d} - \ddot{x}_3 = \ddot{x}_{3d} - f_3(t) - k_t b v_q \quad (2.7)$$

Avec ;

$$f_3(t) = k_t (-a_1 x_2 - p x_1 x_3 - p d x_3)$$

On peut néglige  $C_{re}$  car il est inconnu.

On impose à  $\ddot{e}_3$  la dynamique linéaire suivante :

$$\ddot{e}_3 = v_3 \quad \text{Avec } v_3 = -k_1 \dot{e}_3 - k_2 e_3$$

Donc ;

$$\ddot{e}_3 + k_1 \dot{e}_3 + k_2 e_3 = 0 \quad (2.8)$$

Dans le plan (s) transformation de la place, il devient :

$$(s^2 + k_1 s + k_2) e_3(s) = 0 \quad (2.9)$$

On impose  $k_1$  et  $k_2$  de telle façon les racines de polynômes sont à partie réelle négative et sont calculés par un placement de pôles pour que  $e_3(s) = 0$ . Dans cette condition, le terme  $e_3(s)$  converge exponentiellement vers zéro.

Le commande  $v_q$  et donnée par :

$$v_q = \frac{\ddot{x}_{3d} - f_3(s) - \ddot{e}_3}{k_t b} = \frac{\ddot{x}_{3d} + k_1(\dot{x}_{3d} - \dot{x}_3) + k_2(x_{3d} - x_3) - f_3(t)}{k_t b} \quad (2.10)$$

Donc :

$$v_q = \frac{\ddot{\Omega}_{ref} + k_1(\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}) + k_2(\Omega_{ref} - \Omega) - [k_t(-a_1 I_q - p I_d \Omega - p d \Omega)]}{k_t b} \quad (2.11)$$

## 2.6. LES RESULTATS DE SIMULATION

Les paramètres de la machine synchrone à aimant permanent sont présente dans le tableau (1.1) au chapitre précédent.

Les paramètres du régulateur de la vitesse rotorique sont donnée par :

$$k_i = 100 ; \quad k_p = 0.48 ; \quad k_1 = 65 ; \quad k_2 = 2000$$

La figure (2.3) présente le schéma bloc de la commande vectorielle sous Simulink.

Les figures (2.4), (2.5) et (2.6) présente les résultats de simulation.

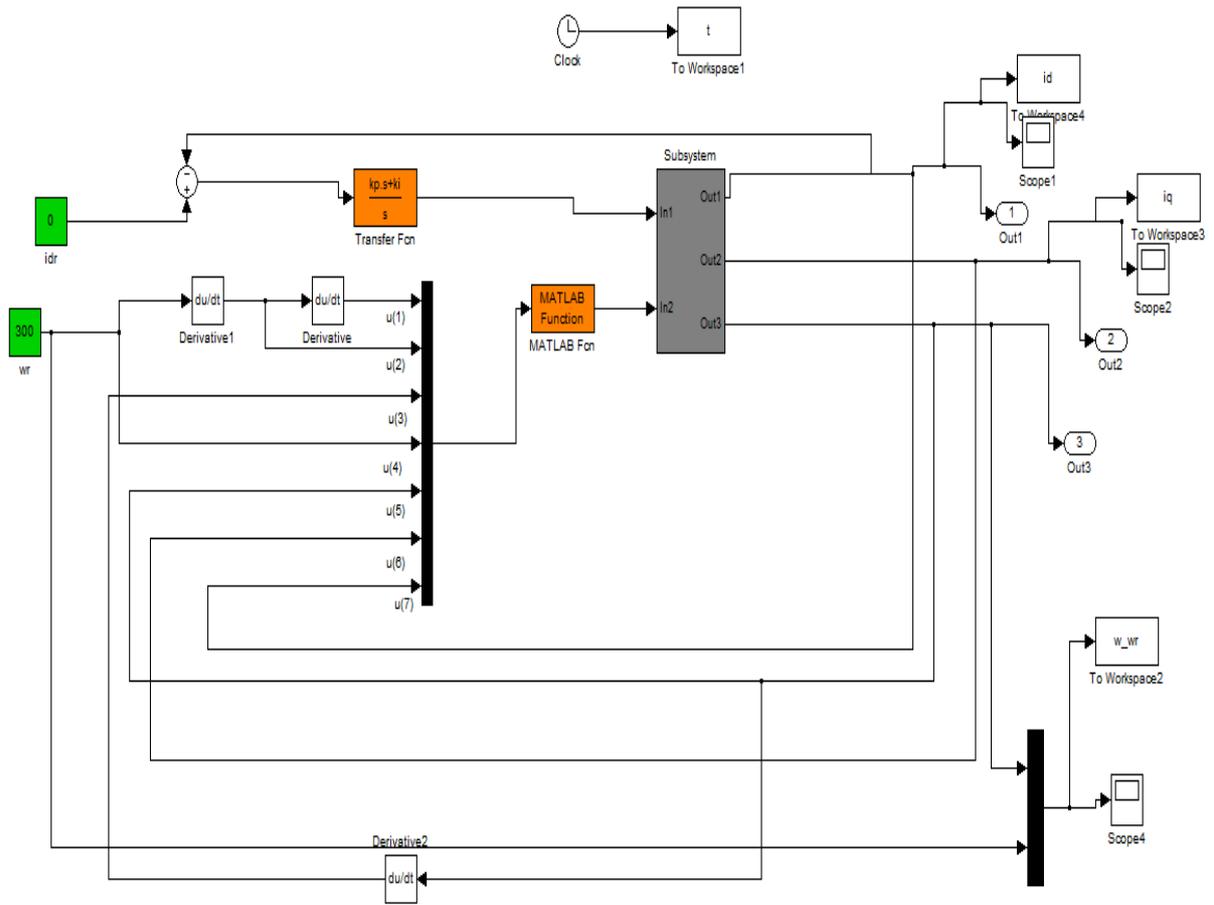


Figure (2.3) : Schéma bloc de la commande vectorielle sous Simulink

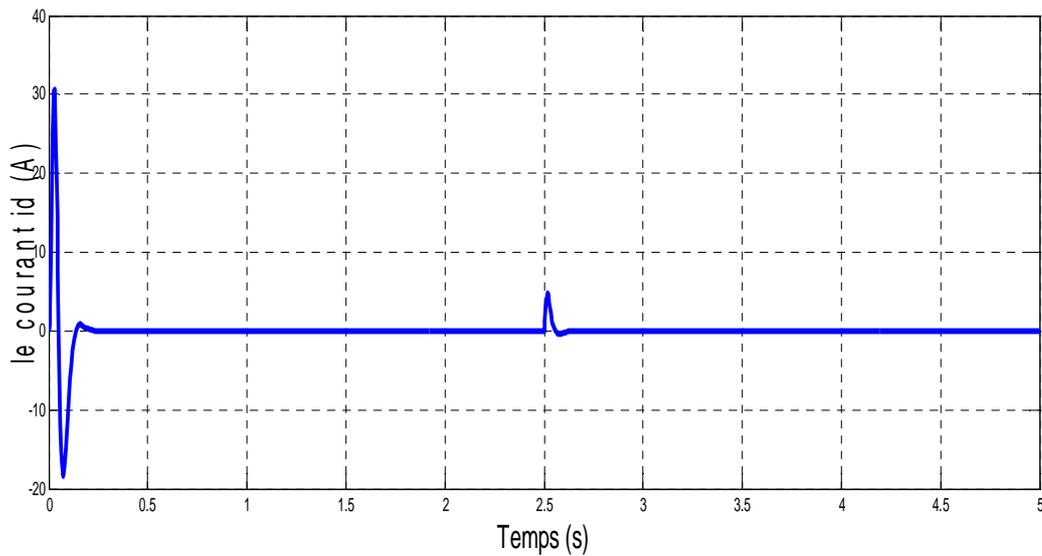


Figure (2.4) : Régime du courant (id)

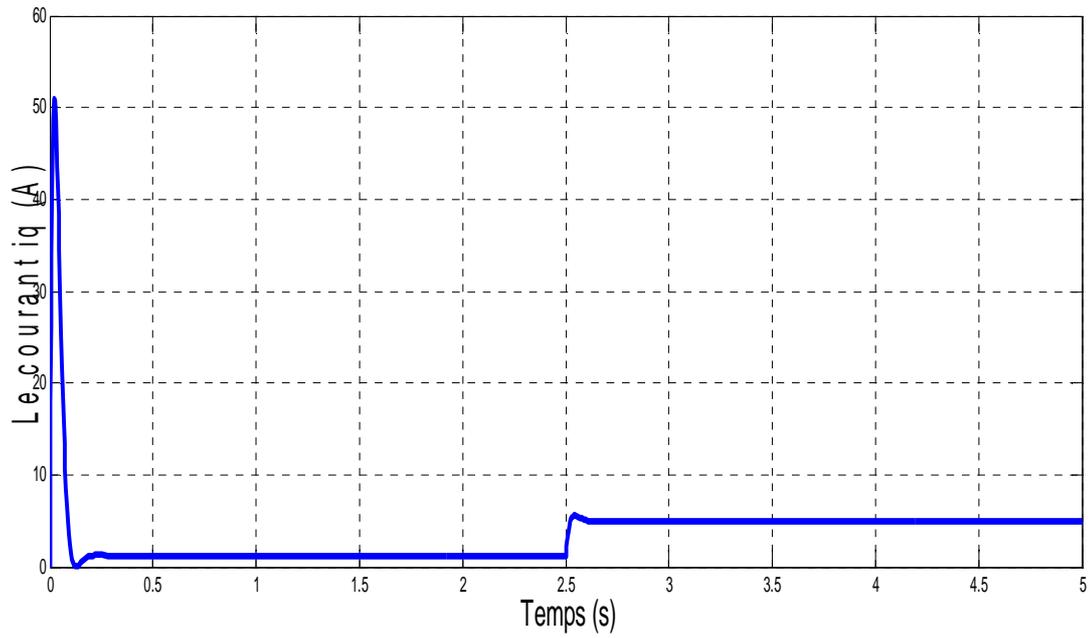


Figure (2.5) : Régime du courant ( $i_q$ )

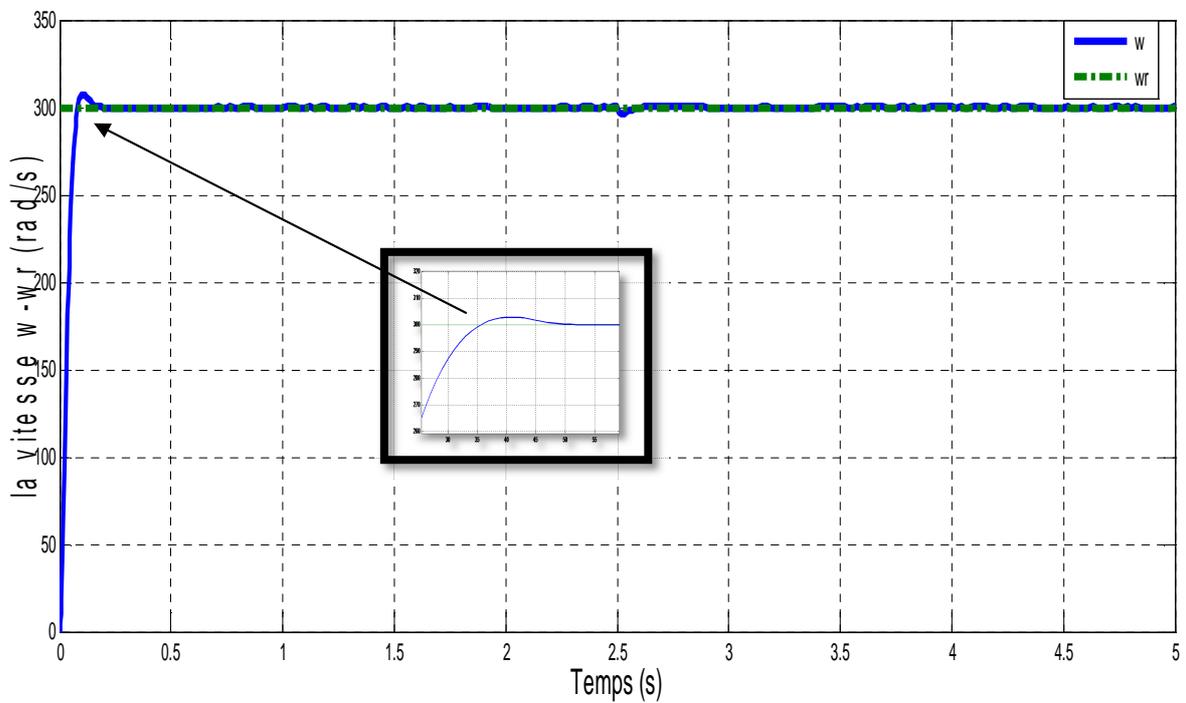


Figure (2.6) : Régime du vitesse et sa référence ( $w-w_r$ )

## 2.7. INTERPRETATIONS DES RESULTATS

La Figure (2.4) montre les caractéristiques au moment du démarrage à vide de la **MSAP** pour le courant  $i_d$ . Au démarrage du moteur la valeur du courant  $i_d$  est important ensuite il est maintenu à une valeur nulle (suit le courant  $i_{dref} = 0$ ) jusqu'au l'apparition de couple de charge ce qui augmente la valeur du courant  $i_d$  pour compensé la perturbation mais rapidement revient à la valeur de référence nulle ce qui montre l'utilité de régulateur *PI* insérer.

La figure (2.5) représente le courant  $i_q$  qu'il est variable avec une énorme augmentation au démarrage à vide. Au régime permanent le courant  $i_q$  maintenu à une valeur constante. La présence du couple de charge augmente la valeur du courant  $i_q$ .

La Figure (2.6) montre que la vitesse du moteur suit la vitesse désirée. L'application d'un couple résistant  $C_r = 3 N.m$  à  $t=2.5s$  augmente légèrement l'erreur de poursuite mais l'effet est rapidement éliminé par les régulateurs de commande synthétisé.

Les résultats de simulation montrent que la commande proposée assure une bonne poursuite de la vitesse de référence étant donné que la vitesse est obtenue avec un seul dépassement avec un temps de réponse satisfaisant.

## 2.8. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP avec un capteur de vitesse, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Avec cette commande, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI pour commander le courant  $i_d$  et un régulateur non linéaire pour la commande de vitesse.

Les résultats de simulation que nous avons présentée montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour différents modes de fonctionnement.

Nous avons obtenus des résultats satisfaisants en termes de poursuite de la vitesse. De plus cette commande est robuste par rapport au couple de charge puisque celle-ci est déterminée en considérant que le couple de charge est inconnu.

# Chapitre 3

*La commande sans  
capteur mécanique basé  
sur l'observateur mode  
glissant*

### 3.1. INTRODUCTION

Dans plusieurs applications dans le domaine de la commande, il est souhaitable d'avoir des estimateurs pour certains variables qui ne sont pas mesurables en raison des contraintes techniques ou économique, par conséquent, le recours à un observateur peut s'avérer indispensable.

L'observateur est un système dynamique auxiliaire qui reconstruit l'état du système, qui a été conçu initialement pour le cas linéaire et il a été étendu récemment au cas non linéaire.

Le principe de base d'un observateur d'état est comparable à celui d'un régulateur servant à stabiliser l'erreur dynamique entre une consigne et une mesure. Dans le cas d'un observateur, le correcteur correspond à la matrice de gain, on cherche alors une matrice de gain adéquate pour annuler l'erreur d'estimation d'état.

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Cette évolution a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tel que : encombrement, fragilité, coût...etc.

Ce chapitre a pour objet le développement de technique d'observation de la vitesse mécanique de rotation, afin d'élaborer une commande sans capteur mécanique basée sur l'observateur par mode glissant.

### 3.2. STRUCTURE ET PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR

Il existe plusieurs modèles d'observation. Ils dépendent du mode d'alimentation de la machine, auquel est associé le choix du vecteur d'état et surtout du référentiel. Les observateurs peuvent être classés en deux familles [27] :

- Les observateurs d'ordre complet qui donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite un temps d'exécution relativement long
- Les observateurs d'ordre réduit obtenus en ne considérant que les équations décrivant les modes non mesurables, qui donnent des informations sur les deux variables d'état.

La figure (3.1) indique la structure d'un observateur d'état. Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte également le nom du prédicteur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système.

La structure fonctionnant en boucle fermée est obtenue par l'introduction d'une matrice de gains  $K$ , qui permet d'imposer une dynamique propre à cet observateur. Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-dessous, représentent respectivement : un vecteur d'entrée  $U$  du système réel et de l'observateur, un vecteur d'état  $X$  constitué des grandeurs à observer, un vecteur de sortie  $y$  dont les composantes sont mesurables (tensions, courants)

Ce dernier vecteur est comparé au vecteur équivalent  $\hat{y}$  donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée. Ainsi, on définit une nouvelle variable qui est l'erreur d'observations  $\varepsilon$ . Celle-ci est multipliée par une matrice de gains  $K$  et renvoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés  $\hat{X}$  par un retour d'état [28], [29], [27].

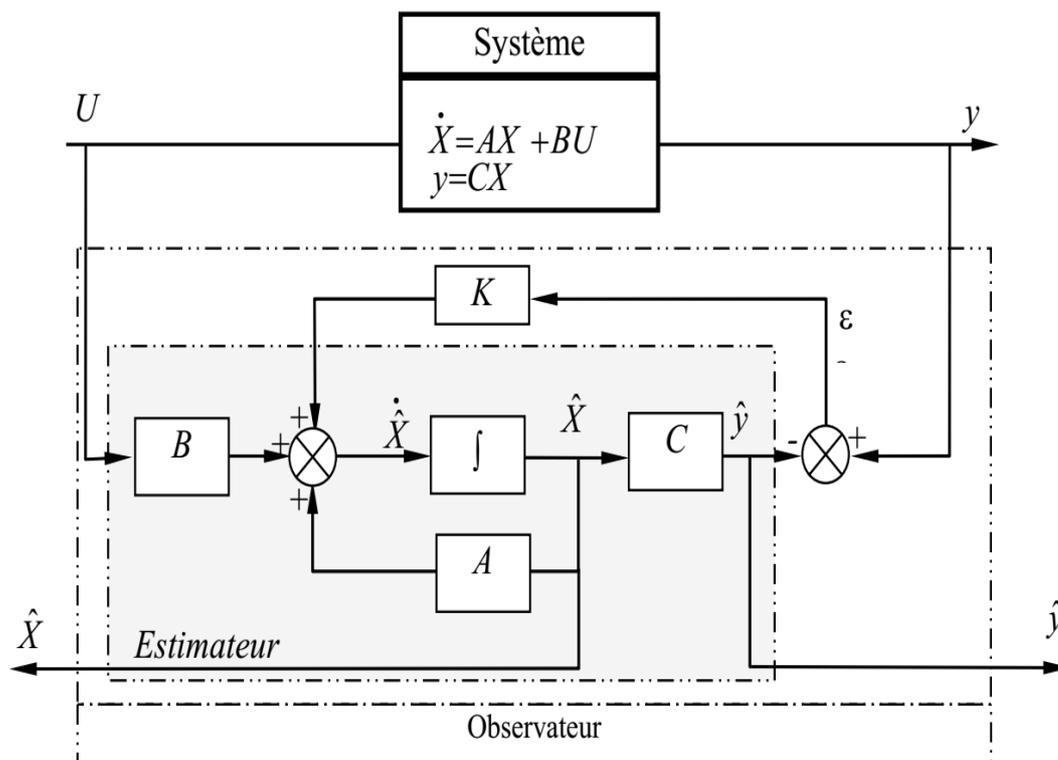


Figure (3.1) : Schéma bloc d'un observateur d'état.

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante [30], [29], [31], [32]

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (3.1)$$

Il y a plusieurs types d'observateurs, l'un de ces types est l'observateur de Luenberger qui permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Il permet l'estimation des paramètres variables ou inconnus d'un système. Cet observateur peut être utilisé pour reconstituer la vitesse de rotation d'un moteur électrique par exemple à partir du couple électromagnétique. Il permet aussi de reconstituer les flux de la machine, sachant que ces grandeurs restent loin d'être facilement mesurées [30], [29].

Les observateurs optimisant un critère statistique, donnent une estimation optimale de l'état du système perturbé par des bruits, dont les propriétés stochastiques sont connues. Le filtre de Kalman appartient à cette famille de reconstituteurs d'état. Généralement, il est utilisé comme un estimateur de flux, de la vitesse ou des paramètres rotoriques utilisés pour la synthèse des commandes vectorielles [30], [34].

### 3.3. OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS

Les modes glissants constituent une manière simple et robuste de réglage des systèmes automatiques. Leur application aux actionneurs électromagnétiques ne représente qu'un cas particulier. Cette technique a connu des développements importants dans tous les domaines de la commande. Elle consiste à ramener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation glissant autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre (figure.3.2) d'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé insensible à certaines variations paramétriques et aux perturbations.

Le terme correcteur est une fonction signe discontinue. Cette technique consiste à contraindre à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre  $n$  à converger sur une variété de dimension  $n-m$ , dite surface de glissement. L'attractivité et l'invariance de la surface de glissement sont assurées par des conditions, appelées conditions de glissement. L'observateur à modes glissants basé sur les systèmes à structures variables proposé par Emel'yanov a la particularité d'être robuste par rapport aux perturbations et aux erreurs paramétriques [34].

L'estimation par ce type d'observateurs est alors plus adaptée à notre système (les dynamiques d'un système sont calculées par la méthode de résolution proposée par Phillipov ou une méthode similaire de la commande équivalente ou du vecteur équivalent proposé par Utkin) [27], [34].

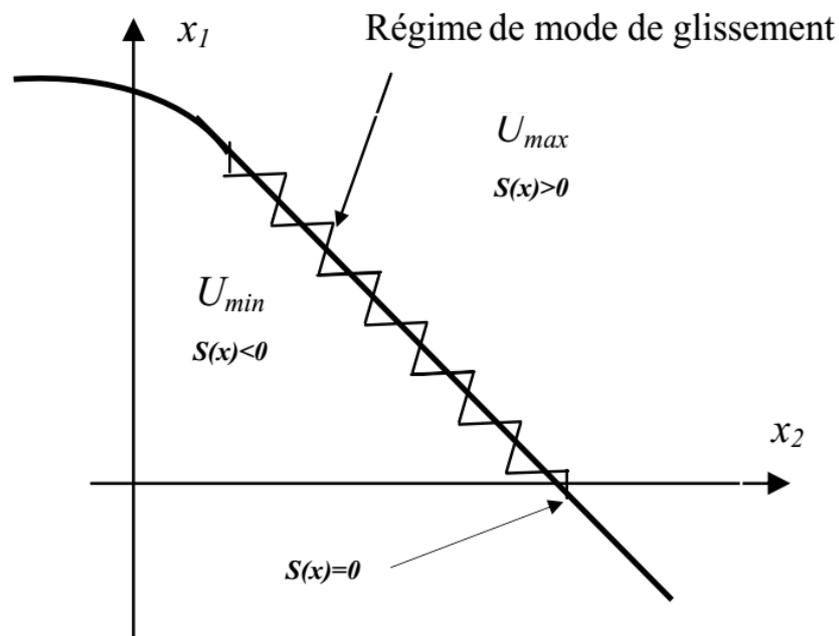


Figure (3.2) : Trajectoire d'état en régime de modes glissants.

Les dynamiques concernées sont celles de l'erreur d'observation de l'état  $e = X - \hat{X}$ . On impose l'évolution de ces dynamiques sur une variété sur laquelle l'erreur d'estimation de la sortie  $\varepsilon = y - \hat{y}$  est nulle. Les dynamiques sur cette variété sont stabilisées, ou assignées, de manière à borner ou annuler le reste de l'erreur d'estimation [28], [29], [27].

Il existe deux types des observateurs à mode glissant :

- **Observateur par mode glissant basé sur l'estimation de la f.é.m.:** basé sur la détection des composantes  $\alpha$ - $\beta$  de la f.é.m. Par la suite, on peut déduire la vitesse angulaire du rotor à partir de l'argument et le module des coordonnées polaires du vecteur f.é.m estimé.
- **Observateur par mode glissant basé sur le modèle en (d, q) :** on estime la vitesse par des observateurs à mode glissant basés sur le modèle de la MSAP dans le repère tournant (d, q) lié au rotor.

Par la suit on s'intéresse à l'observateur par mode glissant basé sur le modèle en (d, q)

### 3.3.1. Observateur par mode glissant base sur le modèle en (d, q)

Les équations du modèle (d, q) de la machine synchrone à aimants permanents peuvent s'écrire sous la forme

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + x_2 x_3 + b u_d \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_2 - x_1 x_3 - d x_3 + b u_q \\ \dot{x}_3 = k_t x_2 - C_{re} \end{cases} \quad (3.2)$$

Avec :

$$x_1 = I_d ; \quad x_2 = I_q ; \quad x_3 = P\Omega ;$$

$$a_1 = \frac{R_s}{L_s} ; \quad b = \frac{1}{L_s} ; \quad d = \frac{\phi_f}{L_s} ; \quad k_t = \frac{3p}{2J} \phi_f ; \quad C_{re} = \frac{1}{J} C_r + \frac{F}{J} \Omega$$

On considère la dynamique des composantes (d, q) du courant statorique :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a & p\Omega \\ -p\Omega & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} p\Omega + b \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

On propose l'observateur par mode de glissement des composantes (d, q) du courant au stator :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a & p\hat{\Omega} \\ -p\hat{\Omega} & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} p\hat{\Omega} + b \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_1) \\ L_2 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_2) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Où  $\tilde{x}_1$  et  $\tilde{x}_2$  sont les erreurs d'observation définies par :

$$\tilde{x}_1 = x_1 - \hat{x}_1 ; \quad \tilde{x}_2 = x_2 - \hat{x}_2 \quad (3.5)$$

On pose :

$$A = \begin{bmatrix} -a & p\Omega \\ -p\Omega & -a \end{bmatrix} ; \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} -a & p\hat{\Omega} \\ -p\hat{\Omega} & -a \end{bmatrix} ; \quad A - \hat{A} = \begin{bmatrix} 0 & p\tilde{\Omega} \\ -p\tilde{\Omega} & 0 \end{bmatrix}$$

$$x_{12} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} ; \quad \hat{x}_{12} = \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} ; \quad \tilde{x}_{12} = x_{12} - \hat{x}_{12} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_1 \\ \tilde{x}_2 \end{bmatrix}$$

En considérant que la vitesse ne varie pas entre deux instants d'échantillonnage, donc A est une constante [35].

On a:

$$\dot{\tilde{x}}_{12} = \dot{x}_{12} - \dot{\hat{x}}_{12} = Ax_{12} - \hat{A}\hat{x}_{12} - D - L_{12} \cdot \text{sign}(\tilde{x}_{12}) \quad (3.6)$$

Avec :

$$D = \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} p\tilde{\Omega} ; \quad L_{12} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix}$$

Alors ;

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}_{12} &= \dot{x}_{12} - \hat{\dot{x}}_{12} = Ax_{12} - \hat{A}\hat{x}_{12} - D - L_{12} \cdot \text{sign}(\tilde{x}_{12}) \\ &= \hat{A}\tilde{x}_{12} - \tilde{A}x_{12} - D - L_{12} \cdot \text{sign}(\tilde{x}_{12})\end{aligned}\quad (3.7)$$

On propose la fonction de Lyapunov suivant ;

$$V = \frac{1}{2} \tilde{x}_{12}^T \tilde{x}_{12}$$

On a:

$$\dot{V} = \tilde{x}_{12}^T \dot{\tilde{x}}_{12}$$

Donc :

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \tilde{x}_{12}^T \hat{A}\tilde{x}_{12} - \tilde{x}_{12}^T \tilde{A}x_{12} - \tilde{x}_{12}^T D - \tilde{x}_{12}^T L_{12} \cdot \text{sign}(\tilde{x}_{12}) \\ &= \tilde{x}_{12}^T \hat{A}\tilde{x}_{12} + (\tilde{x}_1 x_2 - \tilde{x}_2 x_1) p \tilde{\Omega} - \tilde{x}_2 d p \tilde{\Omega} - L_1 |\tilde{x}_1| - L_2 |\tilde{x}_2|\end{aligned}\quad (3.8)$$

Du fait que la matrice  $A$  et  $\hat{A}$  sont définies négatives  $A < 0 ; \forall \Omega$  car on a :

$$x_{12}^T A x_{12} = x_{12}^T \hat{A} x_{12} = -a(x_1^2 + x_2^2) < 0 ; \forall \Omega \quad (3.9)$$

Alors  $\dot{V}$  se vérifie l'inégalité ci-dessous:

$$\dot{V} \leq (\tilde{x}_1 x_2 - \tilde{x}_2 x_1) p \tilde{\Omega} - \tilde{x}_2 d p \tilde{\Omega} - L_1 |\tilde{x}_1| - L_2 |\tilde{x}_2|$$

De plus on a :

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq ([\tilde{x}_1 x_2 - \tilde{x}_2 (x_1 + d)] p \tilde{\Omega} - L_1 |\tilde{x}_1| - L_2 |\tilde{x}_2| \\ &\leq (|\tilde{x}_1| |x_2| + |\tilde{x}_2| (|x_1 + d|)) |p \tilde{\Omega}| - L_1 |\tilde{x}_1| - L_2 |\tilde{x}_2|\end{aligned}\quad (3.10)$$

Pour assurer la condition se  $\dot{V} < 0$ , il suffit d'imposer les coefficients  $L_1$  et  $L_2$  tels que :

$$L_1 > |x_2| \cdot |p \tilde{\Omega}| \quad (3.11)$$

$$L_2 > |x_1 + d| \cdot |p \tilde{\Omega}| \quad (3.12)$$

Ce qui force  $\tilde{x}_{12}$  à converger asymptotiquement vers zéro.

En régime glissant la dynamique des erreurs d'observation devient :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & p\tilde{\Omega} \\ -p\tilde{\Omega} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ d \end{bmatrix} p\tilde{\Omega} - \begin{bmatrix} L_1 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_1) \\ L_2 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_2) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Donc :

$$\begin{cases} L_1 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_1) = x_2 p\tilde{\Omega} \\ L_2 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_2) = -(x_1 + d)p\tilde{\Omega} \end{cases} \quad (3.14)$$

alors

$$\begin{cases} \text{sign}(\tilde{x}_1) = \frac{x_2}{L_1} p\tilde{\Omega} \\ \text{sign}(\tilde{x}_2) = -\frac{(x_1 + d)}{L_2} p\tilde{\Omega} \end{cases} \quad (3.15)$$

On considère l'observateur de la vitesse suivant :

$$\dot{\tilde{x}}_3 = k_t \tilde{x}_2 + L_3 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_1) + L_4 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_2) \quad (3.16)$$

Alors la dynamique des erreurs d'observation de la vitesse  $\tilde{x}_3$  est donnée par :

$$\dot{\tilde{x}}_3 = k_t \tilde{x}_2 - L_3 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_1) - L_4 \cdot \text{sign}(\tilde{x}_2) \quad (3.17)$$

Lorsque le sous-système du courant est en régime glissant et en utilisant l'équation (3.15) on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}_3 &= -L_3 \cdot \frac{x_2}{L_1} p\tilde{\Omega} + L_4 \cdot \frac{(x_1 + d)}{L_2} p\tilde{\Omega} \\ &= \left[ -L_3 \cdot \frac{x_2}{L_1} + L_4 \cdot \frac{(x_1 + d)}{L_2} \right] p\tilde{\Omega} \\ &= \left[ -L_3 \cdot \frac{x_2}{L_1} + L_4 \cdot \frac{(x_1 + d)}{L_2} \right] \tilde{x}_3 \end{aligned} \quad (3.18)$$

On impose  $L_4$  tel que relation (3.19) soit vérifiée :

$$L_4 \cdot \frac{(x_1 + d)}{L_2} = L_3 \cdot \frac{x_2}{L_1} - k_3 ; \quad k_3 > 0 \quad (3.19)$$

Dans cette condition les équations (3.18) deviennent :

$$\dot{\tilde{x}}_3 = -k_3 \tilde{x}_3 \quad (3.20)$$

Alors  $\tilde{x}_3$  converge exponentiellement vers zéro. Donc la vitesse estimée tend vers la vitesse réelle.

De la relation (3.19), en déduite la valeur de  $L_4$  et celle de  $L_3$  tel que :

$$L_4 = L_3 L_2 \cdot \frac{x_2}{L_1(x_1+d)} - k_3 \cdot \frac{L_2}{(x_1+d)} \quad (3.21)$$

Du fait que le réglage maintient  $x_1$  au voisinage de la valeur nulle ( $x_1 \approx 0$ ) aussi le calcul de  $L_4$  se réduit à :

$$L_4 = L_3 \cdot \frac{L_2}{L_1} \cdot \frac{x_2}{d} - k_3 \cdot \frac{L_2}{d} \quad (3.22)$$

La figure (3.3) présente le schéma bloc de la structure de la commande avec observateur par mode glissant basé sur le modèle (d, q) de la MSAP.

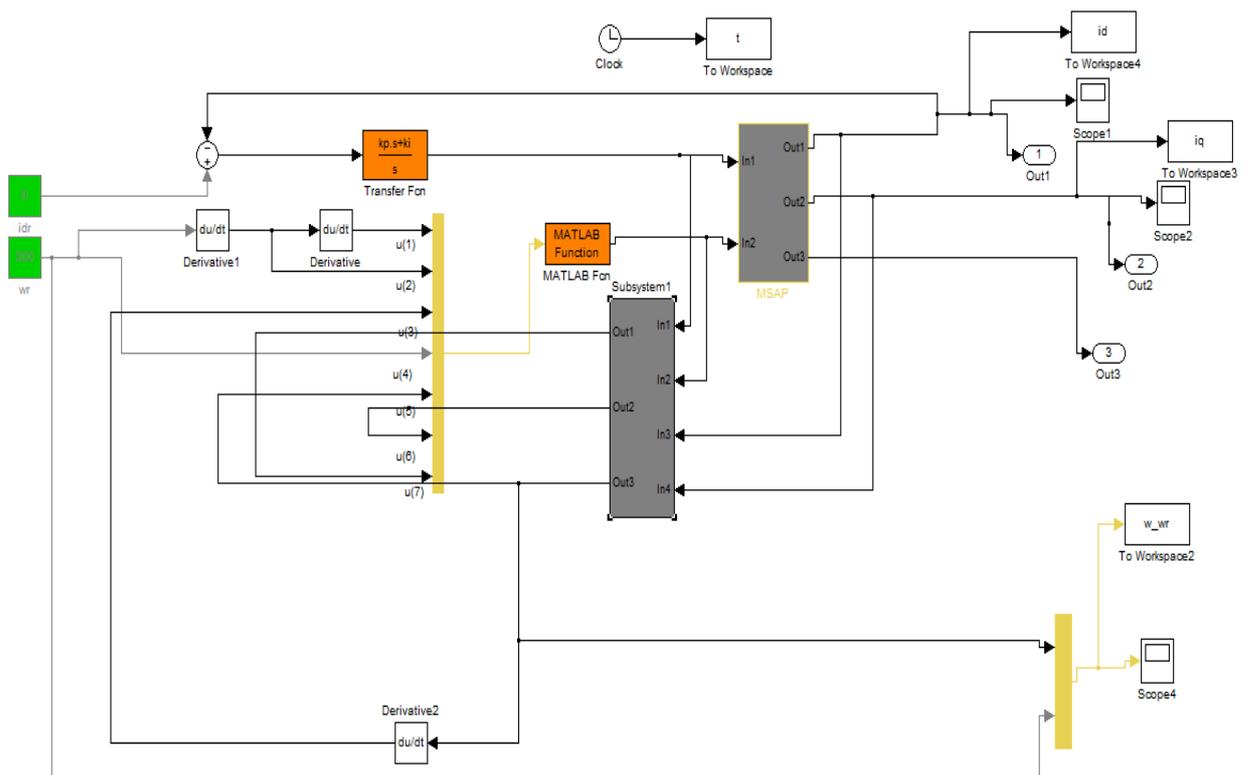


Figure (3.3) : schéma bloc de la structure de la commande avec observateur par mode glissant basé sur le modèle (d, q) de la MSAP

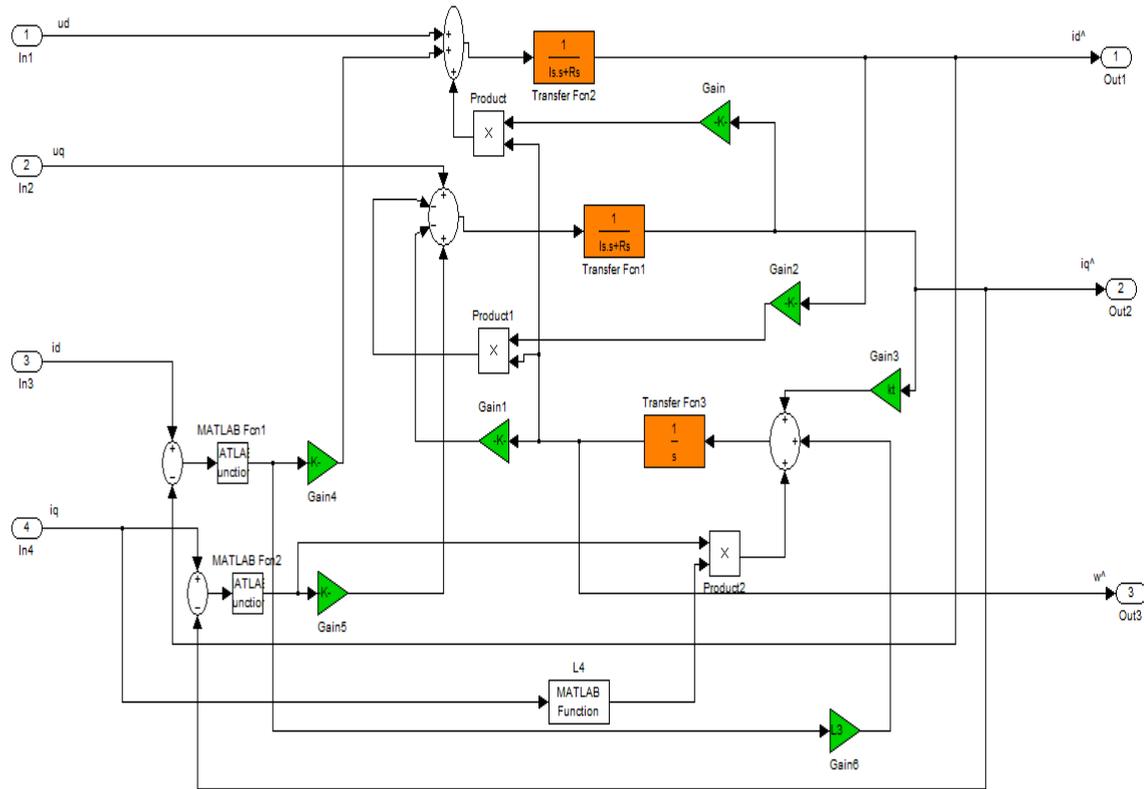


Figure (3.4) : schéma bloc d'observateur par mode glissant basé sur le modèle (d, q)

La figure (3.4) présente la structure interne de l'observateur par mode glissant basé sur le modèle (d, q) proposé.

### 3.4. LES RESULTATS DE SIMULATION

Les paramètres de la machine synchrone à aimant permanent sont présentés dans le tableau (1.1) au premier chapitre.

On désire que la vitesse de la MSAP suive la vitesse désirée où le moteur est chargé par le couple résistant à partir de l'instant 2.5 s.

Les paramètres des régulateurs et les gains d'observateur de la vitesse sont fixés comme suit :

$$\begin{aligned}
 k_i &= 500 ; & k_p &= 0.48 ; & k_1 &= 65 ; & k_2 &= 2000 \\
 L_1 &= 750 ; & L_2 &= 6 ; & L_3 &= 1 ; & k_3 &= 8000
 \end{aligned}$$

Les figures (3.5), (3.6), (3.7) et (3.7) présentent les résultats de la simulation.

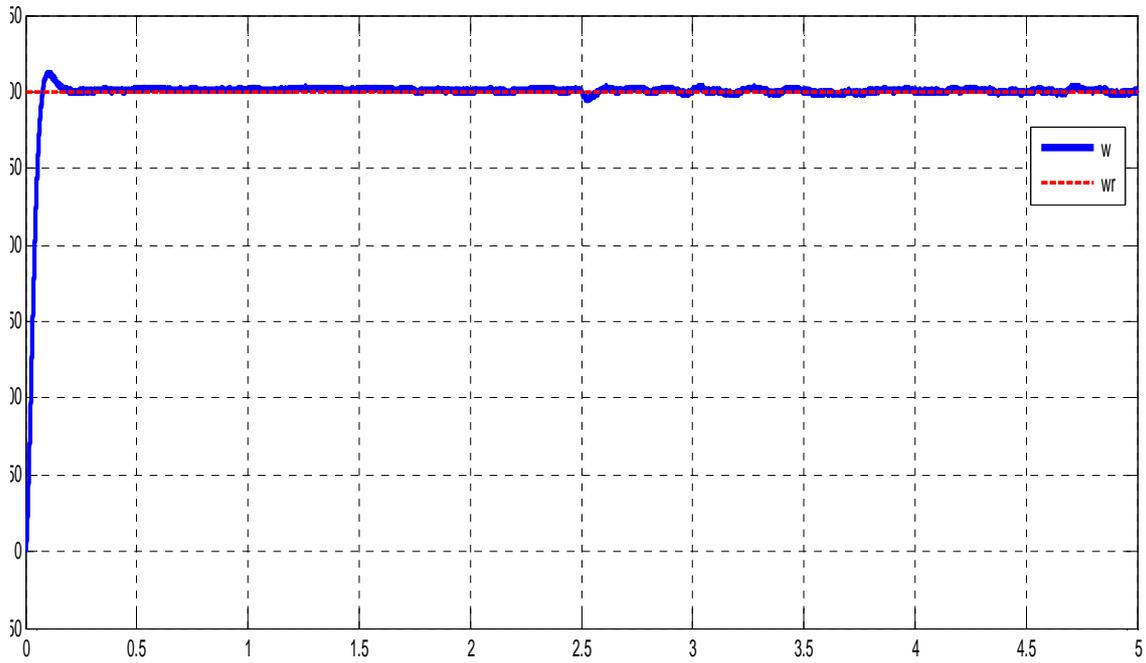


Figure (3.5) : régime de la vitesse et sa référence

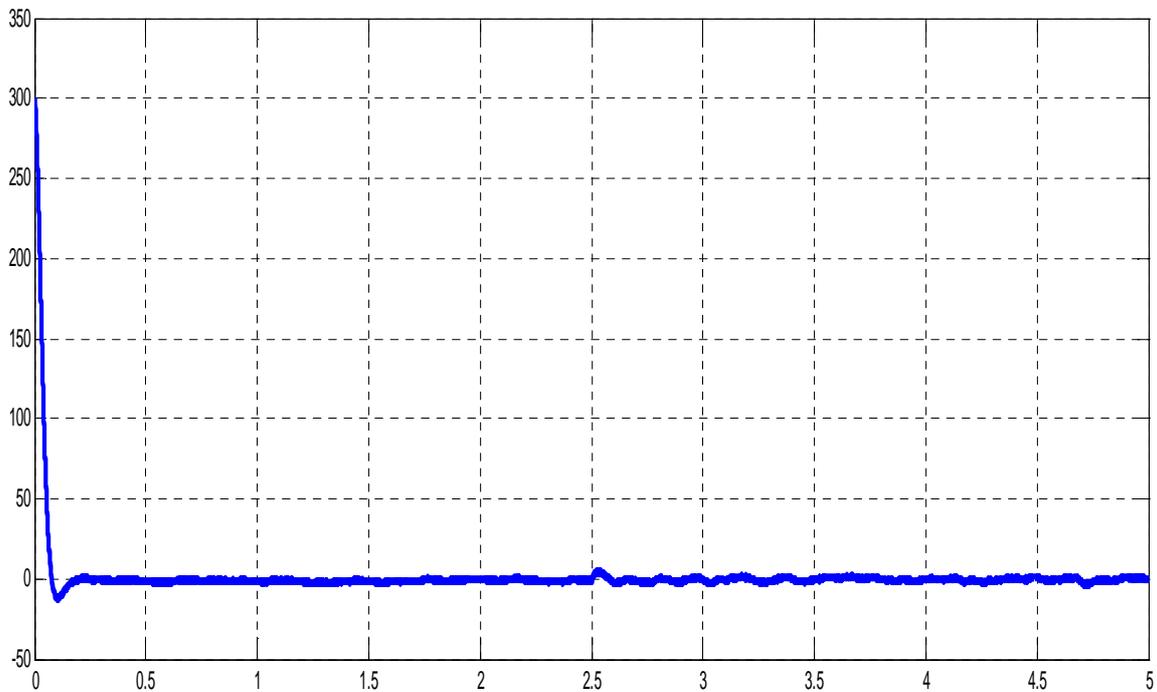


Figure (3.6) : Erreurs de poursuite de la vitesse avec l'observateur par mode glissant basé sur le modèle en  $(d, q)$

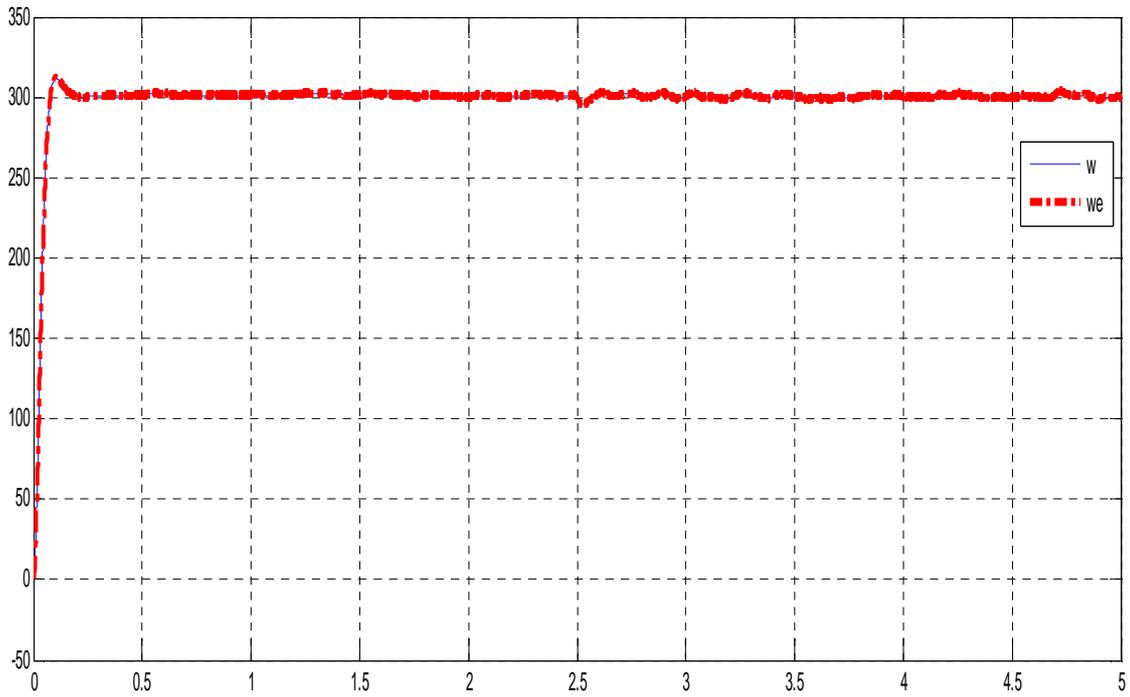


Figure (3.7) : Régime de la vitesse estime et la vitesse réelle

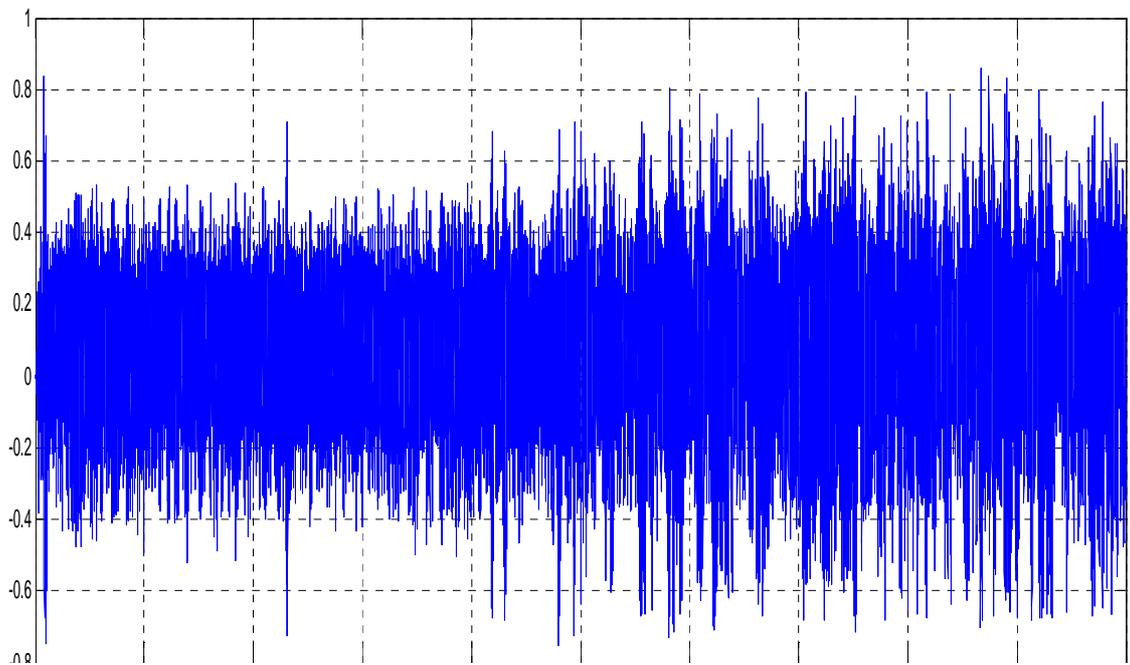


Figure (3.8) : Erreur d'observation de la vitesse avec l'observateur par mode glissant basé sur le modèle en  $(d, q)$

### 3.5. INTERPRETATIONS DES RESULTATS

Les figures (3.5), (3.6), (3.7) et (3.8) représentent les résultats de la commande sans capteur mécanique où la vitesse de la MSAP est restituée par un observateur par mode glissant basé sur le modèle en  $(d, q)$ .

Les résultats de la simulation obtenus montrent que la vitesse suit leur référence respective avec des erreurs faibles. En plus, les réponses d'observation de la vitesse réelles montrent que l'erreur d'estimation est faible.

Il apparait que la construction de la vitesse à partir de mesure de courants statoriques est possible et en plus la commande sans capteur mécanique est efficace et importante.

### 3.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a développé la commande sans capteur mécanique en exploitant l'observateur par mode glissant basé sur le modèle  $(d, q)$  de la machine MSAP.

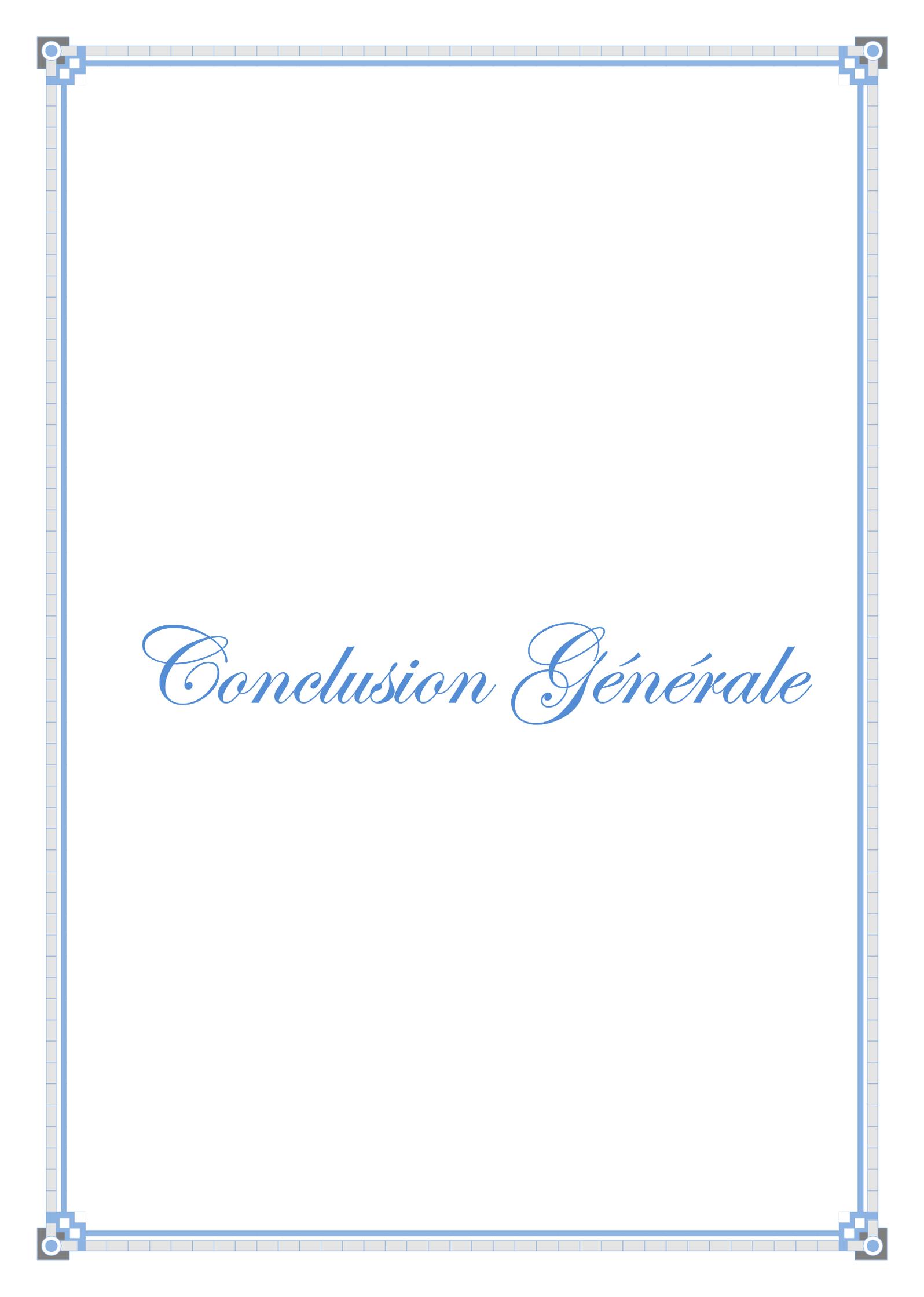
La commande sans capteur mécanique est pour le but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tel que : encombrement, fragilité, coût...etc.

La commande sans capteur base sur l'observateur mode glissant montre de bonnes performances en terme de poursuite et de régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique).

La synthèse des observateurs est effectuée en considérant que les courants au stator sont mesurables et que la vitesse de rotation évolue lentement par rapport aux grandeurs électriques.

Les observateurs par mode glissant implémenté avec succès dans la structure de la commande sans capteur mécanique de la MSAP avec des erreurs de poursuite ou d'observation faibles.

Les résultats de simulation montrent la possibilité de construire la vitesse à partir de mesure de courant statorique et en plus l'efficacité et l'importance de la commande sans capteur mécanique.



# *Conclusion Générale*

## CONCLUSION GENERALE

L'objectif de ce travail est de synthétiser la commande de la MSAP sans capteur de vitesse pour assurer la poursuite de la vitesse de la référence.

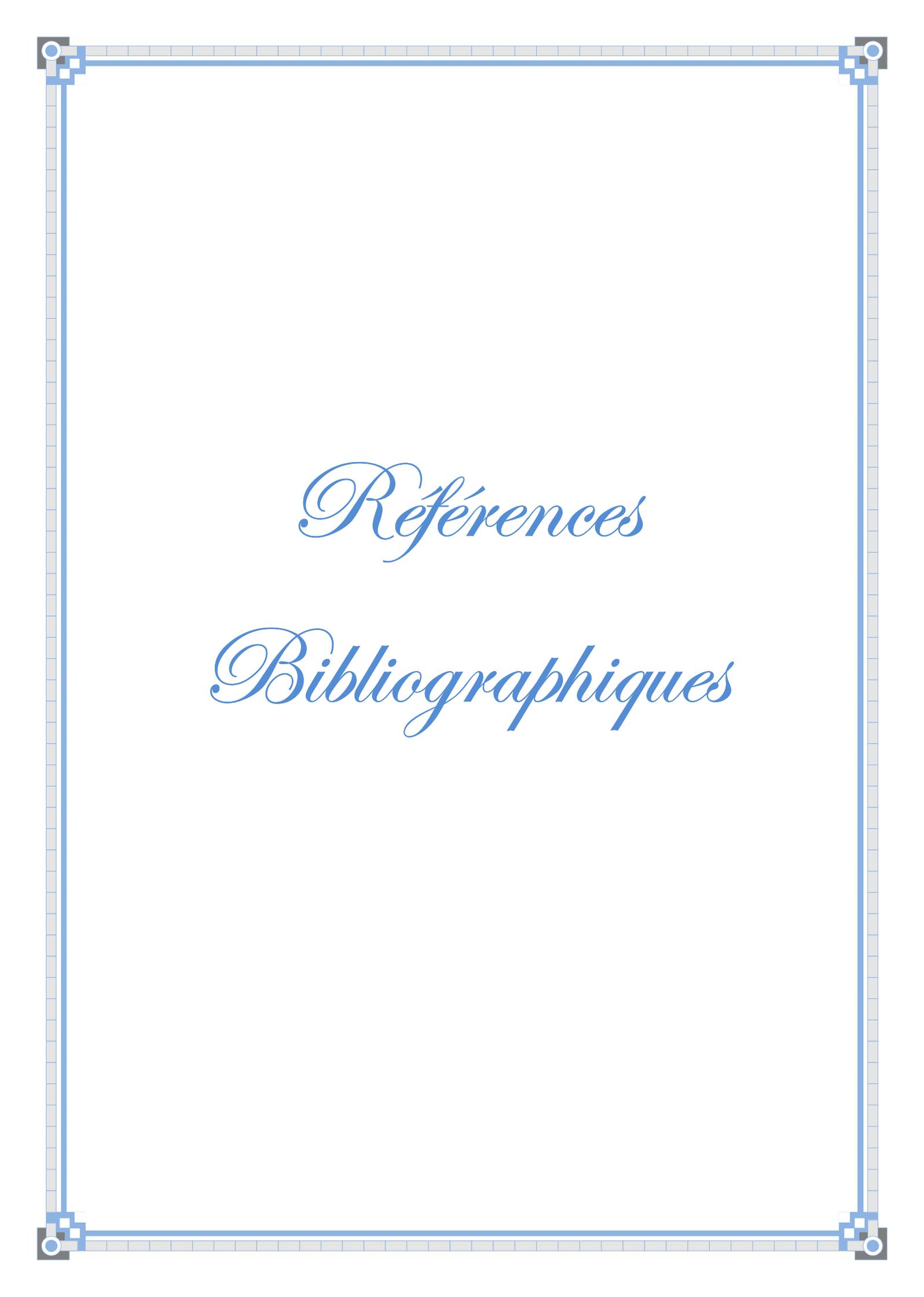
Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de Park pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Par la suite, nous avons déterminé les lois de commande basées sur un retour d'état et un placement de pôles dans le but d'assurer la poursuite de la trajectoire de la vitesse.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la MSAP associé à un régulateur PI standard et un régulateur non linéaire a synthétisé. Avec cette technique on obtient un modèle découplé de la machine. Les résultats de simulation de l'entraînement sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle: la poursuit et satisfaisante, la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable

Le troisième chapitre présent l'étude de la commande sans capteur de la MSAP avec l'observateur par mode glissant basé sur le modelé (d-q). ce qui permet d'éliminer le capteur et ses inconvénients.

Nous avons obtenus des résultats satisfaisants en termes de poursuite de la vitesse. De plus cette commande est robuste par rapport au couple de charge puisque celle-ci est déterminée en considérant que le couple de charge est inconnu.

Pour notre part, nous pouvons affirmer sur la base des résultats obtenus que la commande sans capteur mécanique avec la technique de mode glissant basé sur le modelé (d-q) est une technique réalisable et intéressante pour la commande de la MSAP.



*Références*

*Bibliographiques*

- [1] **M. S. Merzoug**, " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [2] **F. Benchabane**, " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [3] **P. Liutanakul**, " Stabilité des réseaux embarqués, Interaction Puissance-Structure Commande", Thèse de doctorat de l'INP de Lorraine, 2007.
- [4] **L. Litim**, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [5] **A. Benferdia**, " Commande non Linéaire D'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2006.
- [6] **A. Ameur**, " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [7] **M. Ezzat**, " Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.
- [8] **K. Azzedine**, " Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000.
- [9] **M. Sebaa**, " Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.
- [10] **A. Ameur**, " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Mémoire de magister, Batna, 2005.

[11]**K. Hartani**, " Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage", Thèse de Doctorat Es-Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.

[12]**L. Ghaouti**," Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse", Mémoire de magister, USTO, 2007.

[13]**A. Maasoum**, "Commande à la commande singulièrement perturbé d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro- Floue", Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.

[14]**M. Ezzat**, " Commande sans capteur des MSAP", Journée des Doctorants de l'Ecole Doctorale STIM, Ecole des Mines de Nantes, Mai 2009.

[15]**A. Aoufi**, " Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.

[16]**A. Saïbi**, " Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d'une Machine Synchrone à Double Etoile", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El- Harrach, 2006.

[17]**A. Kaddouri**, " Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.

[18]**A. Boumediene**, " Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Tension", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.

[19]**Z. Rabah**, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux", Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2007.

[20]**D. Lahouel**, " Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.

[21]**A. Golea**, " Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.

[22]**N. M. Babak**, " Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : Méthodes, convergence, robustesse, identification en ligne des paramètres", Thèse de doctorat, 2001.

[23]**L. Bouras, M. Kadjoudj, N. Golea**, " Contrôle directe du couple basé sur la modulation vectorielle avec régulation à hystérésis appliqué la machine à induction", PCSE, pp319-324, O. E. Bouaghi, 05 May 2005.

[24]**M. S. Merzoug**, " Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Mémoire de magister, Batna, Algérie, 2007.

[25]**A. Naitseghir**, " Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.

[26]**C. Carlos**, "Optimisation, Discrétisation et Observateurs, Commande des Moteurs Asynchrones 2", Edition Hermes Science Europe, 2000.

[27]**G. Lacroux**, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements", Lavoisier, 1995.

[28]**B. Mokhtari**, "Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux", Thèse de Magister; université de Batna, 2004.

[29] **G. Guy, et C. Guy**, "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande", Edition Eyrolles, 2000.

[30] **H. Yoon-Seok, C. Jung-Soo, and K. Young-Seok**, "Sensorless PMSM Drive with a Sliding Mode Control Based Adaptive Speed and Stator Resistance Estimator", IEEE Transactions on Magnetics ,Vol. 36, pp. 3588-3591, September 2000.

[31] **J. I. Ha, K. Ide, T. Sawa, and S. K. Sul**, "Sensorless Position Control and Initial Position Estimation of an Interior Permanent Magnet Motor", In Proceedings of the IEEE Industry Applications Conference, 36th IAS Annual Meeting, Chicago, USA, 2001.

[32] **X. Zhuang, and M. F. Rahman**, "Sensorless Sliding Mode Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Extended Kalman Filter", In Proceedings of The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2003), Vol. 1, pp. 722-727, November 2003.

[32] **F. Boudjema**, "Commande par Mode de Glissement: Application Aux Convertisseurs Electriques", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse, France, 1991.

[34] **A. Bilal**, "State Estimation Techniques for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motors", Master Thesis of the Middle East Technical University, August 2003.

[35] **ISSAOUNI Salim**, "Commande d 'axe sans capteur à base d 'un moteur synchrone à aimants permanents", thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2011.