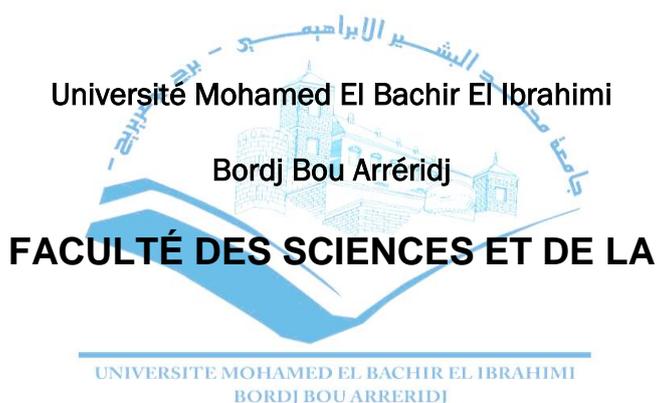


الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme :

MASTER

Filière : Electromécanique

Option : Electromécanique

Thème

**Développement de capteurs logiciels de vitesse et de position
pour la commande de la machine synchrone à aimants
permanents**

Présenté par : BENABDALLAH AYMEN MILOUDI AHMED

Devant le jury :

Président :	Dr. Abdelhamid IRATNI	Université de Bordj Bou Arreridj
Examineur 1 :	Dr. Hichem TALHAOUI	Université de Bordj Bou Arreridj
Examineur 2 :	Dr. A/Hak BENHENICHE	Université de Bordj Bou Arreridj
Rapporteur :	Dr. Slimane MEDJMADJ	Université de Bordj Bou Arreridj

Année Universitaire 2020/2021

Remerciements

À mon Encadreur Mr Medjmadj Slimane

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

Je vous remercie pour votre accueil et vos conseils.

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 mon père.

A ma très chère mère

A ma très chère grand-mère.

A mes frères, khaled, abdelhak

A toute ma famille.

*A tous mes amis et spécialement rezki, ayoub, monaim, fouad,
Khaled, Mohamed, Sofiane, touati.*

A mon collègue Ahmed pour m'avoir participé ce travail.

A la promotion Electromécanique 2021.

BBA, 2021

AYMEN.B

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.*

*A mon frères. A mes soeurs A tous mes amis A mon collègue Aymen
pour m'avoir participé ce travail.*

A la promotion Electromécanique 2021

BBA, 2021

AHMED.M

NOMENCLATURE

Nomenclature

MSAP	Machine (moteur) synchrone à aimants permanents.
d-q	Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).
ω_s	Pulsation des tensions statoriques.
Ω	Vitesse mécanique de rotation.
θ	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.
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_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
ϕ_f	Flux crée par les aimants au rotor.
L_d	Inductance dans l'axe Longitudinal.
L_q	Inductance dans l'axe transversal.
k_p, k_i	Coefficients des régulateurs PI.
S	L'opération de Laplace.

SOMMAIRE

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE

Chapitre 1 Modélisation de la MSAP

1.1. INTRODUCTION

1.2. CONSTITUTION D'UNE MSAP

1.2.1. Le stator

1.2.2. Différentes structures du rotor

1.3. DOMAINES D'APPLICATION

1.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MSAP

1.4.1. Avantages de la MSAP

1.4.2. Inconvénients de la MSAP

1.5. MODELISATION DE LA MSAP

1.5.1. Mise en équations du modèle de MSAP

1.5.2. Equations électriques

1.5.3. Equations mécaniques

1.5.4. Modèle de Park

1.5.5. Application de la transformation de Park à la MSAP

1.6. SCHEMA FONCTIONNELLE DE LA MSAP

Chapitre 2 Commande sans capteur mécanique de la MSAP

2.1. INTRODUCTION

2.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

2.3. PRINCIPE DE L'ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

2.3.1. Contrôle vectoriel direct

2.3.2. Principe du contrôle vectoriel indirect

2.3.3. Commande Vectorielle Simplifie

2.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE VECTORIELLE

2.4.1. Avantages de la commande vectorielle

2.4.2. Inconvénients de la commande vectorielle

2.5. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Sommaire

2.5.1. Etude de la régulation des courants de Park

2.5.2. Etude de la régulation de la vitesse rotorique

2.6. LES RESULTATS DE SIMULATION

2.7. INTERPRETATIONS DES RESULTATS

2.8. CONCLUSION

Chapitre 3 Conception de capteur logiciel de vitesse et de position pour la commande de la msap

3.1. INTRODUCTION

3.2. STRUCTURE ET PRINCIPE D'UN OBSERVATEUR

3.3. OBSERVATEUR À MODES GLISSANTS

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

3.4. LES RESULTATS DE SIMULATION

3.5. INTERPRETATIONS DES RESULTATS

3.6. CONCLUSION

CONCLUSION GENERALE

BIBLIOGRAPHIE

LISTE DU FIGURE

Liste des figures

Chapitre 1 Modélisation de la MSAP

Figure (1.1) Moteur à aimants permanents

Figure (1.2) Le moteur industriel à aimants permanents

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

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

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

Figure (1.6) Schéma bloc de la MSAP sous Simulink

Figure (1.7) Résultats de simulation d'une machine synchrone à aimants permanents

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

Figure (2.2) Boucle de régulation du courant

Figure (2.3) régime de vitesse avec la vitesse de référence.

Figure (2.4) Erreur de vitesse.

Figure (2.5) Régime de la position (θ)

Figure (2.6) : Régime du courant (I_d) (I_q)

Chapitre 3 conception de capteur logiciel de vitesse et de position pour la commande de la MSAP

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

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

Figure (3.3) Schéma fonctionnelle de la commande sans capteur mécanique en utilisant l'observateur par mode glissant.

Figure (3.4) Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique en utilisant l'observateur mode glissant

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

La préservation de l'environnement et l'économie de carburant sont devenues, depuis quelques années déjà, l'une des principales obsessions du monde entier. Afin d'atteindre cet objectif, le concept de véhicules électriques ou de véhicules hybrides a été favorisé. Par rapport aux véhicules classiques, ces véhicules apparaissent comme une solution pour un transport plus propre et plus écologique vu qu'ils réduisent les émissions de gaz à effet de serre et de polluants atmosphériques.

En outre, leur utilisation peut extrêmement réduire la dépendance mondiale à l'essence, qui peut être épuisée dans un proche avenir. Aussi, ils permettent la réduction de la Pollution sonore (puisque les véhicules électriques ne font pratiquement aucun bruit), la réduction des dépenses d'entretien, etc.

Comme un véhicule classique, les véhicules électriques présentent aussi quelques inconvénients à savoir :

- Ils ne sont vraiment écologiques que si l'énergie électrique qu'ils consomment est produite Naturellement (centrales solaires, éoliennes ou hydrauliques),
- Leur batterie a une durée de vie limitée. En effet, après plusieurs cycles de charge, la batterie doit être remplacée,
- Ils sont plus onéreux par rapport à un véhicule classique.

Les avantages des machines synchrones à aimants permanents font d'elles des candidates très intéressantes pour les applications automobiles telles que les véhicules électriques ou les véhicules hybrides [1–4]. En effet, les MSAP sont de plus en plus utilisées dans une grande variété d'applications industrielles comme la production de l'électricité, les applications robotiques, les automobiles, etc. Elles se caractérisent par la simplicité de conception, la faible maintenance, l'aptitude de fonctionnement à vitesses élevées et les performances en termes de couple massique. C'est grâce au développement des techniques de conception assistée par ordinateur, des microprocesseurs, des technologies des semi-conducteurs et de la technologie des aimants permanents que les machines synchrones à aimants permanents ont été capables de répondre aux différentes exigences des applications de hautes performances, à savoir, une réponse dynamique rapide, une large gamme de vitesse de fonctionnement et un facteur de puissance important.

Avec le développement rapide des microprocesseurs, la commande vectorielle est devenue

Une technique courante pour les systèmes d'entraînement de la MSAP. Elle permet une réponse rapide du couple de machines à courant alternatif similaire à celle de machines à courant continu.

Cette commande nécessite une connaissance précise de la position rotorique. Traditionnellement, la position du rotor est obtenue à partir de l'utilisation d'un capteur mécanique. Cependant, il est souhaitable d'éliminer ces capteurs vu que leur présence, non seulement augmente le coût et la complexité matérielle totale (des câblages supplémentaires), mais aussi réduit sa fiabilité avec une sensibilité additionnelle aux perturbations extérieures. En outre, il pourrait être difficile d'installer et d'entretenir un capteur de position en raison de l'espace limité et de l'environnement de travail rigide avec des fortes vibrations ou une température élevée. Par conséquent, l'élimination de ces capteurs mécaniques a été identifiée comme un sujet important et des efforts considérables ont été consacrés au développement de capteurs logiciels de position.

Pendant des années, les chercheurs ont développé différentes techniques de commande sans Capteur. Nous proposons de classer ces méthodes en trois grandes catégories selon le régime de fonctionnement de la machine :

*** Les capteurs logiciels de position pour un fonctionnement proche de la vitesse nominale**

Ces capteurs se basent sur le modèle standard de la machine et ils peuvent être classés selon le repère de modélisation :

- Modélisation de la MSAP dans le repère lié au stator;
- Modélisation de la MSAP dans un repère lié au rotor.

*** Les capteurs logiciels de position pour un fonctionnement à vitesse faible**

Ces capteurs se basent sur l'anisotropie du circuit magnétique. De nombreuses méthodes ont été développées afin de fournir des informations sur la position et la vitesse du rotor de la machine synchrone à aimants permanents à bas régime et à l'arrêt :

- Les méthodes basées sur l'injection d'impulsions;
- Les méthodes basées sur l'ondulation du courant de phase;
- La méthode INFORM (*Indirect Flux detections by Online Réactance Measurement*) basée sur la mesure des variations de courant;
- Les méthodes basées sur l'injection des signaux de haute fréquence (HF).

Les méthodes HF consistent à injecter un signal de haute fréquence (tension ou courant),

Selon l'axe ($\alpha - \beta$) ou l'axe ($d - q$). Une classification de ces méthodes peut être faite selon le type du signal injecté.

- L'injection d'un signal HF rotatif.
- L'injection d'un signal HF alternatif.

*** Les capteurs logiciels de position pour un fonctionnement sur une large plage de vitesse**

Ces capteurs se basent sur le couplage entre les deux types de capteurs logiciels présentés précédemment afin de synthétiser un capteur hybride capable de fonctionner dans une grande plage de vitesse, même à l'arrêt.

La connaissance précise des paramètres de la machine tels que la résistance et les inductances Statoriques joue un rôle important dans les performances des méthodes basées sur le modèle standard de la machine synchrone. L'analyse de l'influence des différentes incertitudes paramétriques montre que la connaissance précise de la résistance statorique joue un rôle primordial à faible vitesse. Dans ce sens, plusieurs capteurs logiciels ont été étendus à l'estimation de la résistance statorique [5, 6]. Une autre solution consiste à estimer les paramètres de la

MSAP, soit en ligne soit hors ligne. Cette estimation peut être réalisée selon deux méthodes :

- **L'identification de la MSAP avec capteur de position:** En appliquant les algorithmes standards d'identification, tels que les moindres carrés ou l'algorithme de Marquard;
- **L'identification de la MSAP sans capteur de position:** En exploitant la technique d'injection de signaux de haute fréquence, et la mise en œuvre de filtres à variable d'état.

Il faut rappeler que l'objectif principal de la thèse est de trouver le meilleur capteur logiciel de position pour un fonctionnement proche du nominal, ainsi que le meilleur capteur logiciel de position pour un fonctionnement à vitesse faible, et de les coupler pour obtenir le capteur logiciel le plus convenable pour une application automobile sur une large plage de vitesse.

Dans ce sens, nous avons testé plusieurs types de capteurs logiciels présentés dans la littérature. Nous avons utilisé le benchmark " Commande sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents", défini dans le cadre de l'action inter GDR du groupe de travail *Commande des Entraînements Électriques (CE2)*. Ce Benchmark propose des trajectoires difficiles conçues selon des contraintes industrielles dans le but de valider les algorithmes de commande sans capteur de la MSAP. Nous avons utilisé ces trajectoires de référence, données par la Fig.2, pour tester les performances des différents capteurs logiciels de position pour un fonctionnement proche du nominal et des capteurs logiciels de position hybrides.

Ce rapport est organisé en trois chapitres :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation et la simulation 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 de la commande sans capteur mécanique. On s'intéresse à l'observateur par mode glissant basé sur le modèle en (d, q) .

En fin, le mémoire se termine par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

Modélisation et simulation de la MSAP

1.1. INTRODUCTION

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs Statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable deviennent 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 [9]. Pour diminuer le taux d'ondulation de courant et de couple, elles sont alimentées Par d'onduleurs 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 [9][10][37].

La miniaturisation des moteurs et la réduction des coûts de fabrication contribuent à la suppression des capteurs directs de position ou de vitesse, nécessaires à leurs commandes. Le travail proposé dans cette étude est axé sur la commande des moteurs synchrones à aimants permanents sans capteur direct de vitesse ou de position.

Dans ce chapitre on présentera la constitution et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par une source de tension triphasée.

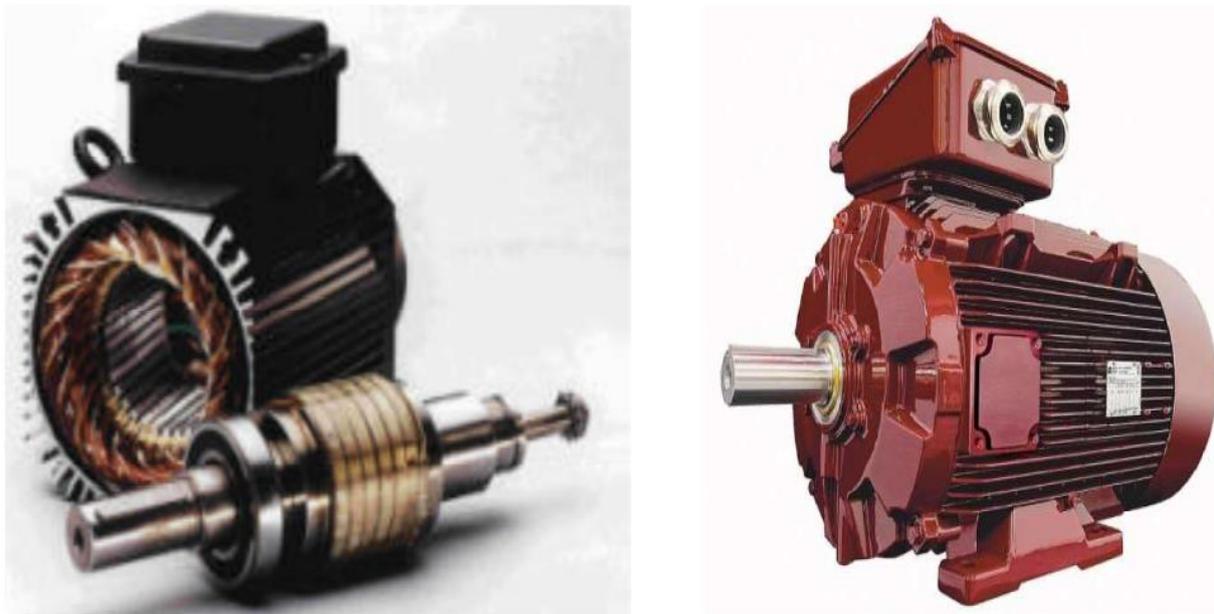


Figure (1.1) : Moteur à aimants permanents

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 [8], [10].

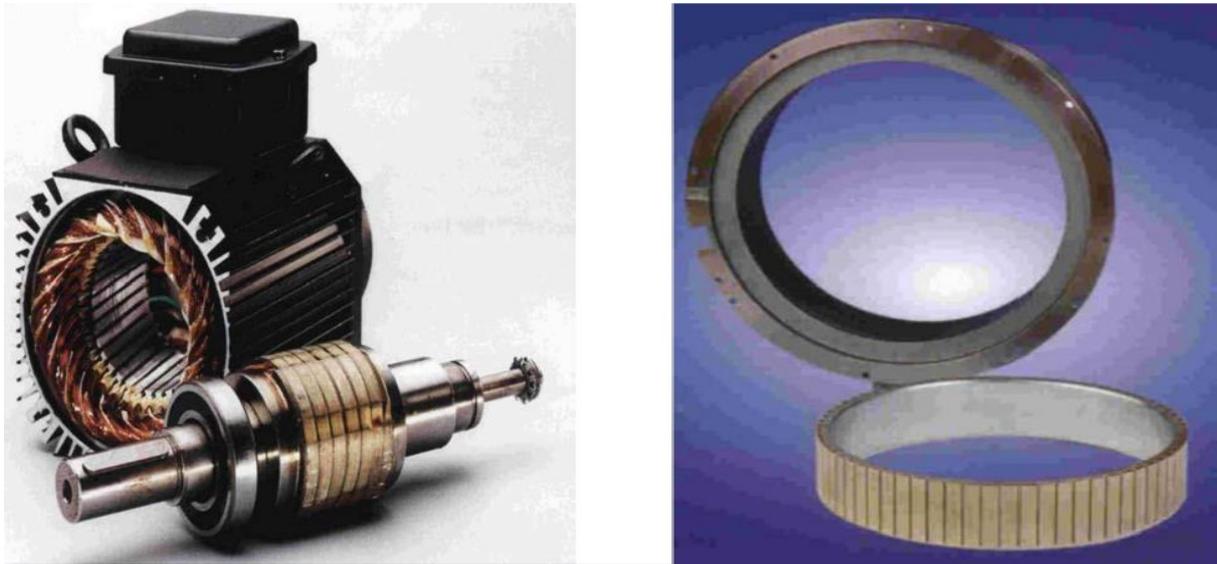


Figure (1.2) : Le moteur industriel à aimants permanents

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 [6], [10], [11]. 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.

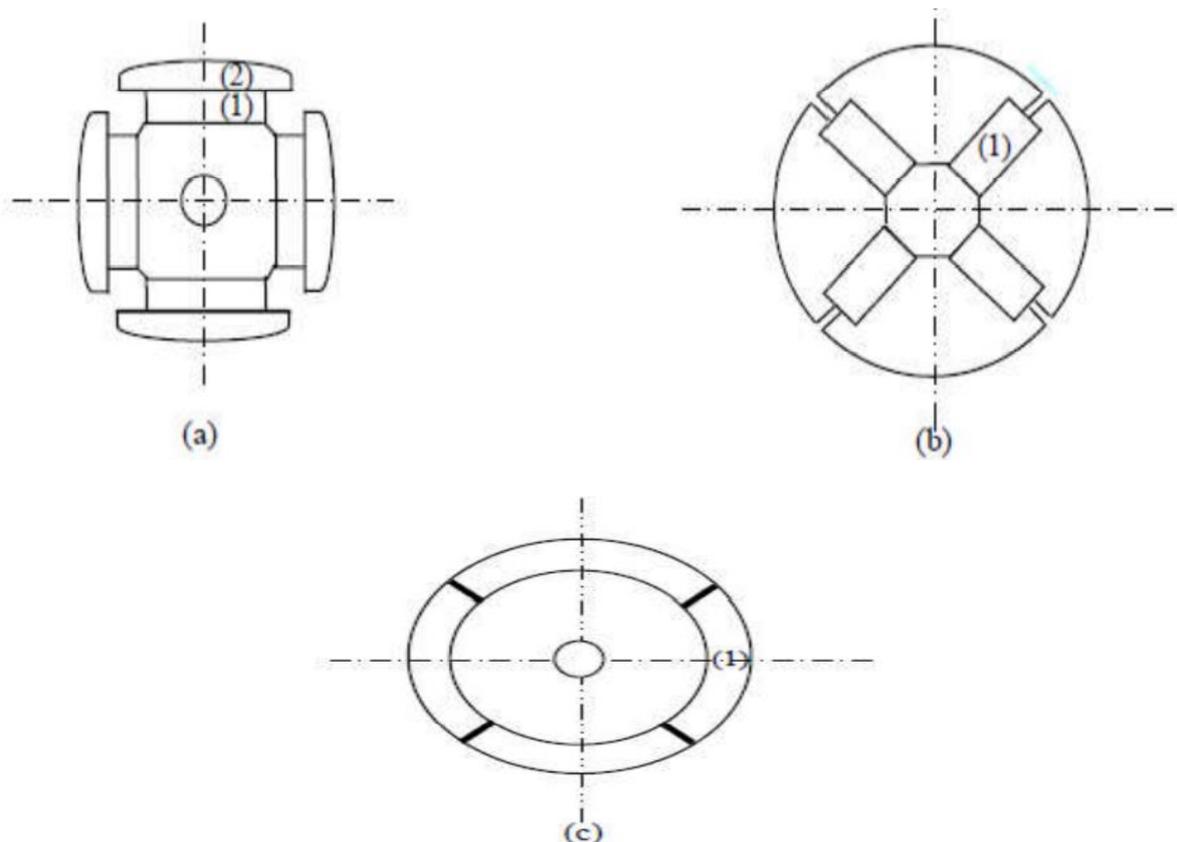


Figure (1.3) : Différents types de rotors d'une MSAP.

(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) [12], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [13] :

- 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 : [14], [15], [16], [17], [18], [19] :

- Puissances massives 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 [9]:

- 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 sautiriques 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).

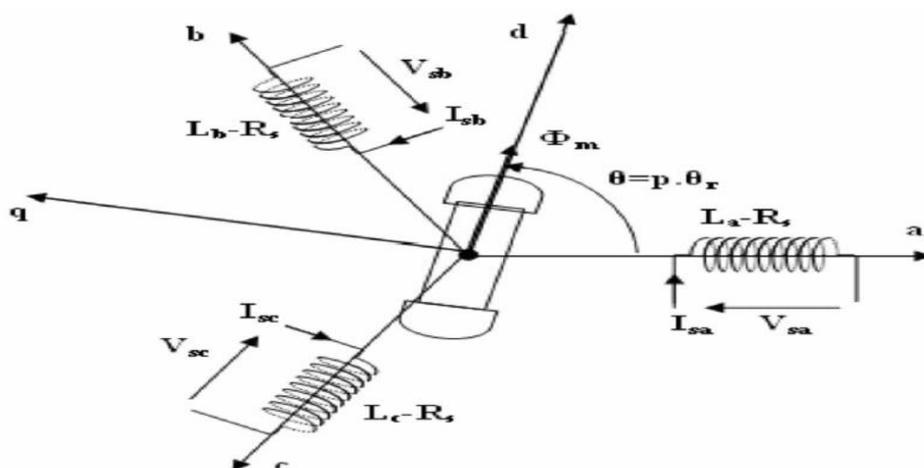


Figure (1.4) : Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique

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 pair de pôles de la machine [9].

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 ω est la fréquence électrique du système. La relation qui relie la fréquence électrique ω et la vitesse de rotation mécanique du rotor ω_m est présentée par l'expression suivante $\omega = p \cdot \omega_m$ [9], [20].

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:

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

$$[I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]^T : \text{Vecteur courants statoriques}$$

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

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

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

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

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:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = C_e - C_r$$

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 ω_r par rapport au stator et à la vitesse ω 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 [9], [21], [22].

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta_r)] [X_{abc}] \quad (1.4)$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux et 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 :

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

1.5.5. Application de la transformation de Park à la MSAP

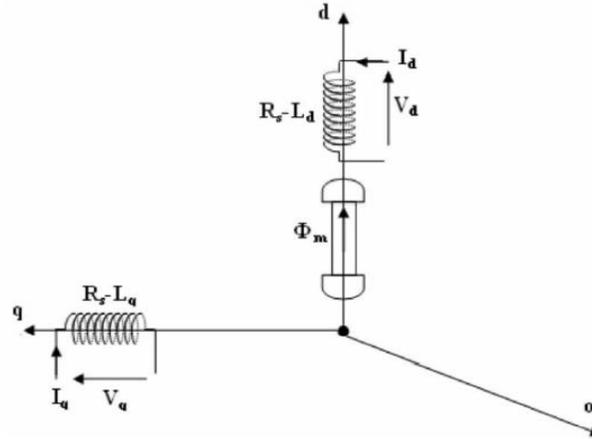


Figure (1.5) : Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q.

Où l'angle électrique θ est défini par $\theta = P\theta_m$ avec θ_m représentant la position mécanique du rotor et p le nombre de pair 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 [6] :

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

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 :

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

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 :

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

Où :

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

$$[\varnothing_{dq}^s] = \begin{bmatrix} \varnothing_d^s \\ \varnothing_q^s \end{bmatrix}, [\varnothing_{dq}^s] = \begin{bmatrix} -\varnothing_d^s \\ \varnothing_q^s \end{bmatrix}$$

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

$$\begin{bmatrix} \varnothing_d^s \\ \varnothing_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varnothing_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Où \varnothing_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 :

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

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 :

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

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 :

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

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

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

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

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

1.6. SCHEMA FONCTIONNELLE DE LA MSAP

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

Suivant :

$$\begin{cases} I_d = \frac{1}{L_s s + R_s} (V_d + p \Omega_r L_s I_q) \\ I_q = \frac{1}{L_s s + R_s} (V_q - p \Omega_r L_s I_d - p \Omega_r \Phi_f) \\ \Omega_r = \frac{1}{J_s + F} \left(\frac{3p}{2} \Phi_f I_q - C_r \right) \end{cases} \quad (1.19)$$

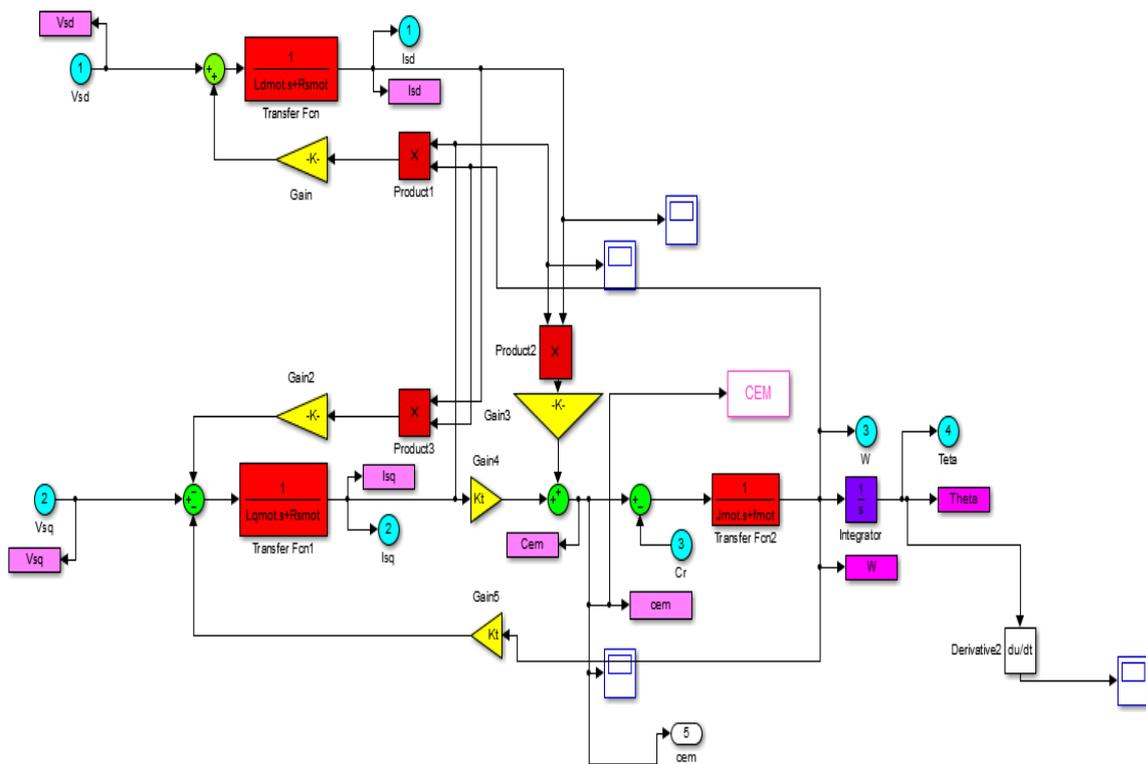


Figure (1.6) : Schéma bloc de la MSAP sous Simulink

1.9. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté au début la constitution de la machine synchrone à aimants permanents, ces types, ces avantages et ces domaines d'application. Par la suite on a présenté 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 variants dans le temps, difficile a étudié. Dans ce chapitre, nous avons modélisé la MSAP en utilisant le modèle de Park. Le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits.

CHAPITRE 2

Commande vectorielle 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 [24], 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 [24], [25].

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 [9]. 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 [26].

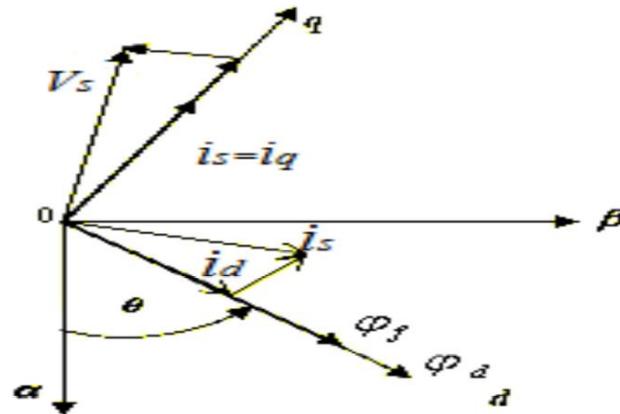


Figure (2.1) : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant

La figure (2.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe α , du référentiel (α, β) 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 [27].

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_d dans une plage de vitesse donnée. [28], [29], [30]

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

φ_{ra} et φ_{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 w_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_q est donc maintenu nul, pour autant que le découplage soit parfaitement réalisé.

Le courant I_d 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 du courant I_q est obtenue 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 φ 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 [8], [31]

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

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

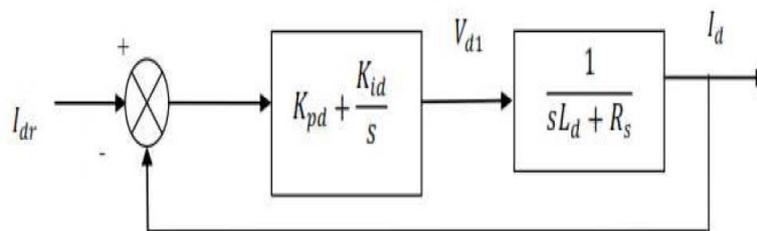


Figure (2.2) : Boucle de régulation du courant I_d

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (2.2) :

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

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 :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_1 + p x_2 x_3 + b v_d \\ \dot{x}_2 = -a_1 x_1 + p x_2 x_3 - p d x_3 + b v_d \\ \dot{x}_3 = K_1 x_2 - C_{re} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\text{Avec ; } a_1 = \frac{R_s}{L_s} ; b = \frac{1}{L_s} ; d = \frac{\theta_f}{L_s} ; K_t = \frac{3p}{2j} \Phi_f ; C_{re} = \frac{1}{j} C_r + \frac{F}{j} \Omega$$

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

$$\begin{aligned} e_3 &= x_{3d} - x_3 \\ \dot{e}_3 &= \dot{x}_{3d} - \dot{x}_3 = \dot{x}_{3d} - k_t x_2 \\ e_3'' &= \ddot{x}_{3d} - \ddot{x}_3 = \ddot{x}_{3d} - f_3(t) - k_t b v_q \end{aligned}$$

Avec ;

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

On peut négliger C_{re} car il est inconnu.

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

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

$$\dot{e}_3 + k_1 \dot{e}_3 + k_2 e_3 = 0$$

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

$$(S^2 + k_1 S + k_2) e_3(S) = 0$$

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 :

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

Donc :

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

Le principe de cette méthode (structure de commande indirecte de la machine synchrone à aimants permanents alimentés en tension) est illustré sur la (figure 2.8)

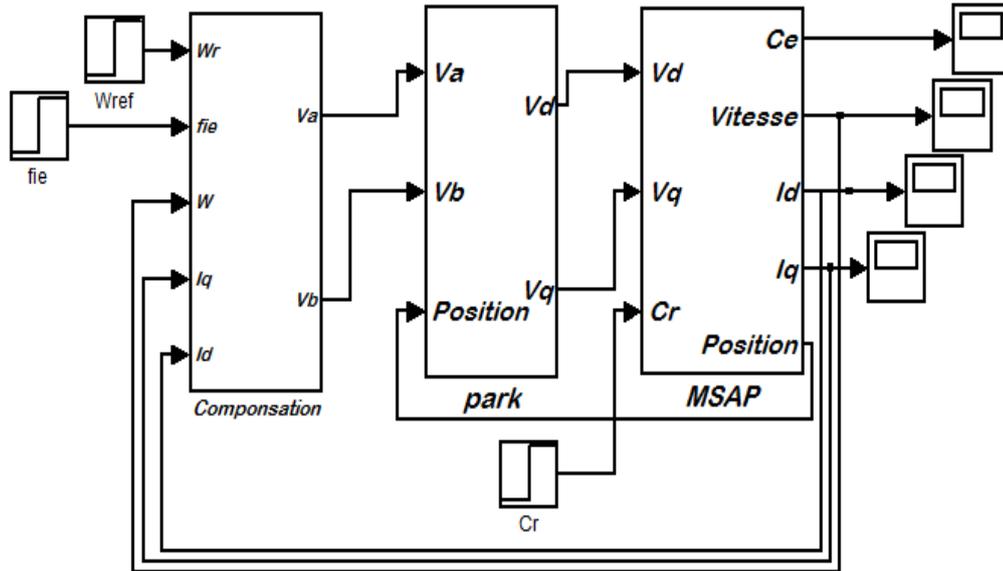
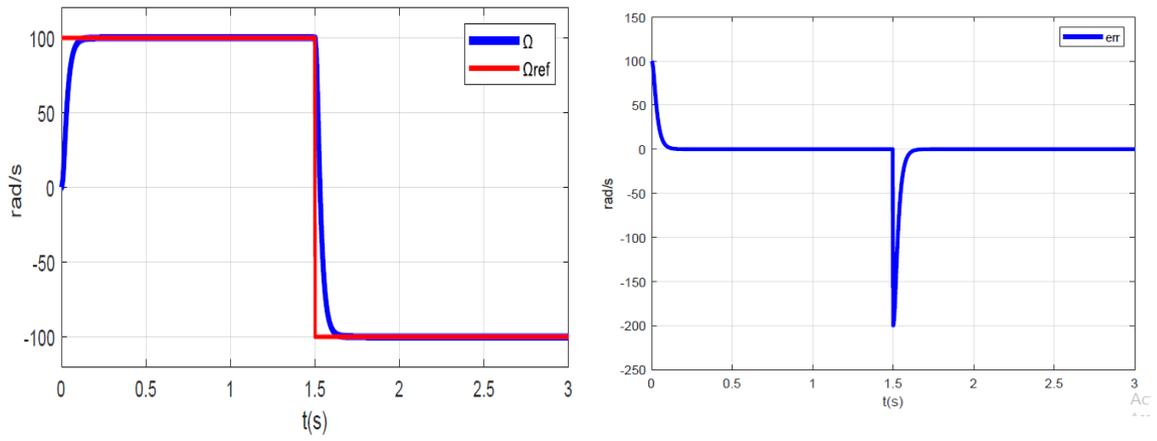


Fig. (2.3) Schéma bloc de la structure de commande en tension de la MSAP.

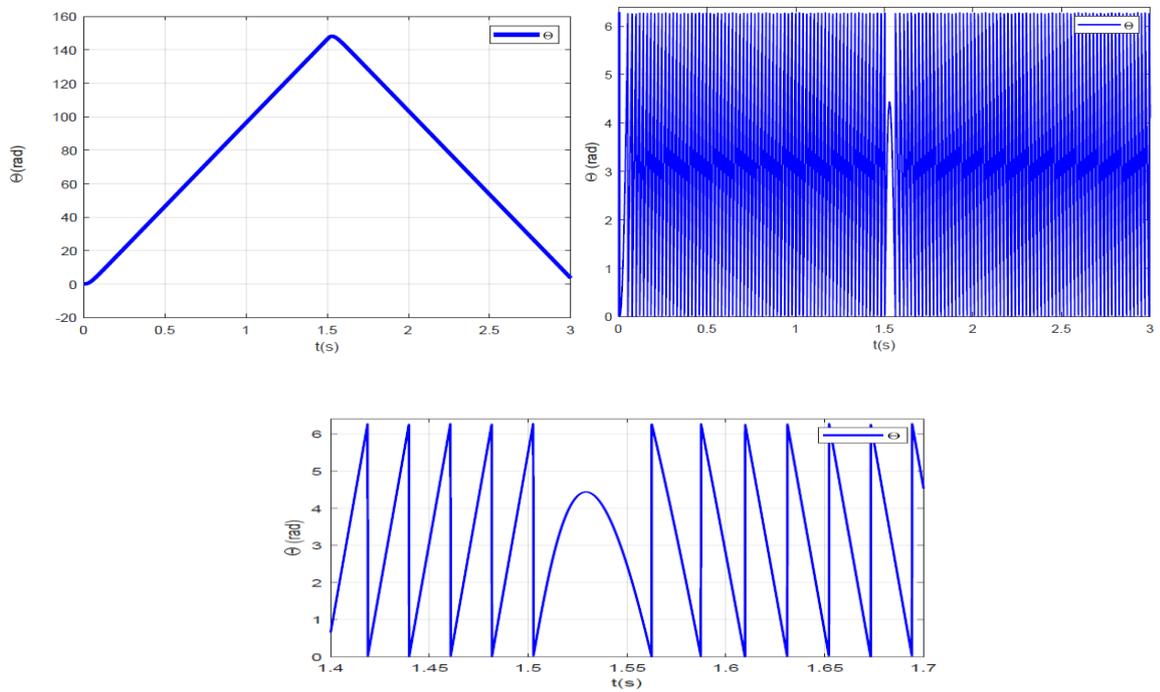
2.6. RESULTATS DE SIMULATION ET INTERPRETATIONS DES RESULTATS

La simulation présentée par la suite est réalisée sur une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur commandé selon le principe de la MLI vectorielle. Malgré les différentes simplifications introduites, le MSAP peut être contrôlé en vitesse ou en position.

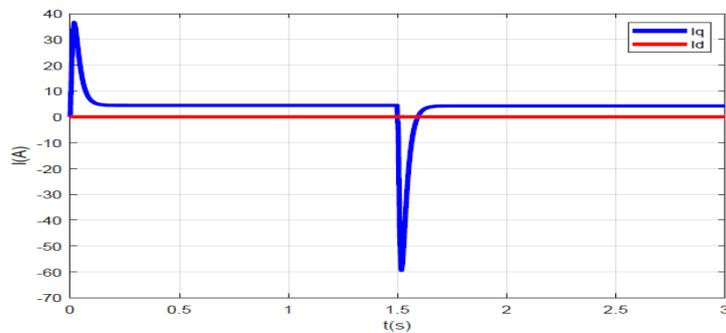
La figure (2.4) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge de la MSAP alimentée par un onduleur de tension. Ce test est appliqué avec une consigne de vitesse égale à 100 rad/s pendant une durée de temps $t=1.5s$, puis, on inverse le sens de rotation du moteur à -100 rad/s sous un couple de charge de valeur $Cr = 2.5$ N.m. On remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte rapidement sans dépassement. Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation de la machine synchrone à aimants permanents. D'après ces résultats, on observe que la commande est robuste vis-à-vis de la variation importante de la vitesse et de charge.



a. Vitesse et leur erreur



b. Position et leur zoom



c. Courants (I_d, I_q)

Figure (2.4): Résultats de simulation de la commande vectorielle avec capteur mécanique

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 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 obtenu des résultats satisfaisants en termes de poursuite de la vitesse.

CHAPITRE 3

*Conception de capteur
logiciel de vitesse et de
position pour la
commande de la
MSAP*

3.1. INTRODUCTION

Dans plusieurs applications dans le domaine de la commande, il est souhaitable d'avoir des estimateurs pour certaines 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 [33] :

- 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'observation ε . 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 [34], [35], [33].

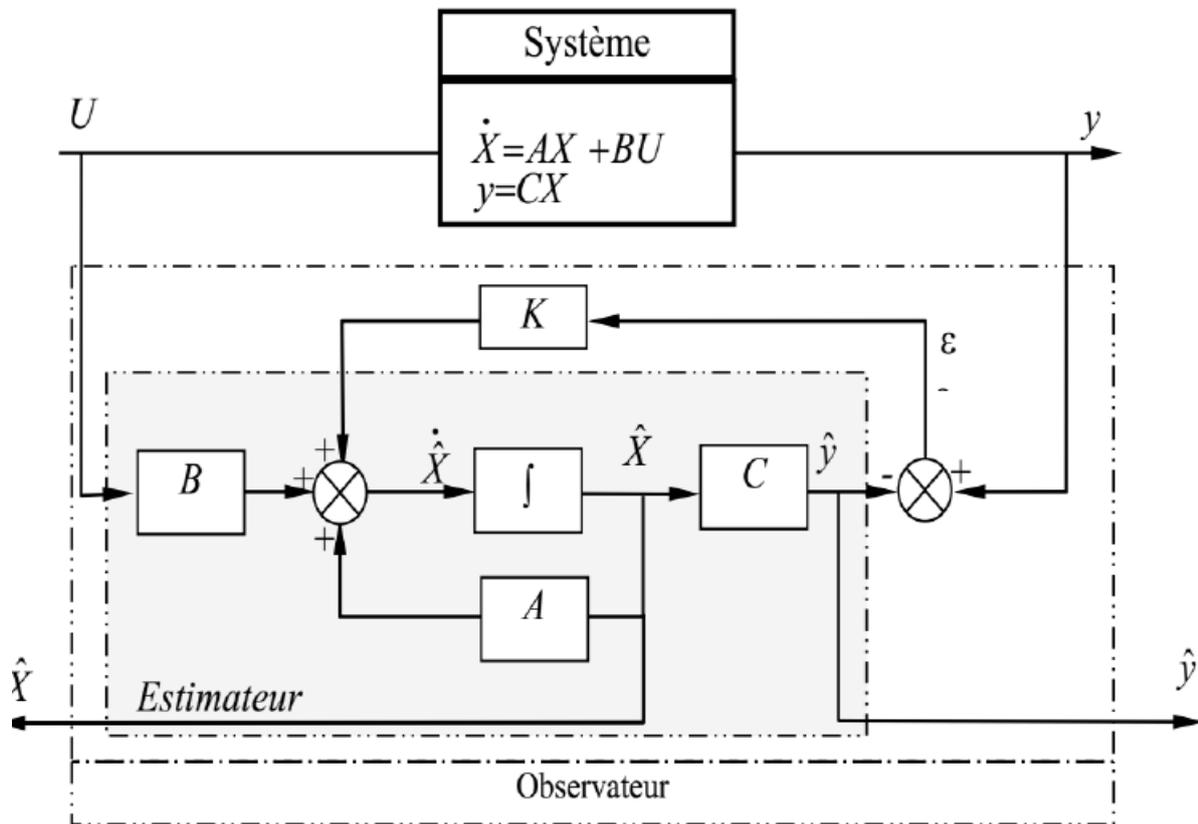


Figure (3.1) : Schéma bloc d'un observateur d'état.

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante [36], [35], [37], [38]

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

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 [36], [35].

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 [36], [40].

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 [40].

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) [33], [40].

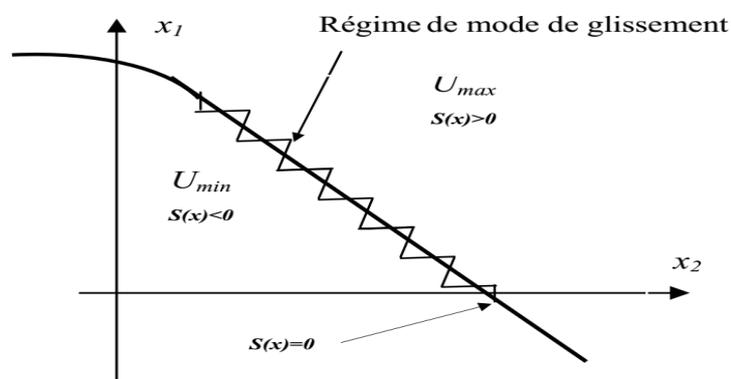


Figure (3.2) : Trajectoire d'état en régime de modes glissants.

Les dynamiques concernées sont celles de l'erreur d'observation de l'état $= X - \hat{X}$. 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 [34], [35], [33].

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 α, β 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 suite on s'intéresse à l'observateur par mode glissant basé sur le modèle en (d, q)

3.3.1. Observateur par mode glissant basé 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

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

Avec :

$$\begin{aligned} x_1 &= I_d ; & x_2 &= I_q ; & x_3 &= P\Omega ; \\ a_1 &= \frac{R_s}{L_s} ; & b &= \frac{1}{L_s} ; & d &= \frac{\emptyset_f}{L_s} ; & k_t &= \frac{3P}{2J} \emptyset_f ; & C_{re} &= \frac{1}{J} C_r + \frac{F}{J} \Omega \end{aligned}$$

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:

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

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

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

On pose :

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

3.4. Résultats de simulation et interprétation des résultats

L'observateur à mode glissant être introduit dans une boucle de la commande sans capteur au sein du contrôle vectoriel de la MSAP, afin d'observer ses variables d'état. Le schéma ci-dessous illustre une structure générale d'une commande vectorielle de la MSAP associé à un observateur à mode glissant sans capteur de vitesse.

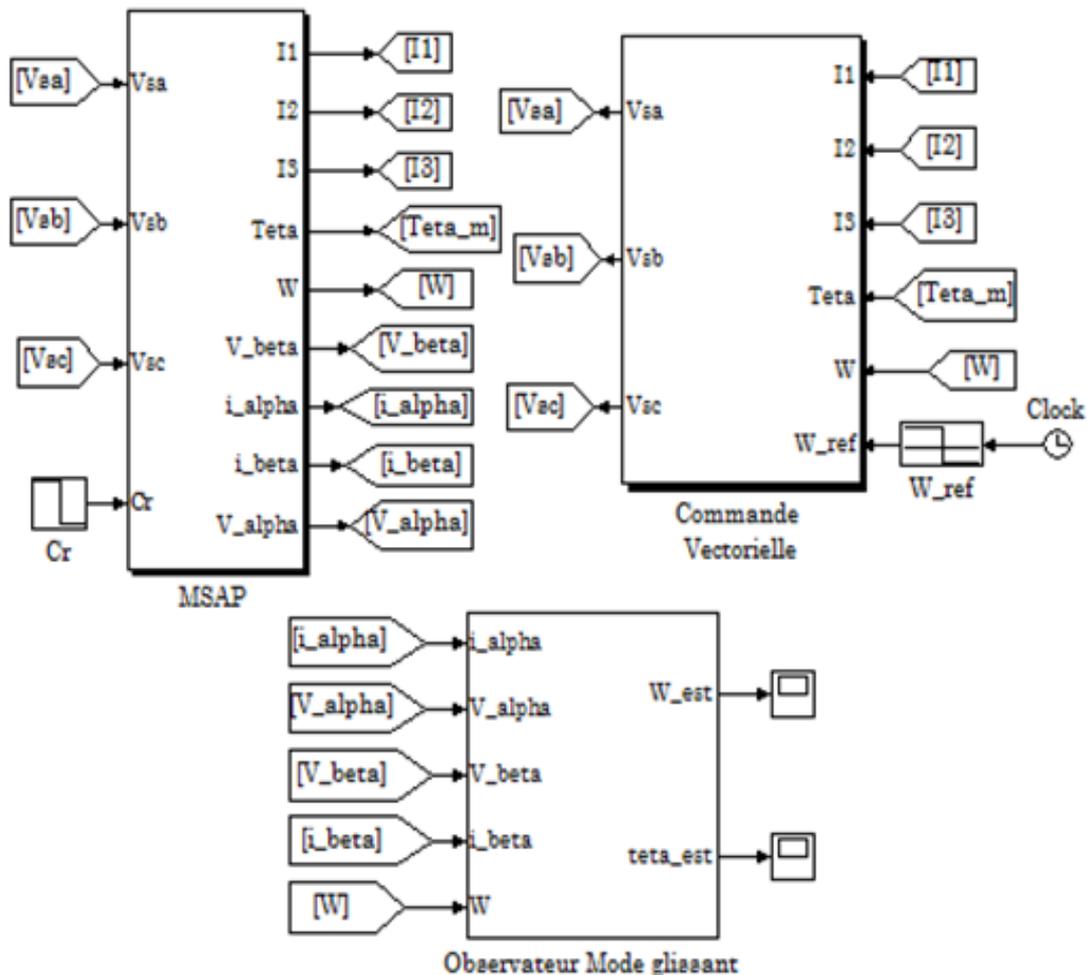
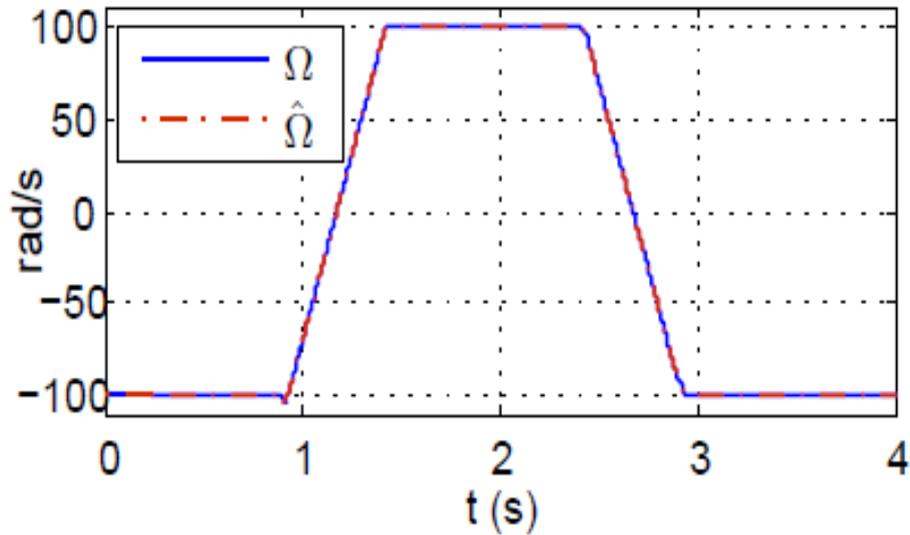


Figure (3.3) : Schéma fonctionnelle de la commande sans capteur mécanique en utilisant l'observateur par mode glissant.

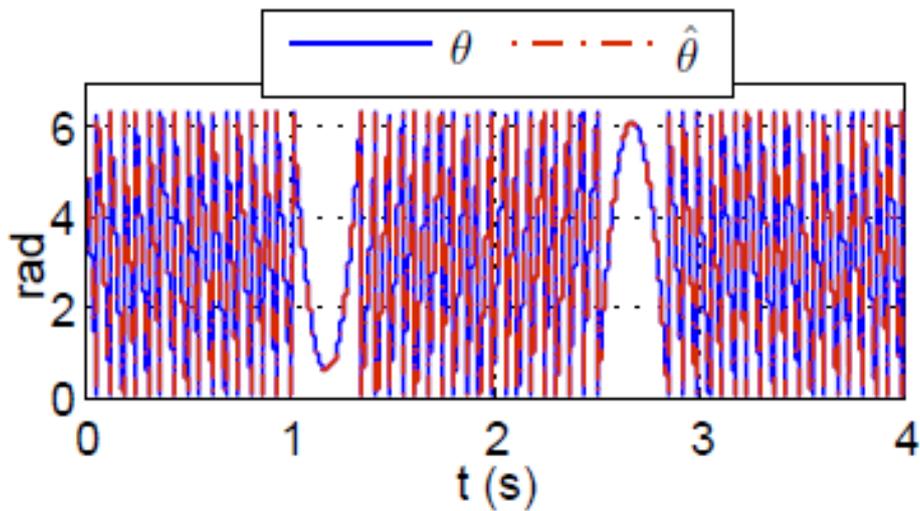
Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation obtenus avec la loi de commande étudiée précédemment. Pour la validation de ce type d'observateur en simulation, quelques tests seront réalisés dans le logiciel Matlab/Simulink.

La Fig. (3.4) illustre les résultats de simulation de la commande vectorielle avec la technique du mode glissant lors d'une inversion de sens de rotation de -100 rad/s à 100 rad/s en appliquant

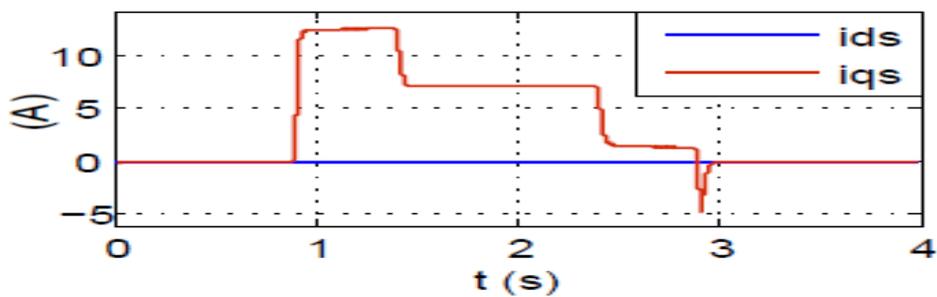
une charge nominale. Le système est soumis au test de suivi de la consigne de vitesse et de position. On remarque que la vitesse de l'observateur du mode glissant suit la vitesse mesurée avec la présence des ondulations autour de la consigne.



a. Vitesse



b. Position



c. Courant ids iqs

d.

Figure (3.4): Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur mécanique en utilisant l'observateur mode glissant

3.5. 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. cette commande montre de bonnes performances en terme de poursuite et de régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique).

*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 à mode glissant basé sur le modelé (d-q). ce qui permet d'éliminer le capteur et ses inconvénients.

Nous avons obtenu 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 ET
BIBLIOGRAPHIQUES*

- [1] H. Dogan, H. Nguyen-Xuan, F. Wurtz, L. Garbuio, and A. Foggia. Design optimization of an interior PMSM for electric vehicle application. In Conference on the Computation of Electromagnetic, (COMPUMAG), 2013.
- [2] M. Lakshmi Swarupa, G. Tulasi RamDas, and P. V. Raj Gopal. PMSM electric drive system simulation for parallel hybrid electric vehicle. In International Conference on Software Technology and Computer Engineering, (STACE), 2012.
- [3] T. Finken, M. Hombitzer, and K. Hameyer. Study and comparison of several permanentmagnet excited rotor types regarding their applicability in electric vehicles. In Emobility - Electrical Power Train, 2010.
- [4] B. S. Bhangu and C. M. Bingham. GA-tuning of nonlinear observers for sensorless control of automotive power steering IPMSMs. In IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion, 2005.
- [5] B. Nahid-Mobarakeh. Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification "en ligne" des paramètres. PhD thesis, Université de Nancy, L'Institut National Polytechnique de Lorraine, NANCY, 2001.
- [6] M. Rashed, P. F. A. MacConnell, A. Fraser Stronach, and P. Acarnley. Sensorless indirect-rotor-field-orientation speed control of a permanent-magnet synchronous motor With stator-resistance estimation. IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 3 :pp. 1664 – 1675, 2007.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] P. Liutanakul, " Stabilité des réseaux embarqués, Interaction Puissance-Structure Commande", Thèse de doctorat de l'INP de Lorraine, 2007.
- [10] L. Litim, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur Mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [11] A. Benferdia, " Commande non Linéaire D'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2006.
- [12] A. Ameer, " 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.

[13] M. Ezzat, " Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.

[14] K. Azzedine, " Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000.

[15] M. Sebaa, " Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.

[16]A. Ameer, " 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.

[17]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.

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

[19]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.

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

[21]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.

[22]A. Saibi, " 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.

[23]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.

[24]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.

[25]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.

- [26]D. Lahouel, " Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [27]A. Golea, " Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [28]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.
- [29]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.
- [30]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.
- [31]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.
- [32]C. Carlos, "Optimisation, Discrétisation et Observateurs, Commande des Moteurs Asynchrones 2", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [33]G. Lacroux, "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements", Lavoisier, 1995.
- [34]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.
- [35] G. Guy, et C. Guy, "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande", Edition Eyrolles, 2000.
- [36] 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.
- [37] 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.
- [38] 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.

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

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

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