

N° d'ordre :

N° de série :

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



Mémoire de Fin d'Étude

L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En commande Electrique

Thème

Commande par mode glissant d'une MSAP sans capteur mécanique

Proposé et dirigé par :

Dr. Mohammad Idris Bababaarbi

Présenté par :

Mr. Ahmida Medaoui

Melle. Romaissa Berdjouh

Mr. Imad Moussaoui

Année Universitaire 2021/2022



Remerciements

A Dieu, le tout puissant, nous rendons grâce pour nous avoir donné santé, patience, volonté et surtout raison.

*En premier lieu, nous voudrions remercier mon encadreur
Dr. Mohammad Idris Bababaarbi
qui nous a aidé et conseillé durant ce travail.*

*Nous remercions ensuite mon cher Co-encadreur
Mr. MOUSSAOVI FAOUZI pour nous avoir honoré par son encadrement,
ses conseils précieux, sa patience et ses nobles valeurs humaines.*

*Nous remercions également les membres du jury de nous avoir honoré de leur
évaluation de ce travail.*

*Nous remercions également tous les professeurs du Département Génie
électriques de l'université d'echahid Hamma Lakhdar d'El Oued pour leur
aide et leurs encouragements.*

*Enfin, nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont soutenu, encouragé et
donné l'envie de mener à bien ce travail.*



Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

*À ma mère pour ses sacrifices en témoignage de tout mon affection au long
de mes études.*

*À mon père qui m'a encouragé durant mes études, et son affection qui m'a
amené à finir mon projet.*

À ma femme et mes enfants.

À mes chers frères.

À mes chères sœurs.

À toute la famille.

À mes collègues qui ont marqué leurs présences par réconfort indispensable.

À ceux qui m'ont aidé et encouragé à terminer mes études de près ou de loin.

À tous les amis de ma promotion 2022.

Moussaoui Imad

Table des matières

Table des matières

Liste des figures.....	7
Abréviation et notations	1
Résumé.....	1
Introduction Générale.....	3
Chapitre I Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent.....	5
I.1. Introduction	6
I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	7
I.2.1. Le stator	7
I.2.2. Différentes structures du rotor.....	7
I.3. Domaines d'application	8
I.4. Avantages et inconvénients de la MSAP.....	9
I.4.1. Avantages de la MSAP.....	9
I.4.2. Inconvénients de la MSAP.....	9
I.5. Modélisation de la MSAP	9
I.6. Principe de fonctionnement de la MSAP	10
I.6.1. Notations.....	10
I.6.2. Equations électriques d'une machine synchrone à aimants	11
I.6.3. Equation mécanique	12
I.6.4. Couple électromagnétique de la MSAP	12
I.6.5. Mise en équations du modèle de la MSAP	13
I.6.6. Equation de la machine dans le repère de Park (d, q)	14
I.6.7. Passage du repère d q au repère $\alpha \beta$	15
I.6.8. Application de la transformation de Park à la MSAP	16
I.7. Modélisation de l'association convertisseur-MSAP.....	17
I.7.1 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux.....	18
I.8. Commande par modulation sinus-triangle	19
I.9. Simulation et validation du modèle de la MSAP.....	21
I.10. La simulation du moteur synchrone à aimants permanents	21
I.10.1. Résultats de simulation de la MSAP.....	22
I.10.2. Interprétation.....	23
I.11. Conclusion	23
Chapitre II Techniques d'estimation de vitesse et position de la MSAP	24
II.1. Introduction	25
II.2. Concepts d'estimateur et d'observateur	26
II.2.1. Estimateurs	26

II.2.2. Observateurs.....	26
II.2.3. Classification des observateurs.....	27
II.2.4. Observateurs pour les systèmes linéaires	27
II.2.5. Observateurs pour les systèmes non linéaires	27
II.2.6. Observateurs d'ordre complet.....	27
II.2.7. Observateurs d'ordre réduit	27
II.3. Méthode de commande sans capteur mécanique	27
II.3.1. Méthodes sans modèle.....	28
II.3.2. Estimation de la vitesse à partir des saillances magnétiques de la machine	28
II.3.3. Estimation basée sur l'intelligence artificielle	28
II.4. Méthodes avec Modèle	28
II.4.1. Méthodes à base d'estimateur	28
II.5. Estimation de la vitesse par la technique MRAS.....	28
II.6. Méthodes à base d'observateur	30
II.6.1. Observateur de Luenberger	30
II.6.2. Filtre de Kalman	31
II.6.3. Filtre de Kalman discret	32
II.6.4. Filtre de Kalman Etendu.....	32
II.7. Observateur à mode glissants.....	33
II.8. Conclusion.....	33
Chapitre III Commande par mode glissant de la MSAP	34
III.1. Introduction	35
III.2. L'objectif de l'commande par mode glissant	36
III.2.1. Systèmes à structure variables	36
III.3. Théorie de la commande par mode de glissement	36
III.3.1. Mode de convergence (MC).....	37
III.3.2. Mode de glissement (MG)	37
III.3.3. Mode du régime permanent (MRP).....	37
III.3.3.1. Régime glissant idéal.....	37
III.3.3.2. Régime glissant réel	37
III.4. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement.....	38
III.4.1. Choix de la surface	38
III.4.2. Condition d'existence et de convergence.....	39
III.5. Fonction de Lyapunov	39
III.5.1. Détermination de loi de commande	40
III.5.1.1. La commande équivalente.....	40
III.5.1.2. La commande discontinue de base.....	41
III.6. Phénomène de broutement (chattering).....	42
III.6.1. Quelques solutions pour le chattering.....	42

III.6.2. Commande signe.....	42
III.6.3. Commande avec un seul seuil.....	43
III.6.4. Commande adoucie	43
III.6.5. Commande continue avec composante intégrale [33].....	44
III.7. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP	45
III.7.1. Stratégie de réglage à trois surfaces	45
III.7.2. Commande du courant direct (i_d)	45
III.7.3. Commande de la vitesse	46
III.7.4. Commande de la vitesse ($S(\Omega)$).....	46
III.7.5. Commande du courant en quadrature (i_q).....	46
III.8. Simulations de la commande par mode glissant appliquée au MSAP	47
III.8.1. Les résultats de simulation	48
III.8.2. Interprétation des résultats	49
III.8.2.1 Essai à vide et en charge	49
III.9. Conclusion	49
Chapitre IV Commande par mode glissant de la MSAP sans capteur mécanique	50
IV.1. Introduction	51
IV.2. Observateurs.....	52
IV.2.1. Principe des observateurs.....	52
IV.2.2. Structure et principe d'un observateur	52
IV.3. Observateur à modes glissants.....	53
IV.3.1. Observateur par mode glissant basé sur l'estimation de la f.é.m.	54
IV.3.2. Observateur par mode glissant basé sur le modèle en (d, q).....	54
IV.3.3. Schéma globale de la commande mode glissant sans capteur	54
IV.4. Synthèse d'un observateur à mode glissants d'ordre complet	55
IV.5. Simulation d'observateur par mode glissant basé sur le modèle (α, β)	56
IV.5.1. Les résultats de simulation	57
IV.5.2. Interprétation des résultats.....	58
IV.6. Conclusion.....	58
CONCLUSION GENERALE.....	59
Annexe	61
Bibliographies.....	62

Liste des figures

1-Figure (I.1) : Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.....	7
2-Figure (I.2) : Différents types de rotors d'une MSAP.....	8
3-Figure (I.3) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.....	10
4-Figure (I.4) : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	13
5-Figure (I.5) : Représentation équivalente dans le repère de Park.....	15
6-Figure (I.6) : Schéma fonctionnel du modèle de Park.....	17
7-Figure (I.7) : Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux.....	17
8-Figure (I.8) : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.....	18
9-Figure (I.9) : Schéma de principe de MLI sinus_triangle.....	19
10-Figure (I.10) : Principe de la commande par M.L.I sinus_triangle.....	20
11-Figure (I.11) : L'association Convertisseur-MSAP.....	21
12-Figure (I.12.a): la variation de la vitesse	22
13-Figure (I.12.b): la variation du courant I_q	22
14-Figure (I.12.c): la variation du courant I_d	22
15-Figure (I.12.d): la variation du couple	22
16-Figure (I.12.e) : la variation du courant statorique I_s	22
17-Figure (I.12) : Résultats de simulations du moteur synchrone à aimants permanents.....	22
18-Figure (II.1) : Schéma bloc d'un observateur.....	26
19-Figure (II.2) : Schéma de principe de l'estimation de la vitesse par la technique MRAS.....	29
20-Figure (II.3): Schème bloc de l'observateur de Luenberger.....	30
21-Figure (II.4) : Le schéma de Principe du filtre de Kalman.....	31
22-Figure (II.5) : Observateur à mode glissant.....	37
23-Figure (III.1) : Convergence du système glissant.....	37
24-Figure (III.2): Glissement idéal	38
25-Figure (III.3): Glissement réel.....	38
26-Figure (III.4): Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.....	40
27-Figure (III.5) : Commande équivalente U_{eq}	41
28-Figure (III.6): Phénomène de broutement (Chattering).....	42
29-Figure (III.7): Fonction sign.....	43
30-Figure (III.8): Fonction sign de la commande avec un seul seuil.....	43
31-Figure (III.9): Fonction sign de la commande adoucie.....	44
32-Figure (III.10): Commande rendue continue.....	44
33-Figure (III.11): Schéma global de réglage par mode glissant.....	45
34-Figure (III.12.a) : la variation du courant I_d	48
35-Figure (III.12.b) : la variation du courant I_q	48
36-Figure (III.12.c) : la variation de la vitesse	48
37-Figure (III.12.d) : la variation du électromagnétique.....	48
38-Figure (III.12.e) : la variation du courant statorique I_s	48
39-Figure (III.12) : Simulation de la commande par Mode Glissant de la MSAP charge (9.5N.m à $t=1s$).....	48
40-Figure (IV.1) : Principe de l'observation.....	52
41-Figure (IV.2) : Schéma bloc d'un observateur d'état.....	53
42-Figure (IV.3) : Trajectoire d'état en régime de modes glissants.....	54
43-Figure (IV.4) : Le schéma global de la commande mode glissant sans capteurs mécaniques.....	55
44-Figure (IV.5.a) : la variation du courant I_d	57
45-Figure (IV.5.b) : Couple électromagnétique.....	57
46-Figure (IV.5.c) : Courants Statorique	57
47-Figure (IV.5.d) : la variation du vitesse et vitesse estimée.....	57
48-Figure (IV.5.e) : la Poition angulaire mesurée et estimée.....	57
49-Figure (IV.5) : simulation d'observateur par mode glissant basé sur le modèle (α, β).....	57

Abréviation et notations

MSAP: Machine (moteur) synchrone à aimants permanents

ω_r : Vitesse de rotation de la machine

ω : La pulsation des courants statoriques

ω_m : Vitesse angulaire électrique du rotor

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique

Ω : Vitesse mécanique de rotor

θ_r : Position électrique du rotor

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator

$[L_s]$: Matrice d'inductances statorique

$[L_{ss}]$: La matrice des inductances statoriques

$[L_{sf}]$: Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator aimants

L_f : La valeur maximale de ces inductances mutuelles

L_{sa}, L_{sb} et L_{sc} : Les inductances propres respectivement des phases a, b, c

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}$ et M_{bc} : Les inductances mutuelles respectivement des phases a, b et c

M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

L_{s0} : Inductance propre d'une phase statorique

L_{sf} : Inductance équivalente de l'aimant permanent

i_{is} : Inductance de fuite

L_{os} : Terme constant de l'inductance propre d'une phase du stator

L_{2s} : Amplitude du premier harmonique de l'inductance propre d'une phase

L_d, L_q : Inductance des axes d et q

p : Le nombre de pair de pôles de la machine

N_p : Nombre de pair de pôles

$[V_{abc}]_s$: Vecteur tensions statoriques

$V_{aref}, V_{bref}, V_{cref}$: Les tensions de références

V_d, V_q : Tension des axes d et q

V_a, V_b, V_c : Tensions de phases statoriques

U_{ab}, U_{ca}, U_{bc} : Tensions composées

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Tensions simples

$[V_s]$: Vecteur des tensions statoriques

$[i_{abc}]_s$: Vecteur courants statoriques

$[i_s]$: Vecteur des courants statoriques

I_d, I_q : Courant des axes d et q

I_a, I_b, I_c : Courants de phases statoriques

i_f : Courant équivalent de l'aimant permanent

$[\varphi_{abc}]_s$: Vecteur flux statoriques

$[\varphi_{f,abc}]_s$: Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique

φ_d, φ_q : Flux des axes d et q

$[\Phi_s]$: Vecteur des flux statoriques

$[\Phi_{sf}]$ Représente le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les 3 trois phases a, b, c

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques

R_s : Résistance d'une phase statorique

J : Le moment d'inertie total ramené sur l'arbre du moteur

f : Le coefficient de frottement visqueux

f_r : Coefficient de frottement

C_{em} : Le couple électromagnétique délivré par le moteur

C_r : Le couple résistant appliqué sur l'arbre du moteur

d : Indice de l'axe direct de Park

q : Indice de l'axe en quadrature de Park

o : Indice de l'axe homopolaire

$p(t)$: Puissance

$[P(\theta)]$: Matrice de transformation de Park

$[P(\theta)]^{-1}$: Matrice inverse de Park

$[R]$: Matrice de passage (α, β) au (d, q)

m : L'indice de modulation

f_p : La fréquence de modulation

f : La fréquence de référence

r : Le coefficient de réglage en tension

V_m : La tension de référence

V_{pm} : La valeur crête de l'onde de modulation

EKF : Filtre de Kalman étendu

$W(k)$: Vecteur de bruit d'état

$V(k)$: Vecteur de bruit de mesure

$S(\Omega)$: La surface de glissement

$\dot{S}(\Omega)$: Dérivé de la surface de glissement

$x(t)$: Vecteur d'état de dimension n

$y(t)$: Vecteur de sortie (La mesure)

$u(t)$: Vecteur d'entrée (La commande)

U_n : Commande non linéaire (stabilisante)

U_{eq} : Commande équivalente

K : Un gain positif

$e(x)$: L'écart de la variable à régler

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande

$V(x)$: Fonction de Lyapunov

$\dot{V}(x)$: Dérivé de la Fonction de Lyapunov

K : Gain positif

K_e : Constant de force contre magnétomotrice

$\lambda_0, \gamma_0, \eta_0, e$: Des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références

OMG : Observateur à Mode Glissant

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

$\hat{I}$: Estimation de I

$\hat{\theta}$: Estimation de θ

$\hat{\omega}$: Estimation de ω

SMC: Sliding Mode Control

Résumé

La machine synchrone à aimant permanent (MSAP) occupe une large utilisation dans le milieu industriel à cause de son rendement important.

Ce travail présente une application de la commande à structure variable par mode glissant d'ordre complet, On commence par l'utilisation de la commande par mode glissant classique de la MSAP, où on a remarqué bien l'apparition du phénomène du broutement au niveau des signaux des courants et de couple puis, et avec l'introduction de la commande par mode glissant d'ordre complet.

Sa densité de couple, son couple de sortie régulier, sa petite taille.

La commande à structure variable par mode glissant avec sa robustesse et demandée pour la commande de la MSAP avec le besoin de connaître les valeurs de vitesse et position angulaires, et de préférence sans l'aide de capteur mécanique.

Les techniques sans capteurs extraient habituellement les informations sur l'angle du rotor et la vitesse de rotation à partir des quantités électriques mesurées, telles que les tensions et les courants statoriques. L'observateur par mode glissant un des méthodes utilisées pour ce but.

Mots clés :

MSAP, Onduleur de tension MLI, La commande avec capteurs mécaniques, Commande sans capteur de vitesse, Commande à structure variable (mode glissant), Observateur mode glissant.

ملخص

تستخدم آلة المغناطيس الدائم المتزامن (MSAP) على نطاق واسع في البيئة الصناعية بسبب كفاءتها العالية. يقدم هذا العمل تطبيقاً للتحكم في الهيكل المتغير بواسطة وضع الانزلاق الكامل، ونبدأ باستخدام الوضع المنزلق الكلاسيكي للتحكم ل MSAP، حيث لاحظنا ظهور ظاهرة التصفح على مستوى إشارات التيارات وعزم الدوران حينها، ومع إدخال التحكم عن طريق الانزلاق للترتيب الكامل. كثافة عزم الدوران ، عزم الدوران إنتاجه العادي ، حجمه صغر. يتم التحكم في الهيكل المتغير عن طريق وضع الانزلاق مع متانته و مطلوب للتحكم في MSAP مع الحاجة إلى معرفة قيم السرعة و الموقع الزاوية والموضع ، ويفضل دون مساعدة من الاستشعار الميكانيكي. عادة ما تستخرج التقنيات بدون مستشعر معلومات عن زاوية الدوار وسرعة الدوران من الكميات الكهربائية المقاسة ، مثل الجهد و التيارات الثابتة. المراقب عن طريق نمط الانزلاق إحد الطريق المستخدمة لهذا الغرض.

الكلمات الرئيسية :

MSAP, عاكس الجهد MLI, التحكم باستخدام أجهزة الاستشعار الميكانيكية ، التحكم بدون مستشعر السرعة ، التحكم في الهيكل المتغير (الوضع المنزلق) ، مراقب وضع الشرائح

Summary

The Synchronous Permanent Magnet Machine (MSAP) is widely used in industry because of its high efficiency.

This work presents an application of the variable structure control by full order sliding mode, We begin with the use of the classic sliding mode control of the MSAP, where we have noticed the appearance of the phenomenon of the grazing at the level of the signals of currents and torque then, and with the introduction of the control by sliding mode of complete order.

Its torque density, its regular output torque, its small size.

The variable structure control by sliding mode with its robustness and requested for the control of the MSAP with the need to know the values of speed and angular position, and preferably without the help of mechanical sensor.

Techniques without sensors usually extract information on rotor angle and rotation speed from measured electrical quantities, such as voltages and stator currents. The observer by sliding mode one of the methods used for this purpose.

Keywords :

MSAP, MLI Voltage UPS, Control with Mechanical Sensors, Control without Speed Sensor, Variable Structure Control (Slide Mode), Slide Mode Observer.

Introduction Générale

Introduction Générale

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont très recommandés dans le monde industriel.

Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu.

Ainsi, leur construction est plus simple puisqu'ils n'ont pas de commutateurs mécaniques.

Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite les entretiens permanents.

Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite.

Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [1].

Grâce aux qualités techniques précédentes, on s'est intéressé beaucoup au MSAP en robotique, système de traction, technologie spatiale et dans des applications domestiques [2].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle.

Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques.

Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine.

La commande à structure variable (CSV) qui est, -par sa nature- une commande non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (En anglais *chattering*) [3].

La commande sans capteurs de vitesse et de position est devenue un axe de recherche et de développement intensif.

Les chercheurs veulent éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces derniers dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. Elle peut aussi dégrader les performances de la régulation.

Pour ces raisons, la suppression de ces capteurs est indispensable.

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de quatre chapitres :

- Le premier chapitre, traite des généralités sur les aimants permanents et les machines synchrones à aimants permanents, et les avantages et les inconvénients des machines synchrones à aimants permanents, et leurs domaines d'application, et nous présenterons, l'équation fondamentale de la mécanique et le couple électromagnétique et le modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans le repère (d,q) , en appliquant la transformation de Park au système d'équations

Nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur –machine.

On présentera le principe de l'onduleur de tension commandée par la technique MLI, et à la fin de ce chapitre on va simuler la MSAP seul et l'association convertisseur –MSAP.

- Ensuite la deuxième partie fera l'objet du principe de la commande avec capteurs mécaniques et leurs rôles dans l'estimation de la position et de la vitesse du rotor
- Le troisième chapitre sera consacré à l'application de la commande par mode glissement classique d'ordre un à la MSAP, on a utilisé la stratégie à trois surfaces, l'une pour la vitesse et les deux autres pour les courants, et à la fin de ce chapitre on simulera la commande par mode glissant de la MSAP dans des conditions à vide et en charge.
- Dans le dernier chapitre, on présentera quelques techniques de commande sans capteur de vitesse. D'autre part un observateur par mode glissant d'ordre complet sera conçu, afin d'estimer l'état de la machine. Cela permettra, d'éviter l'utilisation du capteur de vitesse.

Entre autres, la stabilité globale du système complet sera discutée à travers des résultats de simulation, et des conclusions seront avancées quant à la précision et la robustesse de la commande de vitesse sans capteur.

Finalement une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

Chapitre I

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent

I.1. Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [4].

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines-outils). Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient [19-20].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de moteur, beaucoup davantage, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé [19-21].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique.

I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement le champ magnétique rotorique est génère soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques. On note :

$$\omega_r = \frac{\omega}{p} \quad (I.1)$$

I.2.1. Le stator

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de 120° électriques dans l'espace. Lorsqu' on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [5]. On note :

ω : La pulsation des courants statoriques [rad/s]

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

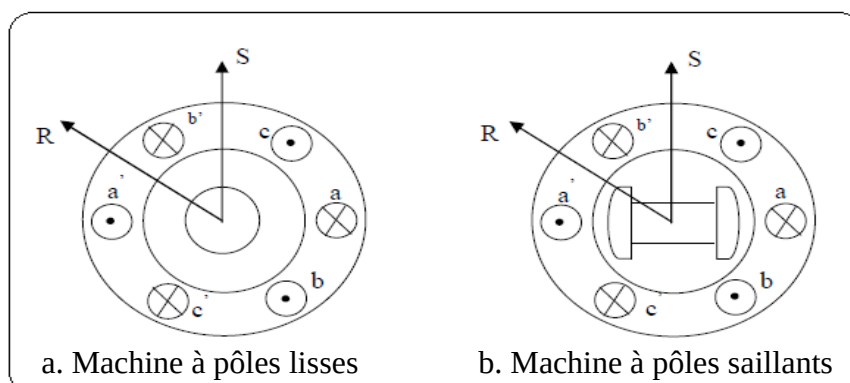
Ω : La vitesse de rotation de la machine [rad/s]

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (I.2)$$

I.2.2. Différentes structures du rotor

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses (figure I.1.a), ou à pôles saillants (Figure1.1. b).

Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe L_d dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) L_q .



1-Figure (I.1) : Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.

Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans les systèmes d'entraînement se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5MW à 50MW). Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction. On peut aussi rencontrer des applications de fortes puissances de

ces machines avec les cyclos convertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle [7].

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.

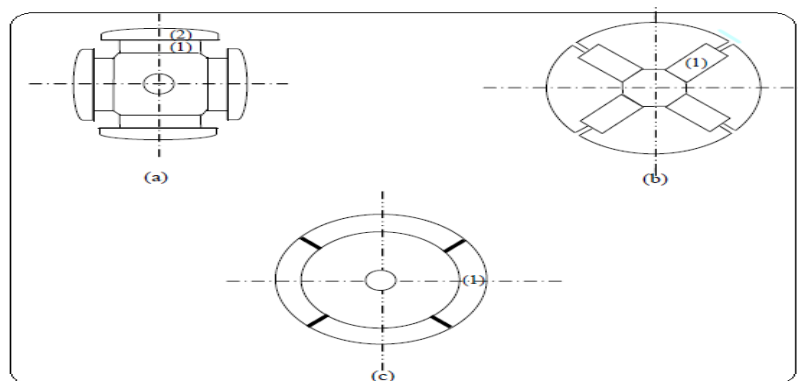
Le rotor possède différentes configurations [8], [17], La figure 1.2 montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles

Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure I.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 tangentielllement comme le montre la figure I.2.b.

* Enfin la figure I.2.c représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale. A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à l'inductance L_q sur l'axe en quadrature.

Par contre, elles sont différentes dans les autres ça



2-Figure (I.2) : 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

I.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) [9], C'est

ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [10] :

- 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.

I.4. Avantages et inconvénients de la MSAP

I.4.1. Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [11-16] :

- 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 balais, 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.

I.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.

I.5. Modélisation 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

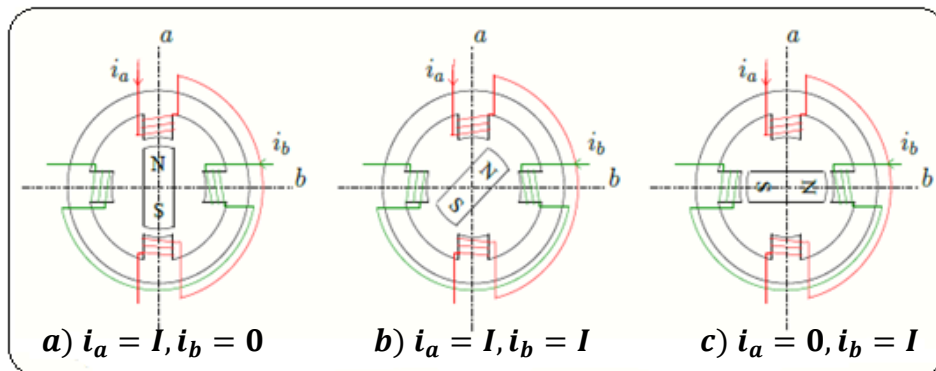
nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement.

L'établissement des équations du modèle repose sur les hypothèses habituelles suivantes [6]:

- 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

I.6. Principe de fonctionnement de la MSAP



3-Figure (I.3) : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants, La Figure (I.3) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés, La présence de courants dans les phases oriente le rotor.

On définit un “pas” élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$ Ceci correspond au passage de la Figure (I.3.a) à la Figure (I.3.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.3.b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure

I.6.1. Notations

Les phases du stator et l'aimant permanent sont représentés par leurs axes. Les phases statoriques seront indiquées par a, b et c. Le flux du rotor sera désigné par ϕ .

- L_{sa}, L_{sb} et L_{sc} : Les inductances propres respectivement des phases a, b, c
- $M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}$ et M_{bc} : Les inductances mutuelles respectivement des phases a, b, c
- L_{sf} : Inductance équivalente de l'aimant permanent
- i_f : Courant équivalent de l'aimant permanent
- i_{is} : Inductance de fuite
- L_{os} : Terme constant de l'inductance propre d'une phase du stator
- L_{2s} : Amplitude du premier harmonique de l'inductance propre d'une phase
- R_s : Résistance d'une phase statorique

- N_p : Nombre de paire de pôles
- θ_m : Position mécanique réelle du rotor
- $\Omega = \frac{d\theta_m}{dt}$: Vitesse angulaire mécanique réelle du rotor
- θ_r : Position électrique du rotor $\theta_r = N_p \theta_m$
- $\omega_m = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse angulaire électrique du rotor.

I.6.2. Equations électriques d'une machine synchrone à aimants

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone dans un repère fixe lié au stator (a, b, c) s'écrivent sous la forme suivante :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.3)$$

avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

- $[V_s]$: Vecteur des tensions statoriques
- $[i_s]$: Vecteur des courants statoriques
- $[\Phi_s]$: Vecteur des flux statoriques
- $[R_s]$: Matrice des résistances statoriques.

Les flux totalisés $[\Phi_s]$ des phases statoriques s'écrivent dans le repère lié au stator sous la forme matricielle suivante :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [\Phi_{sf}] \quad (I.5)$$

Avec

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} \text{ et } [\Phi_{sf}] = [L_{sf}] i_f = \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix} i_f \quad (I.6)$$

où

$$[\Phi_{sf}] = [\Phi_{af} \quad \Phi_{bf} \quad \Phi_{cf}]^T \quad (I.7)$$

Représente le vecteur de projection du flux de l'aimant permanent sur les 3 trois phases a, b, c

$[L_{sf}]$ Correspond à la matrice des inductances mutuelles stator aimants, et L_f est la valeur maximale ces Inductances mutuelles, $[L_{ss}]$ est la matrice des inductances statoriques.

D'après les équations des flux, nous pouvons remarquer la non- linéarité du modèle du moteur synchrone à aimants, qui est due au couplage entre les grandeurs statorique et rotorique. En effet, le principe de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents par orientation du flux rotorique, consiste à découpler les grandeurs électriques du moteur afin de disposer de variables de contrôle indépendantes [18], [22], [24].

La matrice des inductances mutuelles entre les phases statoriques et les aimants permanents dépend de la position angulaire électrique θ_r du rotor :

$$[L_{sf}] = L_f i_f \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

D'après la figure (I.4), la forme matricielle des inductances statoriques en fonction de la position du rotor θ_r est donnée par la forme suivante :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_{ls} + L_{os} + L_{2s} \cos(2\theta_r) & -\frac{L_{os}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{os}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_{os}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & l_{ls} + L_{os} + L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{os}}{2} + L_{2s} \cos(2\theta_r) \\ -\frac{L_{os}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{os}}{2} - L_{2s} \cos(2\theta_r) & l_{ls} + L_{os} + L_{2s} \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Pour l'étude du fonctionnement de la machine dans tous les régimes, nous allons utiliser le système d'équations électriques suivant :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d\{[L_{ss}][i_s]\}}{dt} + \frac{d\{[L_{sf}]i_f\}}{dt} \quad (I.10)$$

Il est possible d'aboutir à l'expression des tensions en fonction des courants, flux et vitesse :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d[i_s]}{dt} + \omega_r \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} [i_s] + \omega_r \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta_r} \quad (I.11)$$

A partir des équations précédentes, nous remarquons que l'étude du système est assez difficile vu le nombre d'équations différentielles à coefficients variables. Pour résoudre ce problème, nous allons utiliser des transformations mathématiques (Park et Clark), qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Ainsi, nous allons présenter la modélisation de la MSAP dans un repère lié au rotor, puis au stator en utilisant respectivement la transformation de Park et de Clark.

I.6.3. Equation mécanique

Si on néglige le frottement sec, le couple électromagnétique fourni est d'un part transmis à la charge et d'autre part sert à l'accélération du moteur et à la compensation du frottement visqueux. Selon la loi de mouvement de Newton, l'équation fondamentale de la mécanique régissant un corps en mouvement est :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_s \omega_r \quad (I.12)$$

Où $\omega_r = N_p \Omega$ avec :

J : le moment d'inertie total ramené sur l'arbre du moteur

ω_r : Vitesse angulaire mécanique du rotor

f_s : le coefficient de frottement visqueux

C_{em} : le couple électromagnétique délivré par le moteur

C_r : le couple résistant appliqué sur l'arbre du moteur

Dans notre cas, la charge est constituée de l'inertie entraînée et du frottement visqueux.

I.6.4. Couple électromagnétique de la MSAP

D'une façon générale, le couple électromagnétique délivré par la machine, obtenu à partir de la dérivée de l'énergie mécanique par rapport à la position électrique du rotor, est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} N_p \left[\frac{1}{2} [i_s]^T \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} [i_s] + [i_s]^T \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta_r} \right] \quad (I.13)$$

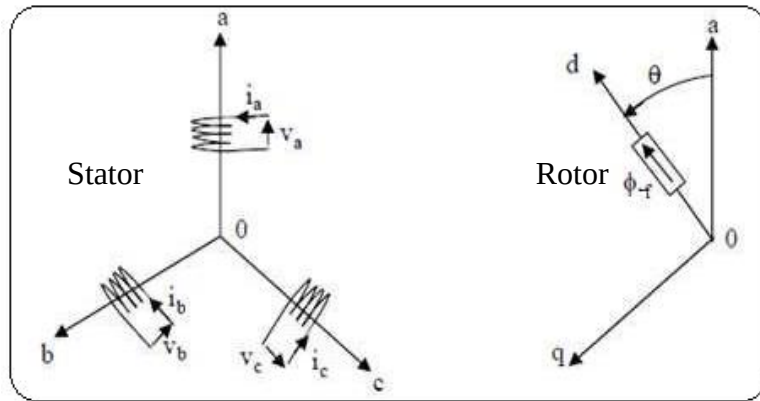
En faisant apparaître les grandeurs statoriques et rotoriques dans l'équation (I.13) et après simplification, on aboutit à la formule du couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} N_p \left[\frac{1}{2} [i_s]^T \frac{d[L_{ss}]}{d\theta_r} [i_s] + [i_s]^T \frac{d[L_{sf}]}{d\theta_r} i_f \right] \quad (I.14)$$

Dans ce qui suit nous allons développer l'expression du couple électromagnétique dans un repère lié au rotor.

I.6.5. Mise en équations du modèle de la MSAP

La figure (I.4) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :



4-Figure (I.4) : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique [4], [14]. Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

- Equations électriques :

$$[V_{abc}]_s = [R_s][i_{abc}]_s + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}]_s \quad (I.15)$$

Équations magnétiques :

$$[\varphi_{abc}]_s = [L_s][i_{abc}]_s + \frac{d}{dt} [\varphi_{f,abc}]_s \quad (I.16)$$

Où :

$$[V_{abc}]_s = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T \quad : \text{Vecteur tensions statoriques.}$$

$$[i_{abc}]_s = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques.}$$

$$[\varphi_{abc}]_s = [\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T \quad : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

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

$$[\varphi_{f,abc}]_s = [\varphi_{af} \quad \varphi_{bf} \quad \varphi_{cf}]^T : \text{Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.}$$

on désigne par :

$[L_s]$: Matrice d'inductances statorique. Elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{s0}]$ et des termes variables dépendant de θ , que nous regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$:

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (I.17)$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}, [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) & \cos(2(\theta - \frac{4\pi}{3})) \\ \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) & \cos(2(\theta - \frac{4\pi}{3})) & \cos(2\theta) \\ \cos(2(\theta - \frac{4\pi}{3})) & \cos(2\theta) & \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix}$$

Où :

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statoriques

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

La dernière relation importante complétant le modèle de la MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \quad (I.18)$$

Avec :

J : Moment d'inertie de la partie tournante

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor

C_e : Couple électromagnétique de la machine

C_r : Couple résistant, ou de charge

f_r : Coefficient de frottement.

I.6.6. Equation de la machine dans le repère de Park (d, q)

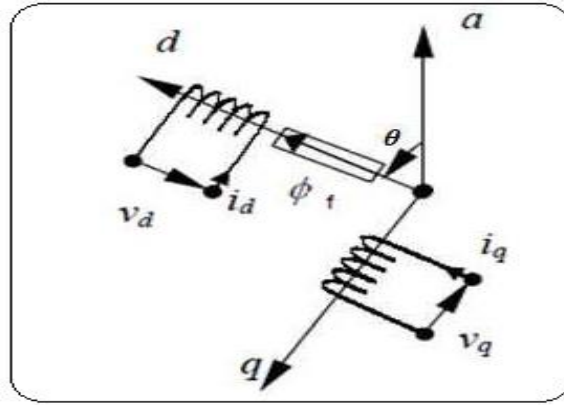
Les équations obtenues dans le repère (a, b, c) sont fortement non-linéaires et couplées.

Elles sont fonctions de la position du rotor θ .

Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système.

Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park. Cette transformation, appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements des phases du système réel (a, b, c) en enroulements orthogonaux d'axes (d, q) tournant à une vitesse par rapport au stator (figure I.5).

Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse [23].



5-Figure (I.5) : Représentation équivalente dans le repère de Park.

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (I.19)$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor. Les termes X_d , X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables sratoriques (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation $[P(\theta)]$ est donnée par :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Où correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

Dont la matrice inverse a pour forme :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Avec $\theta = \theta_s$ pour le stator et $\theta = \theta_r$ pour le rotor.

Le moteur est supposé être connecté en étoile et forme donc un système équilibré

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (I.22)$$

Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (I.20) est nulle.

I.6.7. Passage du repère d q au repère $\alpha \beta$

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation [20]:

$$[X_{\alpha\beta}] = [R][X_{dq}] \quad (I.23)$$

Avec:

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

I.6.8. Application de la transformation de Park à la MSAP

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifié de la machine synchrone, où les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} - \omega \varphi_d \end{cases} \quad (I.25)$$

et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (I.26)$$

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système (I.25) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega (L_d i_d \varphi_f) \end{cases} \quad (I.27)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de l'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor comme suit :

$$C_{em} = \frac{dw_e}{d\theta_{geo}} = p \frac{dw_e}{d\theta} \quad (I.28)$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$p(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (I.29)$$

En remplaçant V_d, V_q par leurs expressions on aura :

$$p(t) = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) + \frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q + \frac{d\theta}{dt} + (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (I.30)$$

- $\frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$: représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator
- $\left(\frac{d\varphi_d}{dt} i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} i_q \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator
- $(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (I.31)$$

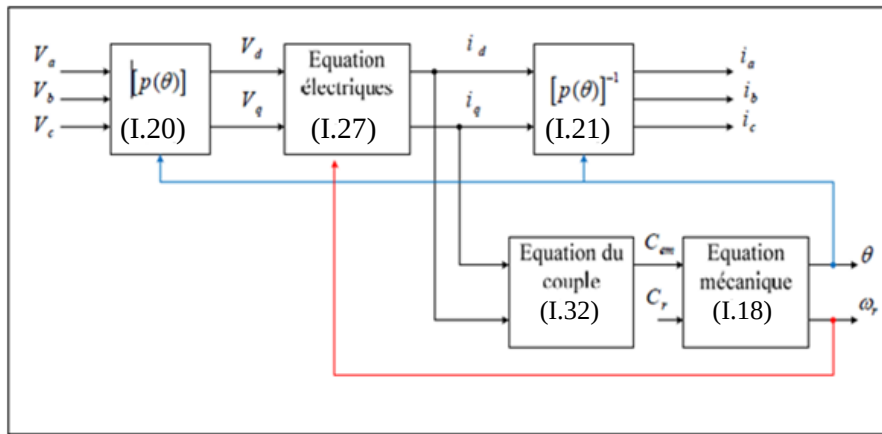
Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (I.32)$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \varphi_f] \quad (I.33)$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la Figure (1.6)

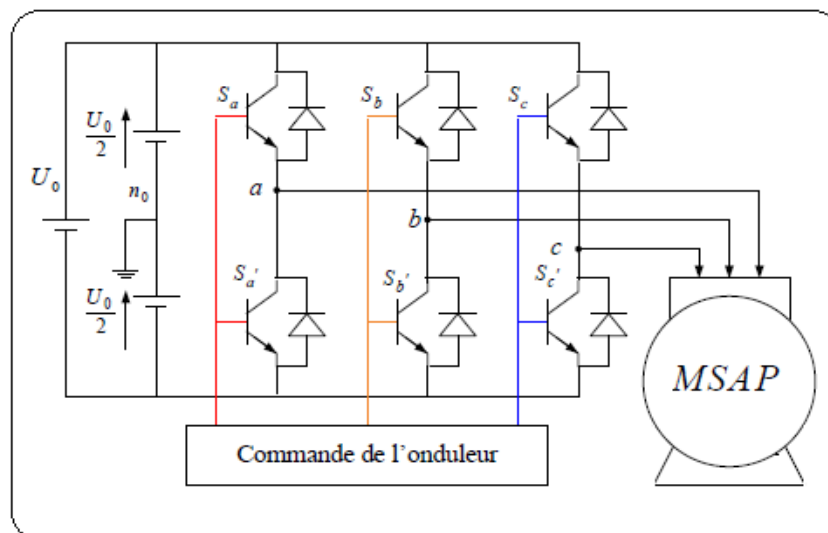


6-Figure (I.6) : Schéma fonctionnel du modèle de Park

I.7. Modélisation de l'association convertisseur-MSAP

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé.

La figure (I.7) illustre le schéma de principe de cette association convertisseur-MSAP.



7-Figure (I.7): Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours.....etc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [4] [25-27].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source :
 - ✓ Onduleurs de tension,

✓ Onduleurs de courant.

- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.)
- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc...)

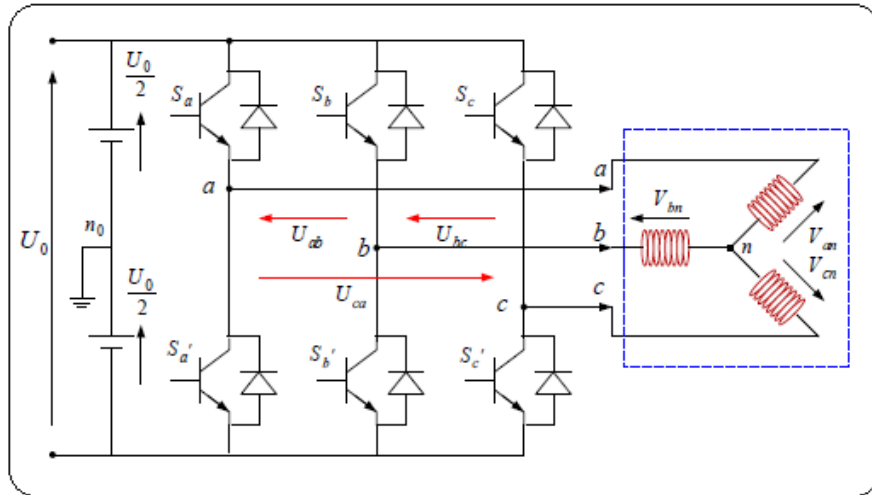
I.7.1. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux

Pour modéliser l'onduleur de tension (Figure (1.8)) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à $V_{dc} = \frac{U_0}{2}$ (I.34)

Connectés entre eux par un point noté n_0 .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an}, V_{bn}, V_{cn} l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i ($i = a, b, c$). On appelle T_i et T_i' les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

- Si $S_i = +1$ Alors T_i est passant et T_i' est ouvert
- Si $S_i = -1$ Alors T_i est ouvert et T_i' est passant



8-Figure (1.8) : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions V_{in0} en fonction des signaux de commande S_i ($i = a, b, c$) et en tenant compte du point fictif n_0 représenter sur la figure.1.8.

$$V_{in0} = S_i V_{dc} \quad (I.35)$$

Soit " n ", le point neutre du côté alternatif (MASP), alors les trois tensions composées :

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} Sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (I.36)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ($V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$), on aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (I.37)$$

En faisant apparaître le point " n_0 ", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (I.38)$$

En remplaçant (1-22) dans (1-21) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{bmatrix} \quad (I.39)$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} - V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} - V_{nn0} \end{cases} \quad (I.40)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et n_0 :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (I.41)$$

L'utilisation de l'expression (1-35) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal possible, à cet effet, différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques $S_i(a, b, c)$

Dans notre travail, on a appliqué deux techniques pour la commande de l'onduleur :

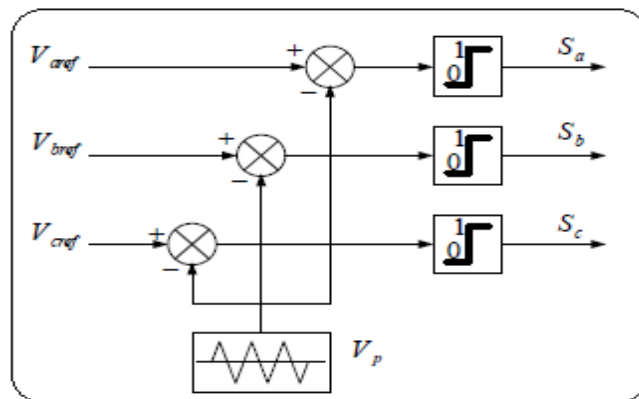
- La technique de commande par MLI sinus-triangle,
- La stratégie de commande par MLI vectorielle (SVM).

I.8. Commande par modulation sinus-triangle

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (I.9).



9-Figure (I.9) : Schéma de principe de MLI sinus_triangle

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

Si $V_{iref} \geq V_p \Rightarrow S_i = 1$ Sinon $S_i = 0, i = a, b, c$

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{aref} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{bref} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cref} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.43)$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

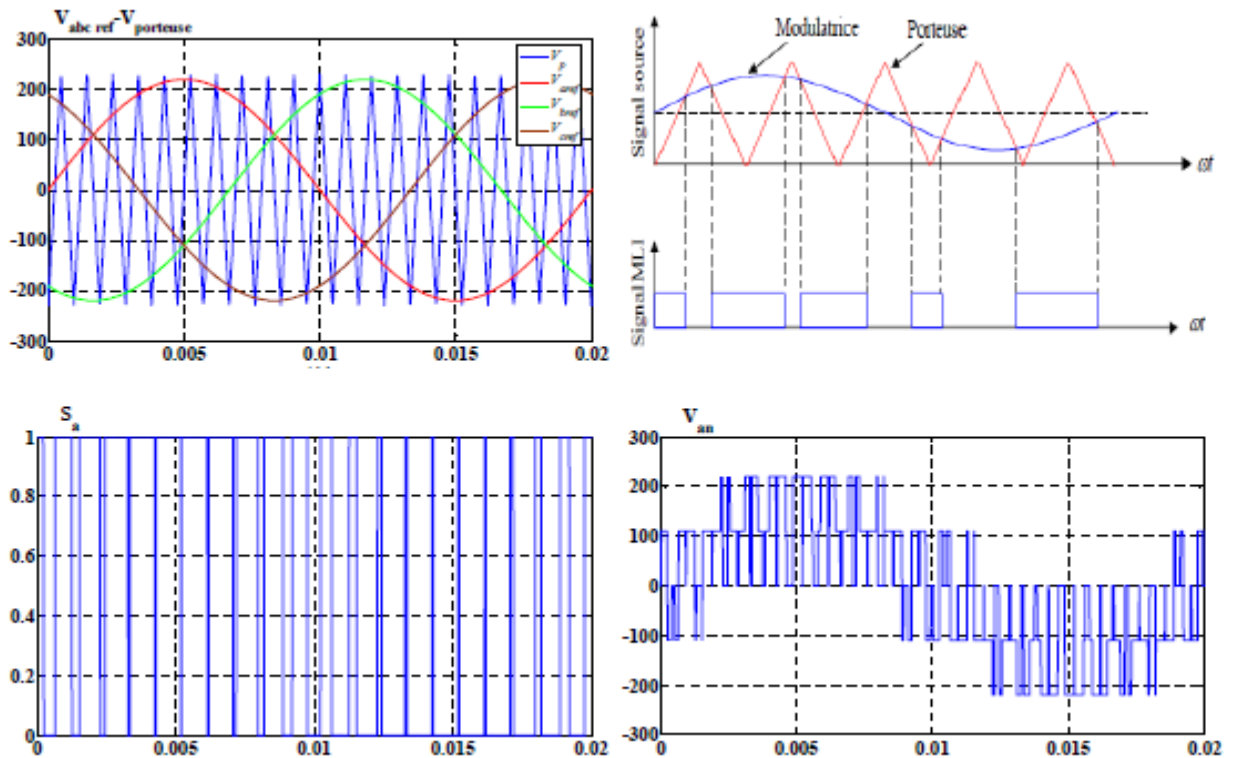
$$\begin{cases} V_{pm} \left(4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right) & \text{Si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 1 \right) & \text{Si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (I.44)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation p sur la fréquence de référence f , ($m = f_p / f$),
- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de

Référence V_m à la valeur crête de l'onde de modulation V_{pm} , ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

La figure (I.10) représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.95$ et $m = 21$.

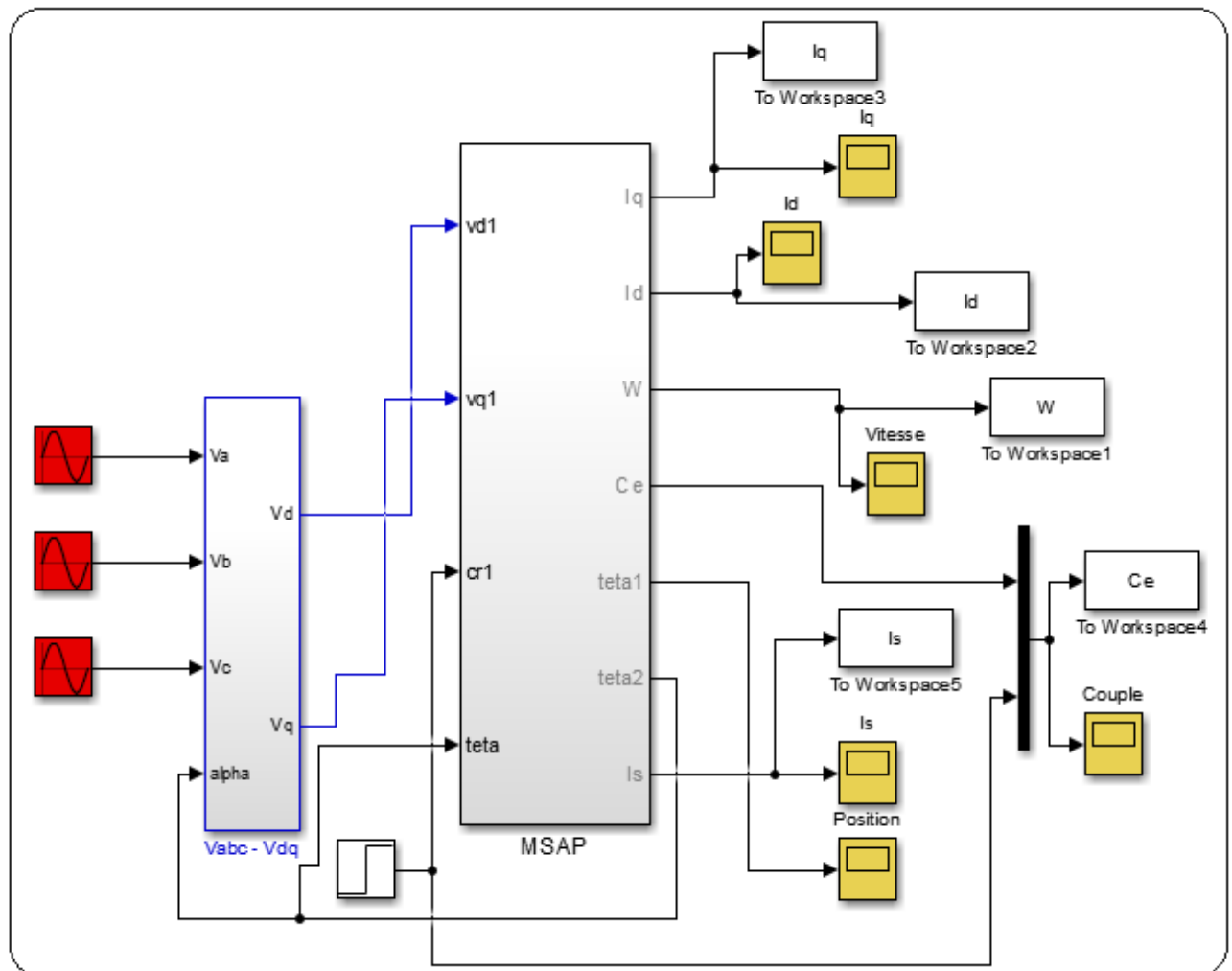


10-Figure (I.10) : Principe de la commande par M.L.I sinus_triangle.

I.9. Simulation et validation du modèle de la MSAP

Le schéma de simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe est présenté sur la figure (I.11).

La machine ne pouvant être alimentée directement du réseau 380/50Hz est synchronisée selon une méthode tel que le rapport (V/f) soit toujours gardé fixe jusqu'à la tension et la fréquence nominale du réseau.



11-Figure (I.11) : L'association Convertisseur-MSAP

I.10. La simulation du moteur synchrone à aimants permanents

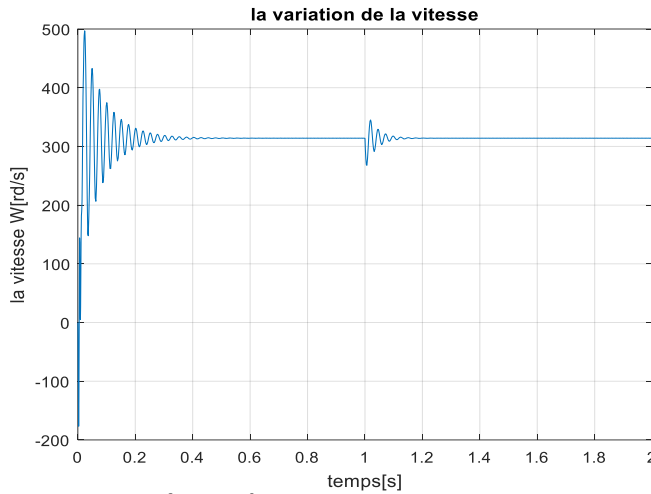
Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable.

La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

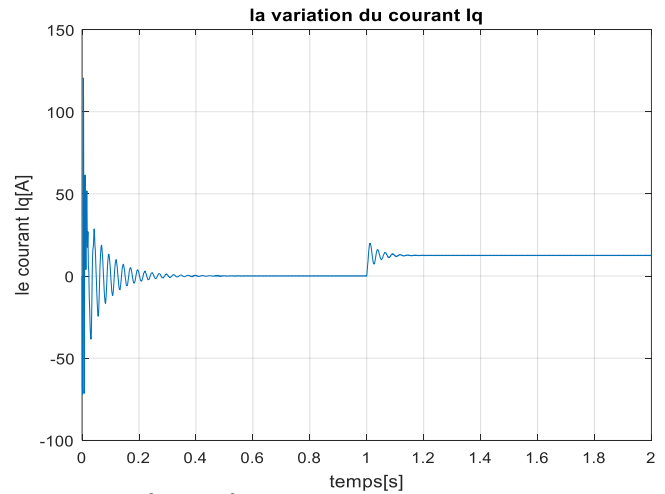
Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe A

I.10.1. Résultats de simulation de la MSAP

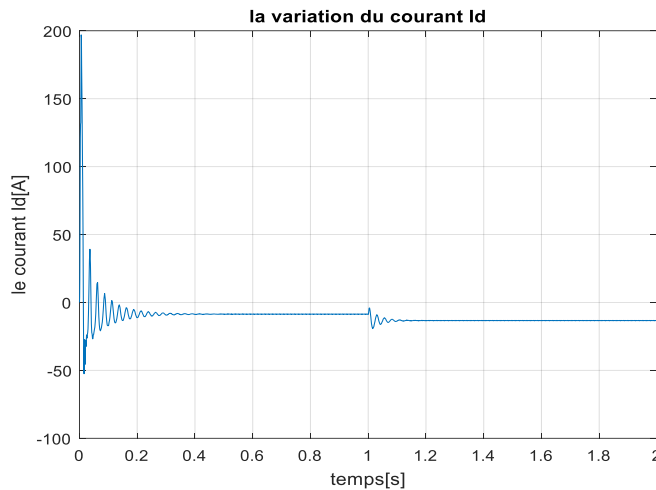
Démarrage (à vide, et en charge) : ($C_r=9.5$ N.m à $t=2$ s)



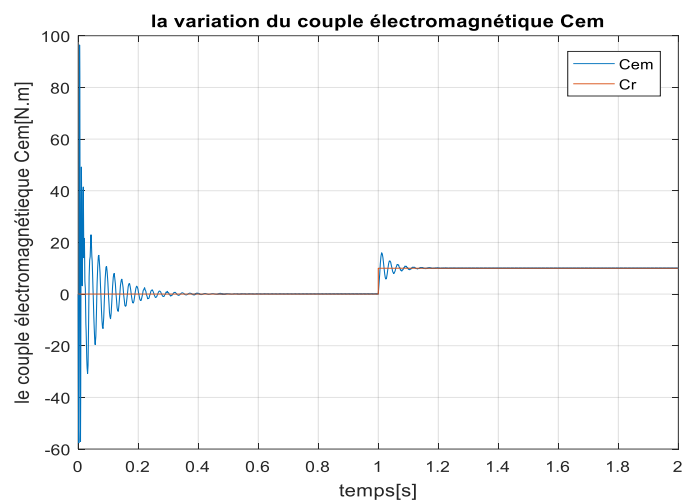
12-Figure (I.12.a): la variation de la vitesse



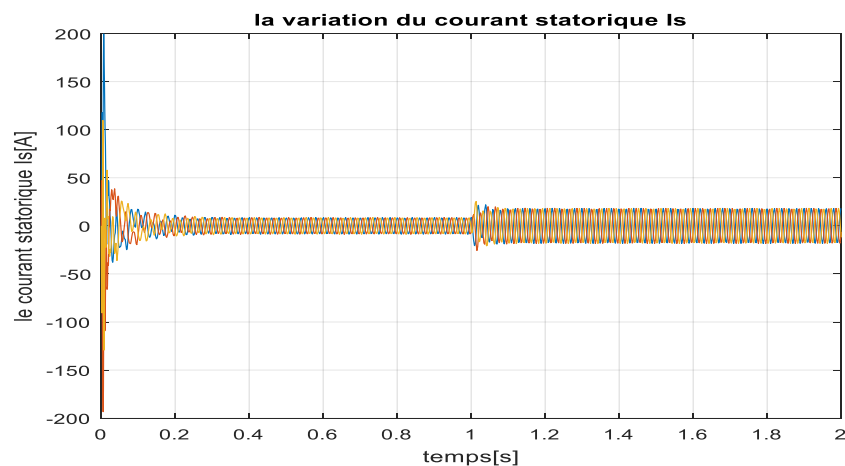
13-Figure (I.12.b): la variation du courant I_q



14- Figure (I.12.c): la variation du courant I_d



15-Figure (I.12.d): la variation du couple électromagnétique C_{em}



16-Figure (I.12.e) : la variation du courant statorique I_s

17-Figure (I.12) : Résultats de simulations du moteur synchrone à aimants permanents

I.10.2. Interprétation

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimant permanents triphasée. Il est à noter que les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe.

La vitesse atteint très rapidement le régime permanent avec un dépassement, puis en reste constante et égale à la vitesse de synchronisme jusqu'à l'application du $C_r = 9.5 \text{ N.m}$ à $t=1\text{s}$

Lors de la présence de la perturbation de charge on constate que la vitesse reste constante, c'est une propriété de la machine synchrone puisque celle-ci fonctionne toujours à la vitesse de synchronisme.

On remarque également que le couple électromagnétique répond rapidement à la demande de la charge.

Ces résultats montrent la très faible inertie du MSAP, une très bonne maîtrise du couple et un fonctionnement avec une vitesse stable au synchronisme même en présence de charge

I.11. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle.

Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des MLI les plus connues.

Les résultats obtenus après simulation numérique sous MATLAB nous ont permis d'analyser le comportement dynamique de la MSAP à vide et en charge.

Dans le chapitre suivant, on va étudier de la technique d'estimation de vitesse et position de la MSAP.

Chapitre II

Techniques d'estimation de vitesse et position de la MSAP

II.1. Introduction

La commande de la MSAP nécessite une bonne information sur les valeurs de vitesse et position , ou on a besoin d'utiliser des capteurs qui sont généralement coûteux et fragiles, ce qui nous oblige de trouver de solution pour les remplacer actuellement, et avec les progrès des calculateurs numériques il y a tendance à remplacer ces capteurs par des observateurs qui transforment les signaux de courants et de tensions en information concernant d'autres variables du moteur telle que la vitesse [33].

On trouve maintenant dans la littérature de nombreuses méthodes de commande sans capteurs mécaniques. Ces dernières années, de nombreuse recherche ont été consacrées au développement des observateurs et les plus importants sont du type ; observateurs par mode glissant, l'observateur de Luenberger, Filtre de Kalman, etc....

Pour toutes ces raisons, on à recours à la théorie d'observateurs et d'estimateurs.

Nombreux sont les observateurs proposés dans la littérature pour la MSAP.

Par conséquent, on présente dans ce chapitre les différentes méthodes de commande sans capteur mécanique.

II.2. Concepts d'estimateur et d'observateur

II.2.1. Estimateurs

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique).

La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours du fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations.

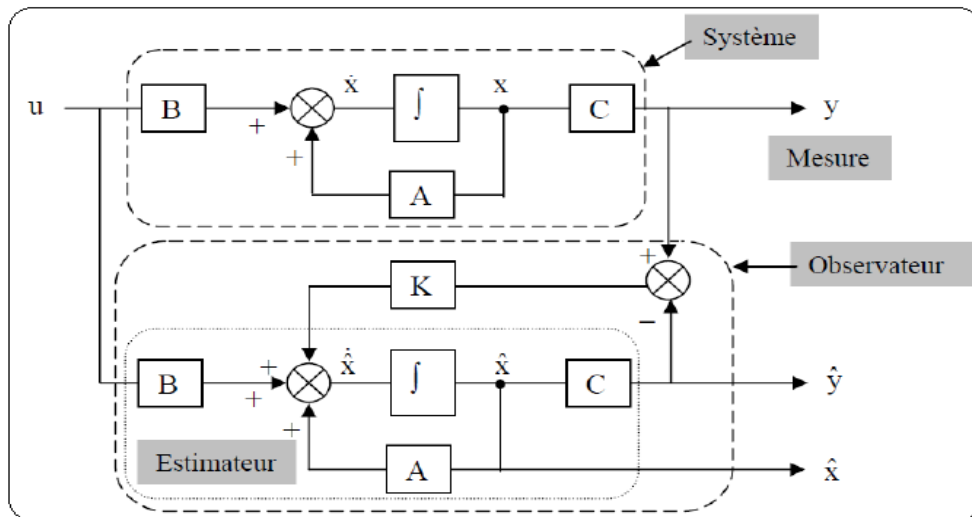
Un tel estimateur est représenté sur la figure II.1 [23], [31].

Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur.

Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur au travers d'une matrice de gain de correction, c'est ce qu'on entend par observateur.

II.2.2. Observateurs

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur Figure (II.1) [23], [31].



18-Figure (II.1) : Schéma bloc d'un observateur

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure ci-dessus, 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).

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante [32] :

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\varepsilon \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (II.2) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite.

II.2.3. Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et enfin de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit). En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [33], [31].

II.2.4. Observateurs pour les systèmes linéaires

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A " du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

II.2.5. Observateurs pour les systèmes non linéaires

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour pallier cette difficulté. On peut citer par exemple :

- Des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapunov.
- Des observateurs à structure variables (modes glissants).
- Des observateurs à grand gain.

En fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs peuvent être classés en deux familles [32].

II.2.6. Observateurs d'ordre complet

Les observateurs d'ordre complet (4 pour la machine symétrique) qui donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite un temps d'exécution relativement long.

II.2.7. Observateurs d'ordre réduit

Les observateurs d'ordre réduit (deux 2 pour la machine symétrique) obtenus en ne considérant que les équations décrivant les modes non mesurables, qui donnent des informations sur les deux variables d'état.

Ce type d'observateurs nécessite moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet en fin, en fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [34]

- Observateurs de type déterministes
- Observateurs de type stochastique

II.3. Méthode de commande sans capteur mécanique

Cette partie est consacrée à l'exposé de deux stratégies de base utilisées pour l'estimation de la vitesse ainsi

que leurs limites d'utilisation.

II.3.1. Méthodes sans modèle

II.3.2. Estimation de la vitesse à partir des saillances magnétiques de la machine

Cette stratégie d'estimation est basée sur la saillance magnétique de la machine due à la saturation ou à sa construction géométrique spéciale.

Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances et par conséquent la position du rotor, donc une information sur la vitesse [36].

Dans cette approche, l'estimation de vitesse peut se faire, à partir de l'analyse spectrale des harmoniques de courant. Néanmoins, cette méthode n'est valable pour certains moteurs possédant une conception spéciale, en effet, elle peut être utilisée pour les moteurs de faible saillance, et puis encore les problèmes liés aux basses vitesses persistent toujours [35].

II.3.3. Estimation basée sur l'intelligence artificielle

Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux de neurones sont tous des techniques de calcul numérique à base d'intelligence artificielle, qui est populaire dans le domaine de l'informatique. Mais, de plus en plus, des applications à base de ces nouvelles approches de calcul numérique se développent pour des applications pratiques dans les domaines de la science et de l'ingénierie. Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes. Leurs robustesses sont très bonnes même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur le système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique [36].

II.4. Méthodes avec Modèle

II.4.1. Méthodes à base d'estimateur

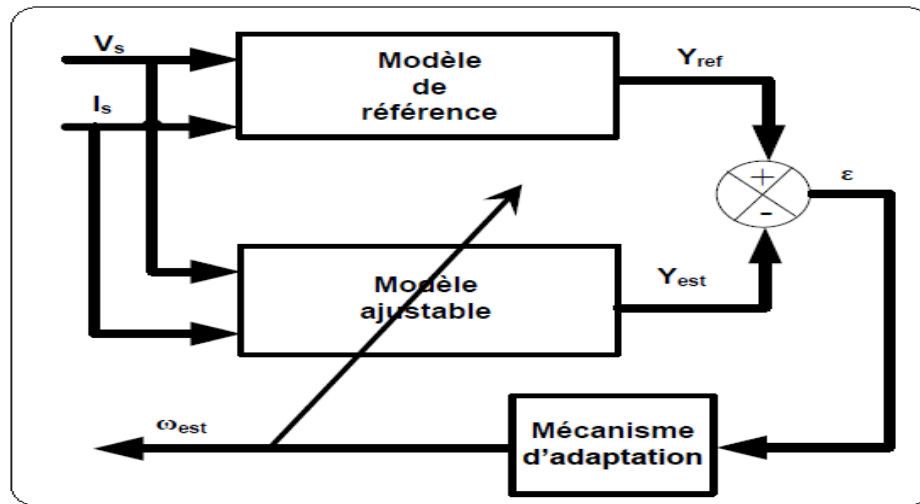
Les estimateurs connus longtemps, s'appuient sur la duplication de modèle d'état dans la partie de commande afin de reconstruire les variables internes inaccessibles sur le système réel. Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine [36], On peut aboutir à plusieurs formulations qui permettent d'estimer la vitesse. La technique utilisée pour estimer la vitesse et la position est basée sur la mesure des courants et des tensions d'alimentation de la machine [37]. Système adaptatif utilisant un modèle de référence

II.5. Estimation de la vitesse par la technique MRAS

Cette partie a pour objectif de présenter le principe général sur les Systèmes Adaptatifs avec Modèle de Référence (MRAS) ainsi que les travaux utilisant cette technique. Les résultats de simulation et d'expérimentation pour la commande d'une MSAP à pôles saillants utilisant la technique MRAS, seront

l'un des objectifs du chapitre suivant. Dans les années 1950, les systèmes adaptatifs ont connu un développement théorique et pratique relativement importants. Pour minimiser l'erreur d'estimation, le mécanisme d'adaptation agit sur certains paramètres du système ajustable, selon une stratégie fixée par ce dernier. Les spécifications des MRAS résident dans le choix du modèle choisi par l'opérateur. Sa structure est composée des deux modèles : un modèle de référence et un modèle adaptatif où s'ajustent les paramètres. Cette méthode autorise une grande rapidité d'implantation et conduit à des réalisations simples [44], [45], [46].

Le schéma de principe de l'estimation de la vitesse rotorique en utilisant la méthode MRAS, peut être représenté par la figure (II.5) [49].



19-Figure (II.2) : Schéma de principe de l'estimation de la vitesse par la technique MRAS.

La méthode MRAS a été appliquée à la MSAP dans [50] pour l'estimation de la vitesse rotorique et du courant statorique.

L'observateur MRAS permettant l'estimation de la vitesse rotorique est réalisé à partir des courants et tensions mesurés dans un référentiel lié au rotor.

Il confirme que cette méthode est assez robuste vis-à-vis des variations paramétriques du moteur.

Il présente des résultats expérimentaux pour l'estimation de la vitesse avec estimation de la position initiale et témoigne la divergence de l'observateur pour un certain point de fonctionnement.

Une autre technique proposée dans [51], [47], consiste à estimer la vitesse en utilisant la puissance réactive du stator. L'avantage de cette méthode d'estimation est l'indépendance vis-à-vis de la variation de la résistance statorique de la machine.

Par contre, il dépend seulement de l'inductance en quadrature qui subit une légère variation au cours du fonctionnement. En effet, l'estimation de la position est de bonnes performances pour un fonctionnement à vitesse nulle. Des résultats de simulations sont présentés afin de valider l'approche proposée [47].

Les travaux présentés [48], [52], sont basés sur la méthode MRAS pour estimer et identifier les paramètres électriques de la MSAP (la résistance, le flux de l'aimant et l'inductance de fuite).

Ils présentent des résultats expérimentaux (en régime permanent) effectués sur une MSAP commandée avec capteur mécanique.

Enfin, ces auteurs ont confirmé la simplicité et la robustesse de cet observateur.

Dans [54], il étudie la commande sans capteur de vitesse ou de position d'une machine synchrone, dans le but de garder les performances obtenues avec le fonctionnement avec capteur, en utilisant une estimation de la vitesse du rotor à partir du FKE puis à travers un modèle adaptatif avec modèle de référence.

Il conclut que l'utilisation de la méthode MRAS est beaucoup plus simple avec un temps d'exécution plus rapide, par contre les variables d'état estimées du système sont moins précises.

Enfin, des résultats de simulation et d'expérimentation sont présentés pour un fonctionnement à faible vitesse. Les auteurs des travaux, ici présentés, ont utilisé cette technique pour les MSAP à pôles lisses. Dans la suite de notre travail, nous développerons cette méthode pour estimer la vitesse du rotor de la MSAP à pôles saillants.

II.6. Méthodes à base d'observateur

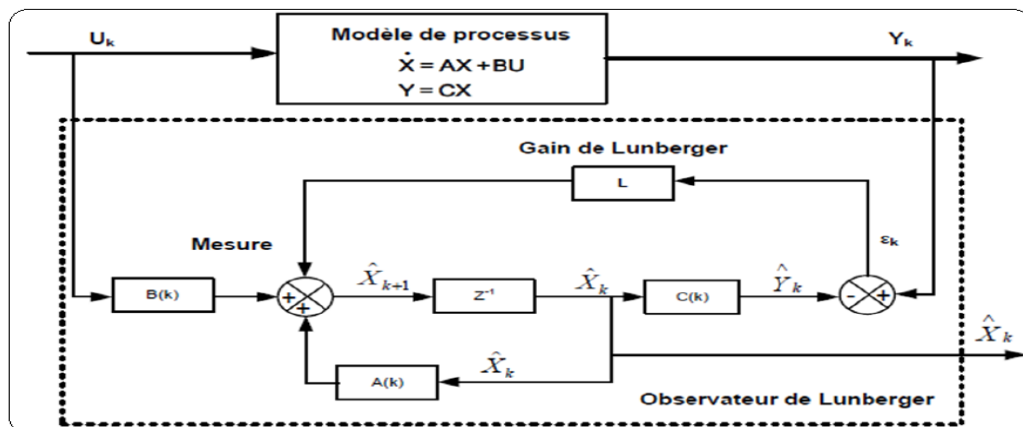
Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable. Différentes structures d'observateurs d'état, ont été proposées en littérature. Elles sont très attractives et donnent de bonnes performances dans une gamme étendue de vitesse.

II.6.1. Observateur de Luenberger

Généralement, les grandeurs nécessaires à la commande d'un système sont difficiles à mesurer et ce pour des raisons économiques ou technologiques.

Pour remédier à ce problème, Luenberger a étudié la notion d'observabilité afin de proposer son observateur pour les systèmes linéaires [39].

Ce type d'observateur est adapté aux systèmes où les mesures ne sont pas très bruitées. En plus, l'observateur de Luenberger prend en compte la nature non linéaire du modèle d'état de la machine synchrone. Dans le cas d'un système observable, on peut représenter cet observateur par la figure (II.3) ci-dessous :



20-Figure (II.3): Schéma bloc de l'observateur de Luenberger

L'observateur de Luenberger est caractérisé par sa simplicité et sa stabilité. A partir d'un choix judicieux des gains de Luenberger, il est possible d'établir une dynamique d'observation plus rapide que celle du moteur.

C'est pour cette raison que cet observateur est utilisé pour estimer la vitesse du rotor des MSAP.

II.6.2. Filtre de Kalman

Une des méthodes utilisées pour l'estimation du flux rotorique ou de la vitesse de la machine synchrone est le filtre de Kalman étendu (EKF) [38]. Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable.

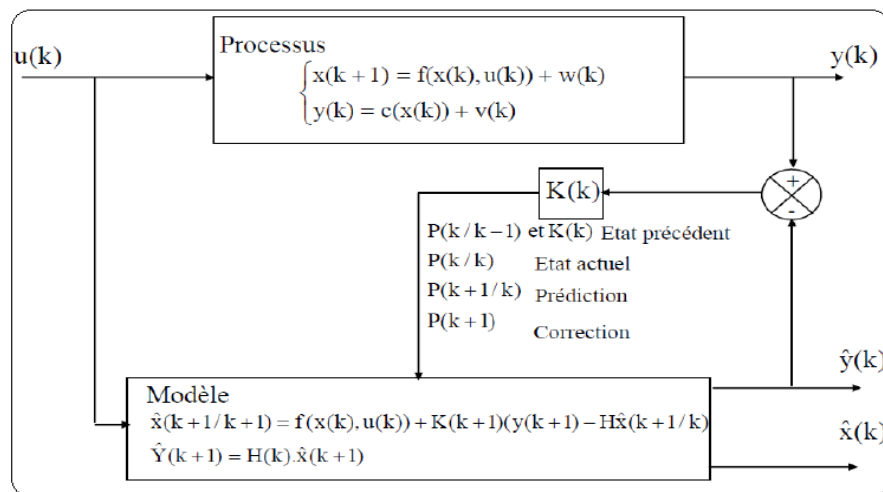
A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine synchrone (courant statoriques, flux rotorique et vitesse).

Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état, soit par un algorithme génétique.

Les bruits sont supposés blancs Gaussiens et non corrélés avec les états estimés.

Pour estimer la vitesse en appliquant le filtre de Kalman, nous rencontrons plusieurs limitations.

- Dans la pratique, les bruits dans un système onduleur - machine sont colorés, C'est pourquoi la minimisation des erreurs ne peut être garantie.
- L'observateur basé sur le filtre de Kalman ne résout pas le problème d'estimation de flux ou de vitesse rotorique dans les basses vitesses ou à l'arrêt.
- Cette méthode étant basée sur le même modèle d'observateurs de flux, elle reste sensible aux variations des paramètres
- L'algorithme du filtre de Kalman est un algorithme récursif et demande des Calculs de matrices inverses, ce qui augmente énormément le temps de calcul. [40]



21-Figure (II.4) : Le schéma de Principe du filtre de Kalman

II.6.3. Filtre de Kalman discret

Le filtre de Kalman [42] est un estimateur stochastique qui sert à estimer les états d'un système (états mesurables et non mesurables).

Le système est représenté dans l'espace d'état, en temps discret, en tenant compte des bruits de mesure W et du bruit d'état V , par le modèle suivant :

$$\begin{cases} X[k+1] = AX[k] + Bu[k] + G[k]V[k] \\ Y[k+1] = Cx[k] + W[k+1] \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Ce modèle découle de la discrétisation du modèle d'état en temps continu.

✓ Les paramètres du modèle sont :

- Les coefficients des matrices A , B , C .
- Les instants considérés, notés par les indices k , correspondent donc à un échantillonnage de période T_{ech} .
- Les bruits $V[k]$ et $W[k]$ sont des bruits blancs de valeurs moyennes nulles et de variances.

II.6.4. Filtre de Kalman Etendu

C'est un observateur d'état non linéaire en boucle fermée qui repose sur un certain nombre d'hypothèses notamment sur les bruits.

En effet, ils supposent que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux

C_i sont décorrélés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrélés des bruits de mesure [43].

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant :

$$\begin{cases} X(K+1) = F(X(K)) + U(K) + W(K) \\ Y(K) = H(X(K)) + V(K) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$W(K)$: Vecteur de bruit d'état.

$V(K)$: Vecteur de bruit de mesure.

Son principe de base est la minimisation de la variance de l'erreur d'estimation basé sur l'état, il est capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables.

L'efficacité du filtre de Kalman se traduit par une erreur d'estimation très petite pour différentes vitesses du rotor, ainsi que par l'insensibilité aux variations de la charge, pour l'asservissement de position on note aussi que les résultats sont assez bons.

✓ **Application :**

L'application du filtre Kalman sur la MSAP se fait en trois étapes :

- Modèle du moteur synchrone à aimants permanents.
- Discrétisation du modèle du moteur.
- Simulation et exécution en temps réel [43].

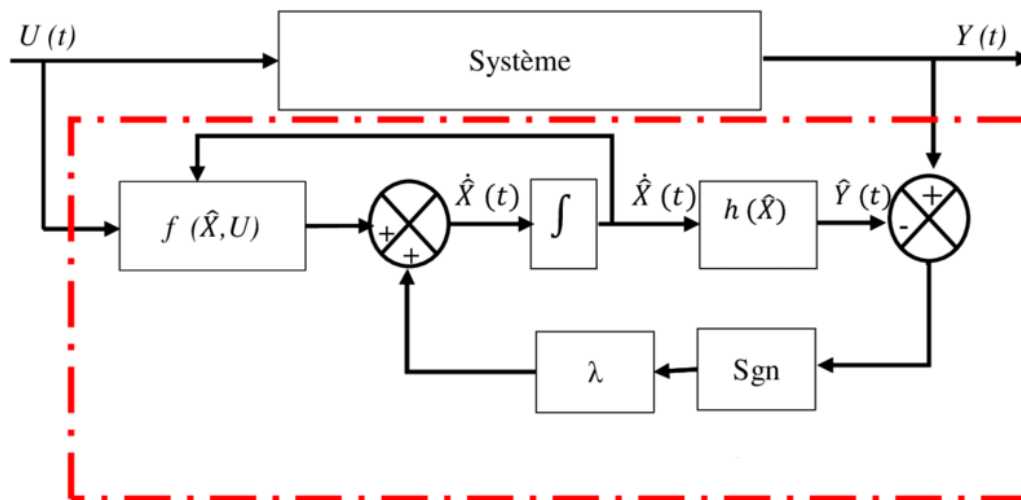
II.7. Observateur à mode glissants

Une des classes les plus connues des observateurs non linéaires robustes est celle des observateurs à modes glissants. Un observateur à modes glissants est un observateur dont le terme correcteur est une fonction "sign" discontinue. Ce type d'observateur est basé sur la théorie des systèmes à structure variable.

Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre 'n' à évoluer en temps fini sur une variable S , de dimension $(n-p)$, dite surface de glissement. Cette variable est définie ($S = \{x \mid s(x, t) = 0\}$). L'attractivité et l'invariance de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre $(n-p)$. Dans le cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles de l'erreur d'observation de l'état $e = X - \hat{X}$, où e est l'erreur, X est l'état et $\hat{X}$ est l'estimation de l'état [41].

On impose l'évolution de ces dynamiques sur une variété sur laquelle l'erreur d'estimation de la sortie $e = y - \hat{y}$ 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]



22-Figure (II.5) : observateurs à modes glissants

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté Les différentes techniques de commande sans capteur mécanique les plus utilisées, qui peuvent être appliquées à la MSAP ont été abordé dans cette partie, Estimation de la vitesse par la technique MRAS, l'observateur mode glissant ainsi que le filtre de Kalman, l'observateur de Luenberger

Le filtre de Kalman standard est utilisé dans les systèmes linéaires pour l'estimation d'état tandis que le filtre de Kalman étendu est utilisé dans les systèmes non linéaires pour l'estimation d'état et des paramètres. Cependant, le chapitre suivant présent, commande par mode glissant à la MSAP.

Chapitre III

Commande par mode glissant de la MSAP

III.1. Introduction

La technique de commande à structure variable (CSV) par mode glissant en anglais Sliding Mode Control, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbations due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, tout en ayant une très bonne réponse dynamique [53].

La commande par mode de glissement est un cas particulier de la commande à structure variable. Elle consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers une surface de glissement (surface de commutation) et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

Dans ce chapitre, on présente Les Systèmes à structure variables, le principe du réglage par mode glissant, conception de la commande par mode de glissement, et Le phénomène de broutement "Chattering".

On présente aussi l'application de la commande par mode de glissement à la MSAP.

Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales sur la commande par mode de glissement et le choix de la surface. Ensuite l'application de cette stratégie de commande sur la MSAP, et les résultats des simulations et interprétation.

III.2. L'objectif de l'commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels [56]:

- Synthétiser une surface (x) telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de pour suit, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) (x), qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissant et les maintenir sur cette surface.

III.2.1. Systèmes à structure variables

Le terme « système à structure variable » apparaît à cause de la structure particulière du système ou du régulateur utilisé où ils changent d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures [57] [58].

Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) \quad (\text{III.1})$$

x est un vecteur de dimension n

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous-systèmes

Les circuits de conversion de l'énergie constituent un exemple pratique de système à structure variable. En effet, pour chaque changement d'état, le système est gouverné par un système d'équation différentielle.

III.3. Théorie de la commande par mode de glissement

La commande à structure variable par régime glissant est apparue depuis le début des années 60.

Elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante.

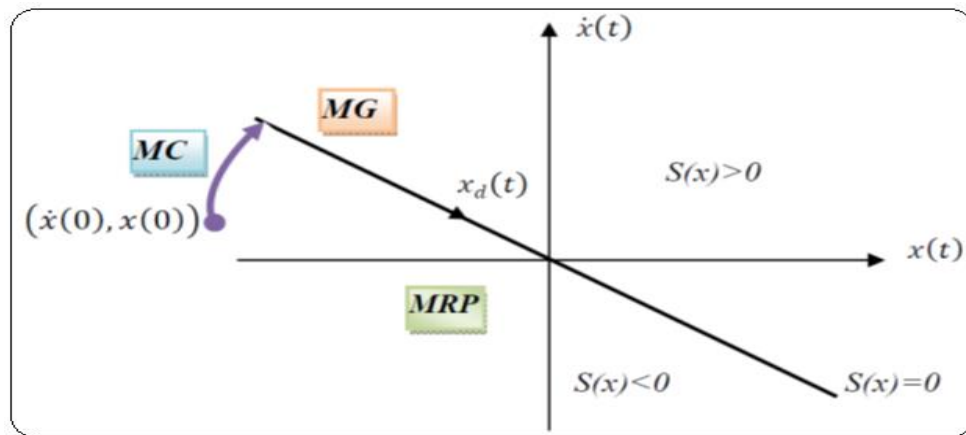
Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [59].

La CSV qui, par sa nature, est une commande non linéaire.

Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hypersurface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface.

Quand l'état est maintenu sur cette hypersurface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [56].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, Figure (III.1) [59]:



223-Figure (III.1) : Convergence du système glissant.

III.3.1. Mode de convergence (MC)

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

III.3.2. Mode de glissement (MG)

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$,

III.3.3. Mode du régime permanent (MRP)

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

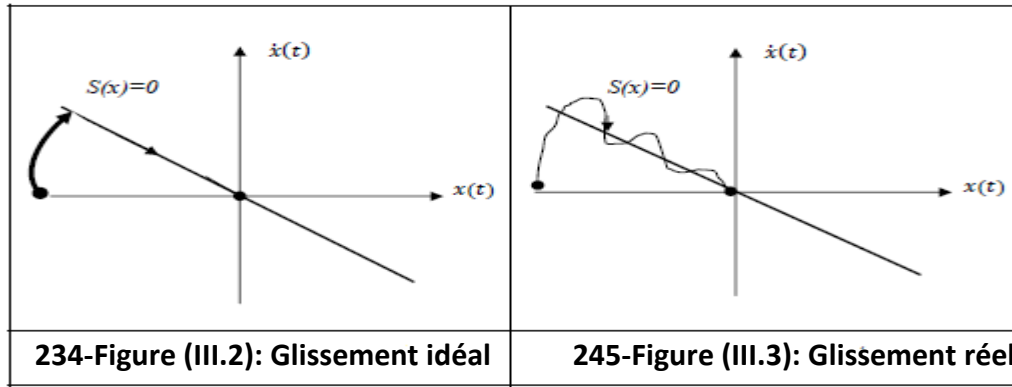
Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

III.3.3.1. Régime glissant idéal

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x)=0$. Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (figure III.2).

III.3.3.2. Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (figure III.3).



III.4. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- Le choix de la surface,
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence,
- La détermination de la loi de commande.

III.4.1. Choix de la surface

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [59] :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t, \quad y \in \mathbb{R}^m \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Il faut choisir m surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension m .

En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on utilise la méthode dite loi de commutation par contre réaction d'état [60][61], où on utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation.

Dans le cas de traitement dans le plan de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase [62][63][64]. (c.à.d convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée).

Ainsi la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [65] :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{\text{ref}} - x$

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré,

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$, $S(x) = e(x)$

Pour $r = 2$, $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$, $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [59].

III.4.2. Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment à la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin [66] [67].

Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$. Les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation, Puisque $S(x)$ change de signe aux deux côtés de la surface de commutation.

La condition (III.5) est équivalente à exiger que la dérivée de $S(x)$ doit aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation [59].

III.5. Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Donc déterminer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de Lyapunov définie positive, et bien choisie, soit négatif. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le problème consiste, alors, à trouver une fonction de Lyapunov et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de système [59].

$$\dot{V}(x) < 0 \text{ et } V(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

En déduisant la fonction de Lyapunov et sa dérivée par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.5})$$

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.6})$$

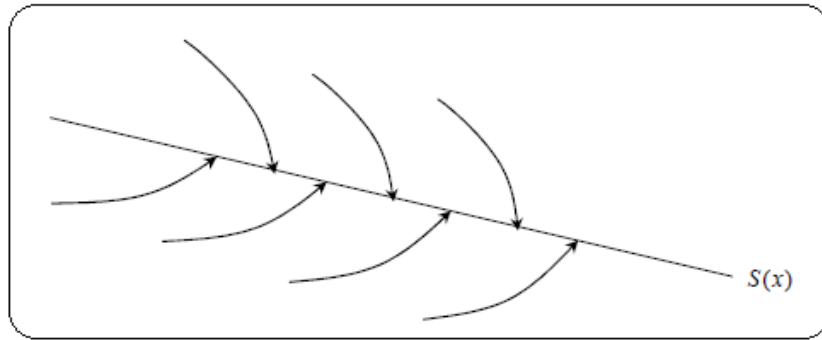
Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative.

D'où la condition de convergence exprimée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.7})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés figure (III.4).

Cette condition suppose un régime glissant idéal.



26-Figure (III.4): Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.

III.5.1. Détermination de loi de commande

III.5.1.1. La commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.2).

Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit : [68]

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (\text{III.8})$$

L'utilisons de l'équation (III.2) et (III.8) permet obtenir la commande équivalente U_{eq} :

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + B(x, t)U_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] \quad (\text{III.9})$$

En mode de glissement et en régime permanent, La surface $S(x)$ est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue U_n sont aussi nulles.

D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

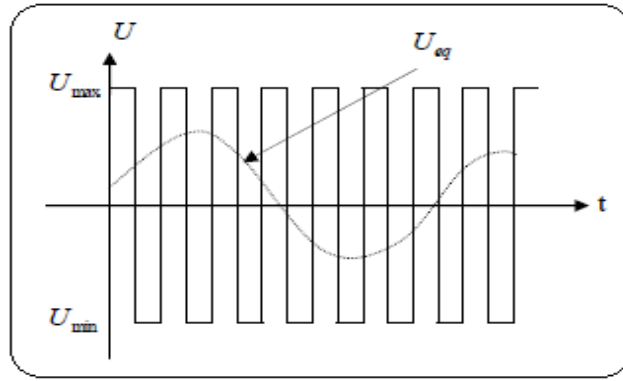
$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \left(\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right), \quad U_n = 0 \quad (\text{III.10})$$

En portant U_{eq} dans l'équation (III.2), on obtient l'équation du régime glissant idéal

$$\dot{x}(t) = f(x, t) - B(x, t) \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \quad (\text{III.11})$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement.

La commande équivalente U_{eq} peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre $U^+(U_{max})$ et $U^-(U_{min})$ [59],[67].



257-Figure (III.5) : Commande équivalente U_{eq}

Tant que le régime glissant est assuré [condition (III.7) vérifiée], le système décrit par l'équation (III.2) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur lui.

III.5.1.2. La commande discontinue de base

L'addition du terme U_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$. Celle-ci est attractive si seulement si $S(x)\dot{S}(x) < 0$. Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe. [68]

Durant le mode de convergence, on remplace le terme U_{eq} par sa valeur donnée par (III.10) dans l'équation (III.9).

Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface,

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] \quad (III.12)$$

Le problème revient à trouver U_n tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)U_n] < 0 \quad (III.13)$$

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) = K \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (III.14)$$

En remplaçant l'expression (III.15) dans (III.14) on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) K \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (III.15)$$

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

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande.

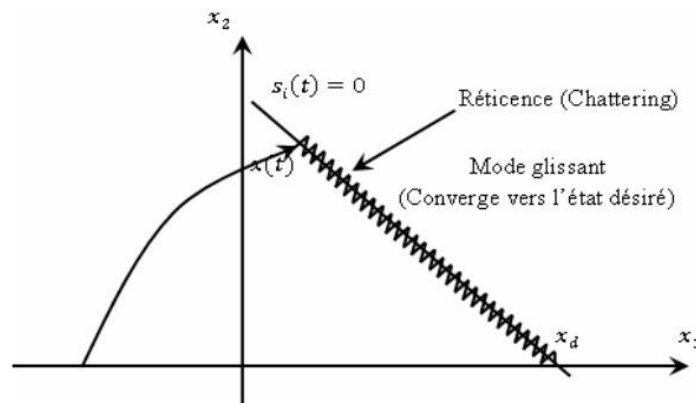
Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

III.6. Phénomène de broutement (chattering)

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

Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de réticence (figure III.6).

Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence.



268-Figure (III.6): Phénomène de broutement (Chattering)

Le chattering peut dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité.

La réticence implique également d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs, augmentant la consommation énergétique qui peut endommager les circuits électriques de puissance.

III.6.1. Quelques solutions pour le chattering

Afin de réduire ou d'éliminer le phénomène de chattering, de nombreuses techniques ont été proposées.

Parmi les techniques les plus utilisées on cite :

- La couche limite (boundary layer)
- Observateur
- Système adaptatif flou

III.6.2. Commande signe

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_n) peuvent être faits. Le plus simple

Consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$ avec la fonction 'sign' par rapport à $S_n = [S_1, S_2, \dots, S_m]$.

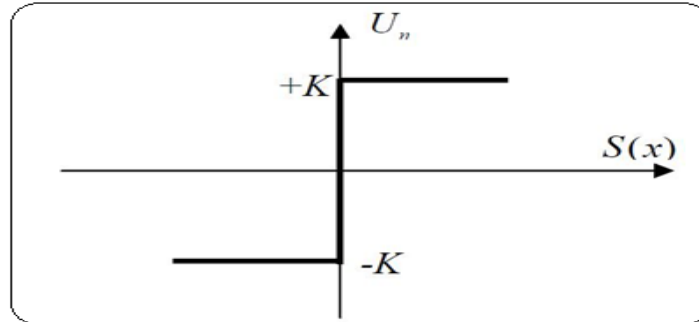
$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{pour } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (III.7).

U_n s'exprime donc comme :

$$U_n = K \text{sign}(S(x))$$

Où K est un gain positif.

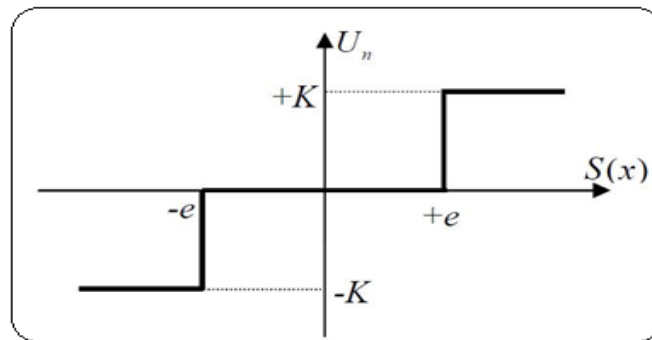


279-Figure (III.7): Fonction sign

III.6.3. Commande avec un seul seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} U_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ U_n = K \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{III.17})$$



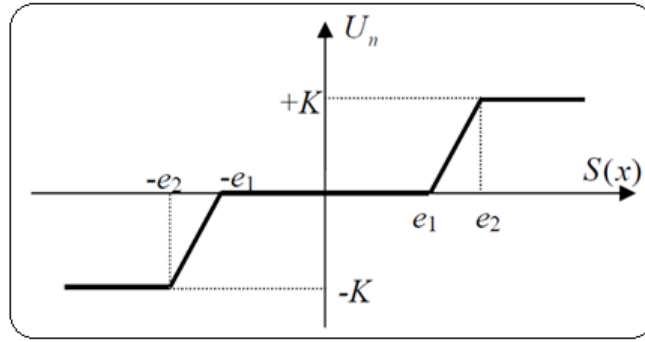
30-Figure (III.8): Fonction sign de la commande avec un seul seuil.

III.6.4. Commande adoucie

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 alors U_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande

(e_1, e_2) , alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{e_1 + e_2}$)



281-Figure (III.9): Fonction sign de la commande adoucie

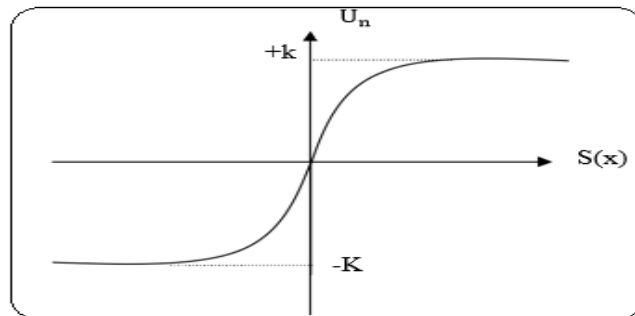
III.6.5. Commande continue avec composante intégrale [33]

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande U_n et en remplaçant la fonction sign par la fonction continue suivante :

$$U_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.18})$$

Où λ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations.

$\lambda \rightarrow 0$ on tend vers la commande $K \text{sign}(S(x))$.



292-Figure (III.10): Commande rendue continue.

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale.

La loi d'attractivité sera donc :

$$U_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} + \eta \quad (\text{III.19})$$

Tel que :

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma| \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$\begin{cases} \gamma = \gamma_0 \int S(x). dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \gamma = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

et

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int S(x). dt & \text{si } |S(x)| < e \\ \eta = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Où λ_0 , γ_0 , η_0 , e sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences.

Pour cette raison, elle sera retenue comme loi d'attraction.

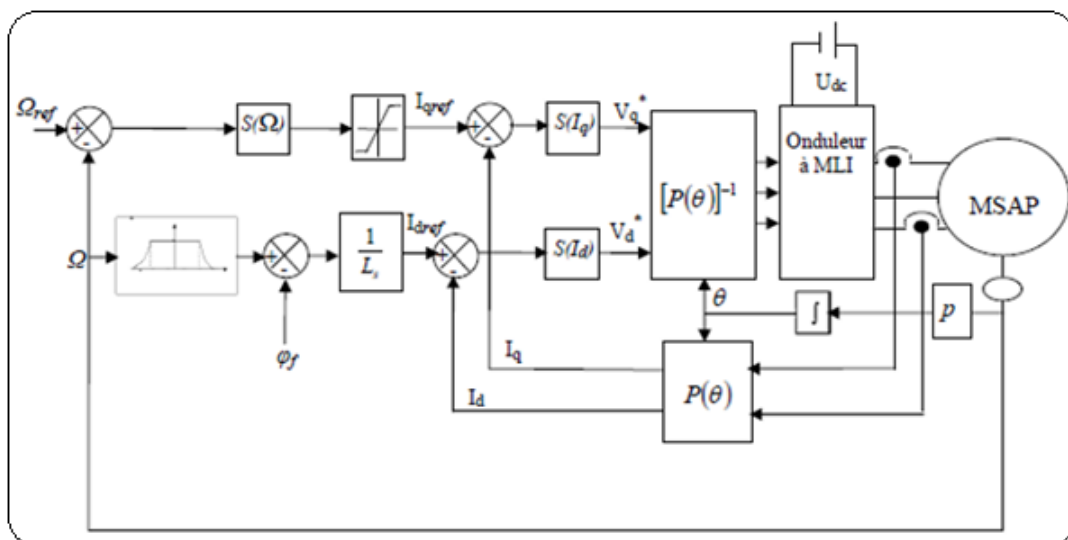
III.7. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée, par des résultats de simulation. Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine.

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{-R_s}{L_s} i_d + p\Omega i_q + \frac{V_d}{L_s} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{-R_s}{L_s} i_q + p\Omega i_d - \frac{\varphi_f}{L_s} p\Omega + \frac{V_q}{L_s} \\ j \frac{di_\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \end{cases} \quad \text{III.23)}$$

III.7.1. Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure (III.11) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.



303-Figure (III.11): Schéma global de réglage par mode glissant

III.7.2. Commande du courant direct (i_d)

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$S(i_d) = i_{d\text{réf}} - i_d \quad (\text{III.24})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = \frac{R_s}{L_s} i_d - p\Omega i_q + \frac{V_d}{L_s} \quad (\text{III.25})$$

Durant le régime permanent, la surface $S(i_d)$ devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$\dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow V_{\text{deq}} = R_s i_d - pL_s i_q \Omega \quad (\text{III.26})$$

Et $V_{\text{dn}} = 0$

Où V_{deq} et V_{dn} sont les deux composantes de la tension de commande V_d .

La condition

$S(i_d) \cdot \dot{S}(i_d) < 0$ est satisfaite par le choix suivant :

$$V_{\text{dn}} = K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.27})$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient :

$$V_d = R_s i_d - pL_s i_q \Omega K_d \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.28})$$

III.7.3. Commande de la vitesse

La structure de la commande de la vitesse contient deux boucles en cascade, l'une est extérieure concerne la vitesse Ω et l'autre est intérieure concerne le courant i_q .

III.7.4. Commande de la vitesse ($S(\Omega)$)

La surface de glissement pour un degré relatif égal à 1 est donnée par :

$$S(\Omega) = \Omega_{\text{dréf}} - \Omega \quad (\text{III.29})$$

Durant le régime permanent, la surface $S(\Omega)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow V_{\text{qeq}} = \frac{2(f_r \Omega + C_r)}{3P\varphi_f} \quad (\text{III.30})$$

Et $i_{\text{qn}} = 0$

Durant le régime transitoire, la condition de convergence $S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0$, tel que :

$$i_{\text{qn}} = K_\Omega \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.31})$$

III.7.5. Commande du courant en quadrature (i_q)

La valeur de $i_{d\text{réf}}$ à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par :

$$S(i_q) = i_{q\text{réf}} - i_q \quad (\text{III.32})$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(i_q) = \frac{-R_s}{L_s} i_q + p\Omega i_d + \frac{\varphi_f}{L_s} p\Omega - \frac{V_q}{L_s} \quad (\text{III.33})$$

Durant le mode de glissement la surface $S(i_q)$ devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow V_{qeq} = R_s i_q - P\Omega(\varphi_f + L_s i_d) \quad (\text{III.34})$$

Et $V_{qn} = 0$

La condition $S(i_q) \cdot \dot{S}(i_q) < 0$ est vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$V_{qn} = K_q \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.35})$$

La commande V_q devient :

$$V_q = R_s i_q + P\Omega(\varphi_f + L_s i_d) + K_q \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.36})$$

On note que les gains des régulateurs (K_d, K_Ω, K_q) sont donnés en annexe

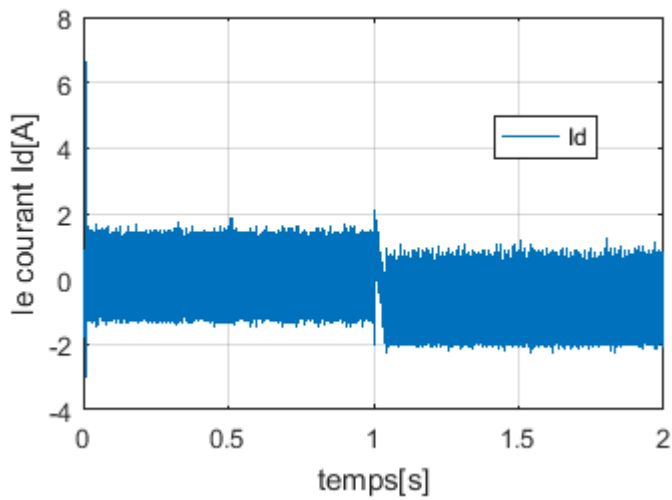
III.8. Simulations de la commande par mode glissant appliquée au MSAP

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande par mode glissant de la MSAP, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées dans le premier chapitre ont été effectuées :

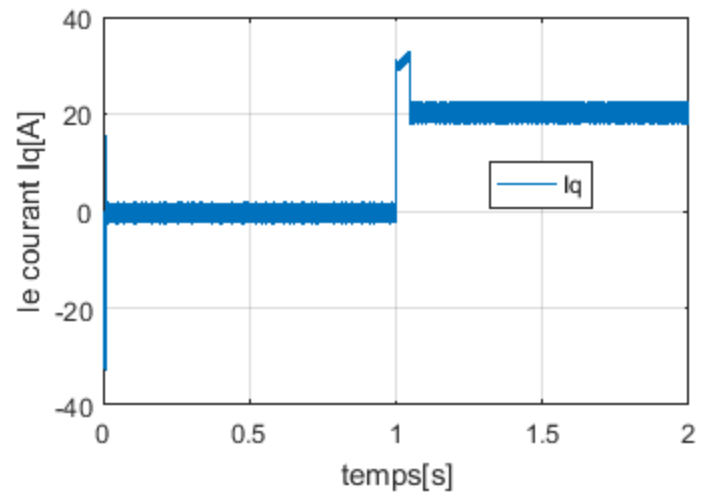
- La MSAP à vide.
- La MSAP en charge.

un démarrage à vide suivi par une introduction d'un couple de charge, une inversion de sens de rotation, variations paramétriques (résistance statorique et résistance rotorique).

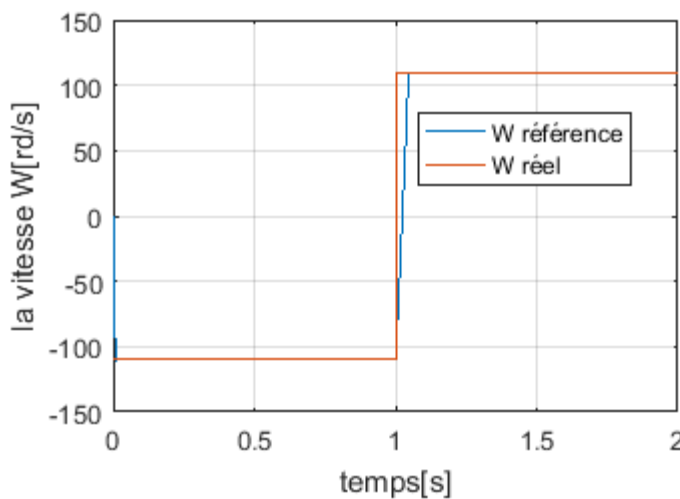
III.8.1. Les résultats de simulation



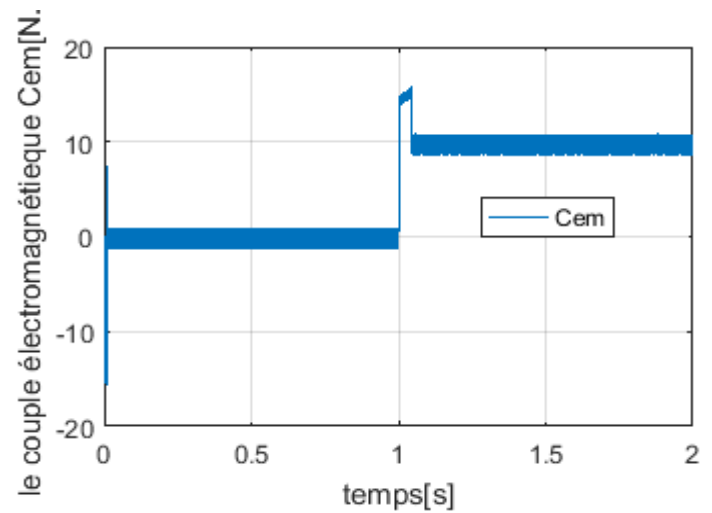
314-Figure (III.12.a)



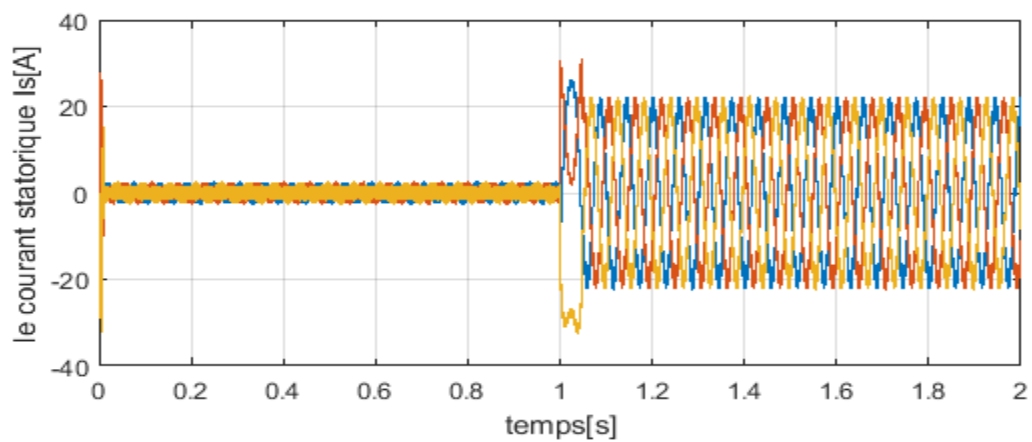
325-Figure (III.12.b)



336-Figure (III.12.c)



347-Figure (III.12.d)



358-Figure (III.12.e)

369-Figure (III.12) : Simulation de la commande par Mode Glissant de l'MSAP charge (9.5N.m à $t=1s$)

III.8.2. Interprétation des résultats

III.8.2.1. Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 100(rad/s).

Le figure (III.12), représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit.

Après l'application de la charge à l'instant $t=1s$ ($C_r = 9.5N.m$), on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse. L'allure du courant statorique présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge.

Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. Le courant i_q est l'image du couple. Les seules oscillations résiduelles observables sur le couple aux instants $t=1s$ correspondent à une oscillation qui est très rapidement atténuée, car la commande passe de la commande discontinue à la commande continue et le système entre en régime glissant de $S(\Omega) = 0$.

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. et nous avons établi la possibilité de contrôle d'une MSAP par la technique de la commande par mode de glissement.

Ce chapitre a été consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de la commande par mode glissement et par la suite nous avons appliqué la commande par mode glissant à un moteur synchrone à aimant permanent contrôler en vitesse et au courant i_d et i_q

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, simplicité, temps de réponse très faible.

On peut cependant noter que les performances du système peuvent être altérées à cause des oscillations fortes de l'organe de commande. Ce phénomène, appelé broutement (Chattering).

Ce problème a fait l'objet de recherches pour remédier.

Pour remédier à ce problème on fait appel à une autre technique de commande qui permet réduire l'effet chattering.

Les résultats de simulation montrent que les réponses avec la CSV sont rapides et robustes, la charge n'a pas d'influence sur la vitesse

Cependant, le chapitre suivant présent, commande par mode glissant à la MSAP sans capteurs mécanique

Chapitre IV

Commande par mode glissant de la MSAP sans capteur mécanique

IV.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.

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques techniques de commande sans capteur de vitesse.

D'autre part un observateur d'état d'ordre complet à modes glissants sera conçu, afin d'estimer l'état de la machine. Cela permettra, en plus de l'amélioration de la robustesse de la commande par mode glissant la MSAP vis-à-vis de la variation de résistance statorique, d'éliminer le capteur de vitesse. Entre autres, la stabilité globale du système complet sera discutée à travers des résultats de simulation, et des conclusions seront avancées quant à la précision et la robustesse de la commande de vitesse sans capteur

Ces grandeurs peuvent être reconstituées par :

- **Utilisés en boucle ouverte**

Reposant sur l'utilisation d'une représentation sous forme d'équation de Park en régime statique (Estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont caractérisés par la simplicité de mise en œuvre. Cependant, leur dynamique dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques avec la température et la fréquence [69-72].

- **Observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées**

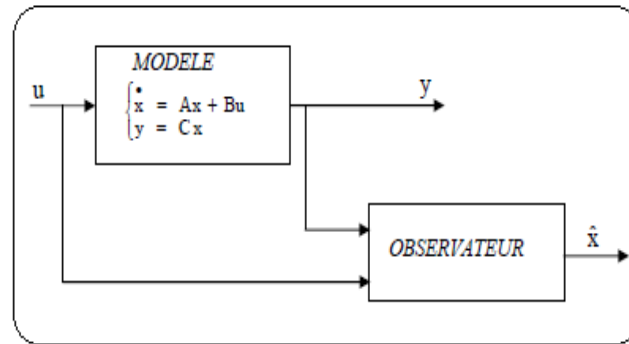
Ces techniques de reconstitution de flux et de vitesse de rotation sont le sujet de notre travail.

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.

IV.2. Observateurs

IV.2.1. Principe des observateurs

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées, (figure IV.1) [69], [73], [74].



40-Figure (IV.1) : Principe de l'observation

IV.2.2. 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 [76] :

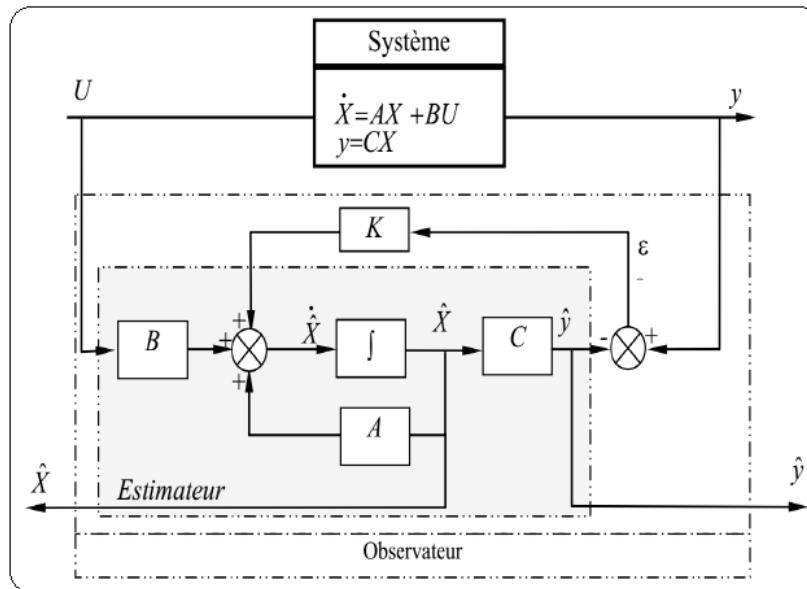
- Les observateurs d'ordre complet qui donnent les informations sur les quatre variables d'état.
Ce type d'observateurs nécessite un temps d'exécution relativement long
- Les observateurs d'ordre réduit obtenus en ne considérant que les équations décrivant les modes non mesurables, qui donnent des informations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

La figure (IV.2) 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 et renvoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés $\hat{X}$ par un retour d'état [76-78].



371-Figure (IV.2) : Schéma bloc d'un observateur d'état

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante [79], [78], [54], [55]

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + K\epsilon \\ \hat{y} = C\hat{X} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

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 [77], [78].

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 reconstructeurs 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 [78], [75].

IV.3. Observateur à modes glissants

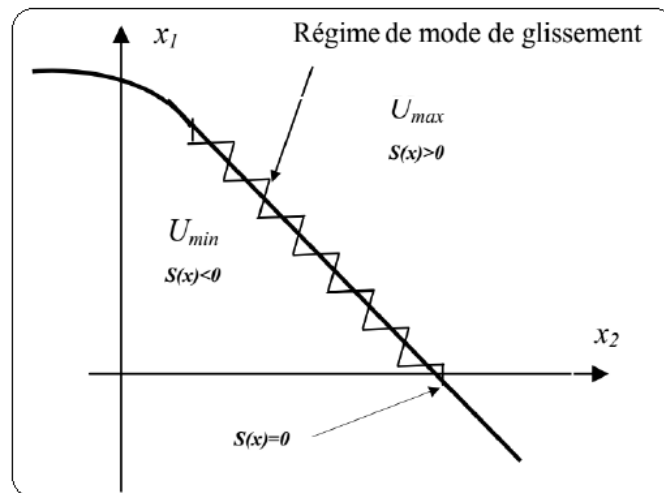
Les modes glissants constituent une manière simple et robuste de réglage des systèmes automatiques. Leur application aux actionneurs électromagnétiques ne représente qu'un cas particulier.

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 (IV.3) 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 [75].

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 Fillipov ou une méthode similaire de la commande équivalente ou du vecteur équivalent proposé par Utkin) [76].[75].



382-Figure (IV.3) : 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 [76-78].

Il existe deux types des observateurs à mode glissant :

IV.3.1. 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

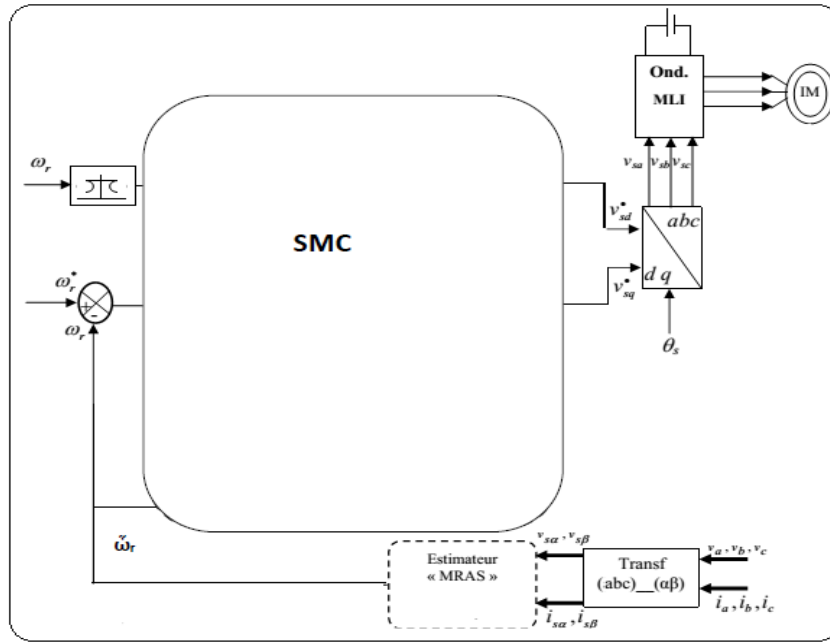
IV.3.2. Observateur par mode glissant basé sur le modèle en (d, q)

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)

IV.3.3. Schéma globale de la commande mode glissant sans capteur

Le schéma global de la commande mode glissant sans capteurs mécaniques est représenté sur la figure (IV.4)



393-Figure (IV.4) : Le schéma global de la commande mode glissant sans capteurs mécaniques

IV.4. Synthèse d'un observateur à mode glissants d'ordre complet

Cet observateur est basé sur le modèle complet de l'MSAP.

En utilisant la transformation de Concordia, le modèle de l'MSAP dans le repère (α, β) est donné par les équations suivantes [55]: Dans le cas d'une régulation de la position θ du rotor, il faut prendre celle-ci comme une nouvelle variable d'état et donc le nouveau modèle d'état s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{pK_e}{L_s} \omega \sin \theta + \frac{1}{L_s} u_\alpha \\ \frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_\beta + \frac{pK_e}{L_s} \omega \cos \theta + \frac{1}{L_s} u_\beta \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{pK_e}{J} (i_\beta \cos \theta - i_\alpha \sin \theta) - \frac{f}{J} \omega - \frac{1}{J} C_r \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (IV.2)$$

Alors le modèle de l'observateur peut être exprimé sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\alpha + \frac{pK_e}{L_s} \hat{\omega} \sin \hat{\theta} + \frac{1}{L_s} u_\alpha + K_1 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_\beta + \frac{pK_e}{L_s} \hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \frac{1}{L_s} u_\beta + K_1 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{pK_e}{J} (\hat{i}_\beta \cos \hat{\theta} - \hat{i}_\alpha \sin \hat{\theta}) - \frac{f}{J} \hat{\omega} - \frac{1}{J} C_r + K_2 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\alpha) + K_2 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \\ \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} + K_3 \text{sgn}(i_\alpha - \hat{i}_\beta) + K_3 \text{sgn}(i_\beta - \hat{i}_\beta) \end{cases} \quad (IV.3)$$

K_1 et K_2 sont les gains de l'observateur.

- **La surface de glissement S est définie par :**

Le modèle de l'OMG sous la forme d'équation d'état est :

$$S = \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha - \hat{i}_\alpha \\ i_\beta - \hat{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (IV.4)$$

IV.5. Simulation d'observateur par mode glissant basé sur le modèle (α, β)

Les paramètres de la machine synchrone à aimant permanent utilisée les paramètres suivants :

$$R = 1.4 ; L_d = 0.0066; L_q = 0.0058; J = 0.0176; P = 4; F_c = 0.0038; F = 0.175; C_r = 9.5 .$$

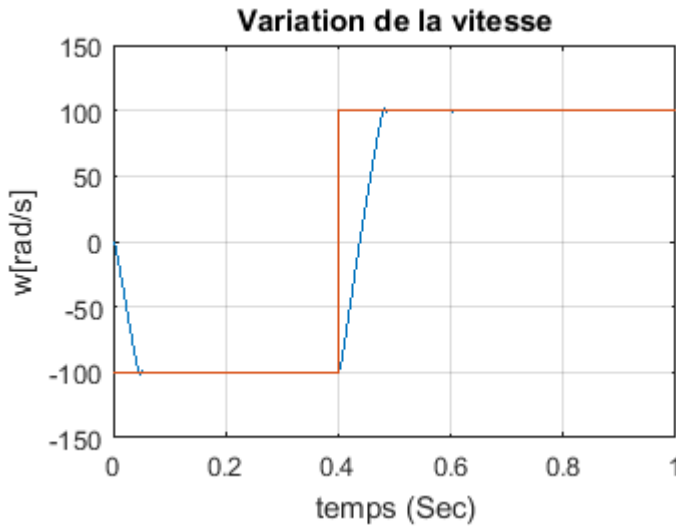
On désire que la vitesse de la MSAP suive la vitesse désirée où le moteur est chargé par le couple résistant à partir de l'instant 0.5 s.

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

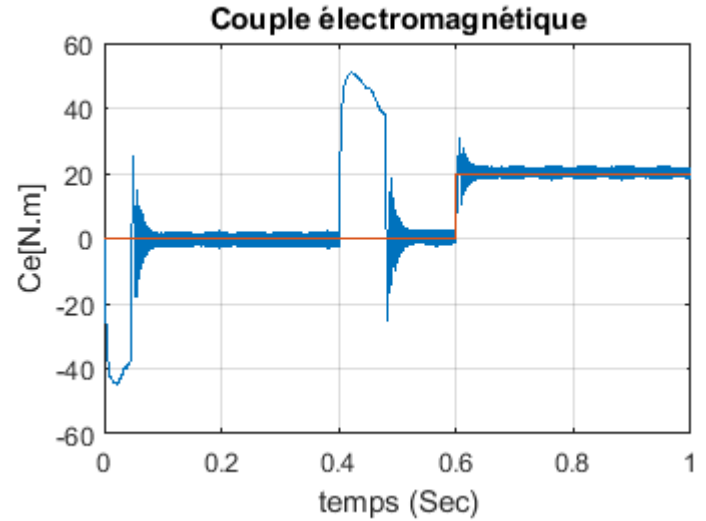
$$K = 2000; K_e = 0.175; K_1 = 1000000; K_2 = 250; K_3 = 30; \lambda = 33; W_{ref} = 100 .$$

Les figures (IV.5.a), (IV.5.b), (IV.5.c), (IV.5.d), (IV.5.e) présentent les résultats de la simulation.

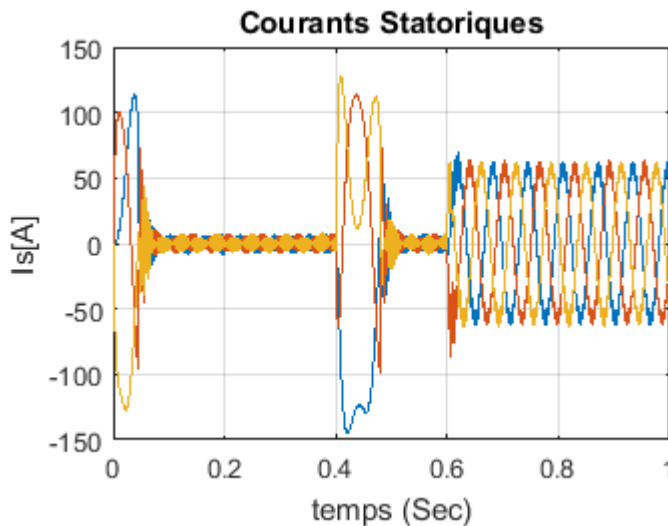
IV.5.1. Les résultats de simulation



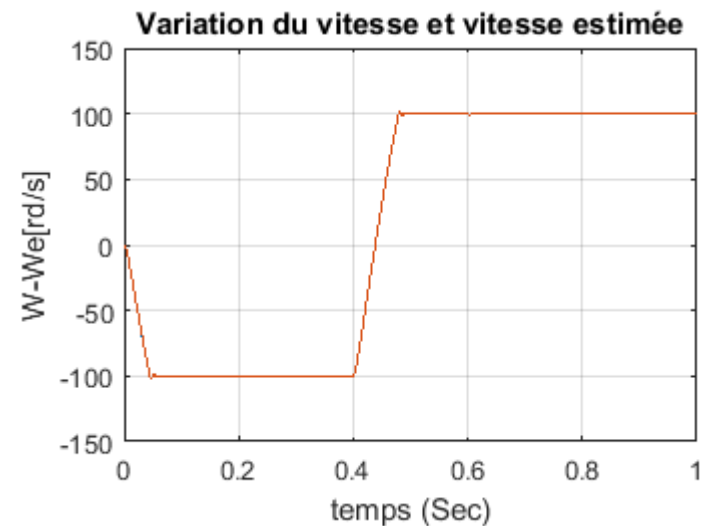
44- Figure (IV.5.a)



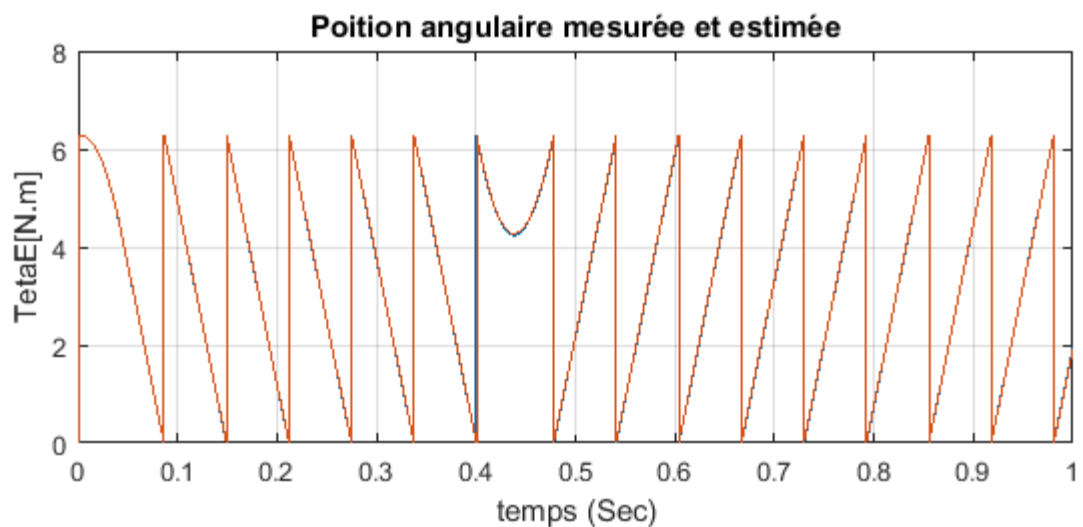
405-Figure (IV.5.b)



46-Figure (IV.5.c)



417-Figure (IV.5.d)



48-Figure (IV.5.e) : la Poition angulaire mesurée et estimée

428-Figure (IV.5) : simulation d'observateur par mode glissant basé sur le modèle (α, β)

IV.5.2. Interprétation des résultats

Les figures (IV.5.a), (IV.5.b), (IV.5.c), (IV.5.d) et (IV.5.e) 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 (α, β) .

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 apparaît 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

IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, on a développé la commande sans capteur mécanique en exploitant l'observateur par mode glissant d'ordre complet basé sur le modèle (α, β) 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 termes 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 GENERALE

Conclusion générale

L'objectif de ce travail est de synthétiser la commande par mode glissant d'une 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.

Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

A la fin de ce chapitre, nous avons donné les résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté Les différentes techniques de commande sans capteur mécanique, on a étudié la théorie de l'observateur par mode glissant, et l'observateur d Luenberger et le filtre de Kalman étendu à deux niveaux dont développées pour l'estimation de la position et de la vitesse du MSAP.

La commande par mode glissant a fait l'objet d'un troisième chapitre, c'est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la commande a structures variables est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. L'avantage de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations et aux incertitudes du système. Cependant le principal inconvénient du réglage par mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de Chattering. Le choix de la fonction signe adoucie permet la réduction d'effet de Chattering et à la fin de ce chapitre on a donné les résultats de Simulation, on peut conclure que la commande par mode glissant montre de bonnes performances en suivi et en régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique et un rejet de perturbation instantané).

Le quatrième chapitre présent l'étude de la commande sans capteur de la MSAP avec l'observateur par mode glissant basé sur le modelé (α, β) . 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 d'ordre complet basé sur le modelé (α, β) . est une technique réalisable et intéressante pour la commande de la MSAP

Annexe

Paramètre de la machine utilisée en simulation

Description	Paramètres
Puissance nominale	$P_n = 1.5\text{Kw}$
Tension nominale	$V_n = 220 / 380 \text{ V}$
Nombre de paires de pôles	$P = 2$
Vitesse de rotation nominale	$\omega_m = 110 \text{ rad/s}$
Résistance statorique	$R_s = 0.8 \Omega$
Inductance longitudinale	$L_d = 2.9e^{-3} \text{ H}$
Inductance transversale	$L_d = 2.9e^{-3} \text{ H}$
Flux des aimants	$\varphi_f = 0.12 \text{ Wb}$
Moment d'inertie	$J = 6.5e^{-4} \text{ Kg m}^2$
Coefficient de frottement	$f_c = 1.28e^{-4} \text{ N m s/rad}$
Couple résistant	$C_r = 9.5 \text{ N m}$

Bibliographies

- [1] **Ziane. H. Rekioua.T.** " Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur ", 3ème Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002 ; université de Batna.
- [2] **Robyns, B. Fu.Y. Labrique.F.** " Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance", Université Catholique de Louvain, Laboratoire d'électrotechnique, Belgique ; Les Editions de physique 1995.
- [3] **Benchaiib.R.** " Application Des Modes De Glissement Pour La Commande En Temps Réel De La Machine Asynchrone", Thèse de doctorat de l'université de Picardie Jules Vernes.France.1998.
- [4] **A. Kaddouri.** "Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [5] **Smigiel.E. Sturtzer.G.** "Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP", Edition Ellipses, 2000.
- [6] **P. Liutanakul.** " Stabilité des réseaux embarqués, Interaction Puissance-Structure Commande", Thèse de doctorat de l'INP de Lorraine, 2007
- [7] **Hchour.A.** " Synthèse De Commande Et D'observateurs Par La Passivité : Application à La Machine synchrone à Aimants Permanents", Mémoire de Magister, E.N.P, El-Harrach ,1999
- [8] **Buhler.H.** "Réglage de systèmes d'électronique de puissance", Volume 2. Presse polytechnique Romande1997.
- [9] **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.
- [10] **M. Ezzat.**" Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.
- [11] **K. Azzedine.** " Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000.
- [12] **M.Sebaa.**" Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.
- [13] **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.
- [14] **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.
- [15] **L.Ghaouti.** " Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse", Mémoire de magister, USTO, 2007.

-
- [16] **A.Maasoum.** "Commande à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro- Floue", Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.
- [17] **Laala.W.** " Commande Vectorielle De La Machine synchrone A Aimants permanents Sans capteurs De Position Et De Vitesse", Mémoire de Magister de l'université de Biskra, 2001.
- [18] **Adriano.F.** "Algorithms and rotor designs for the position estimation of PM synchronous motors at zero and nonzero speed ", These de l'Université Degli Studi Di Padova, Italie, 2011.
- [19] **A. Benbrahim.** "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.
- [20] **F.Bouchafaa.** " Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [21] **K.Nabti.** "Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [22] **Lemofouet.S.G.** "Investigation and optimisation of hybrid electricity storage systems based on compressed air and supercapacitors", PhD Thesis, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, N° 3628 2006.
- [23] **A. Nait Seghir.** " Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007
- [24] **Persson .Innovative.** " standstill position detection combined with senseless control of synchronous motors", PhD Thesis, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.
- [25] **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.
- [27] **H.Tamrabet.** "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", Thèse de Magister, Université de Batna, 2006.
- [28] **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.
- [29] **N. Benyahia.K. Srairi.S. M. Mimoune.** " Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", pp.147-150, N°06, Juin 2005.
- [30] **Hammami Mouhammed Ilyes.** "Commande Sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents Par L'Utilisation de la Commande Directe du Couple et d'un Observateur de Vitesse à Mode Glissant", Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider-Biskra, 2010.
- [31] **F. Bouchafaa.** "Etude et Commande de Différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la Conduite d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, El-Harrach, 2006.
-

-
- [32] **A.Ameur.** "Commande Sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Mode Glissant", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [33] **A. Aoufi.** "Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Mémoire de magistère, Université de Biskra, 2011.
- [34] **D.Lahouel.** "Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2009.
- [35] **M.Ali-Bey.** "Commande en Effort des Robots Manipulateurs", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2005.
- [36] **S. Chekroun.** "Commande Neuro-Floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasée", Thèse de magistère, Université d'Oran, 2009.
- [37] **S.Chaouch.** "Commande vectorielle robuste d'une machine a induction sans capteur de vitesse", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.
- [38] **Issouni salim.** "Commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone a aimant permanent ", mémoire de magister en automatique, Ecole nationale polytechnique 2011.
- [39] **A.Khlaief.** "Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrone à aimants permanents ", thés doctorat, université d'Aix Marseille, juin 2012.
- [40] **Lamia Ait Moussa.Saida Abbes.** "Simulation d'un estimateur de position et de vitesse du rotor de la MSAP en continu pour les deux cas Linéaire, Non Linéaire, " Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, 2017.
- [41] **M.Ezzat.** "Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.
- [42] **Zoheir Boulbair.** " Mise en œuvre d'une commande sans capteur d'une machine synchrone à aimant permanent", stage de DEA électronique et génie électrique de l'université de Nantes 2002.
- [43] **A.Nouri.** "Généralisation du régime glissant et de la commande à structure variable - application aux actionneurs classiques et à muscles artificielles", Thèse de l'INSA de Toulouse, 1994.
- [44] **Zhifu W.Qizhi T.Chengning Z.** "Speed identification about PMSM with MARS", Proceedings of Power Electronics and Motion Control conference, pp. 1880–1884, 2009.
- [45] **SamK.Y.KimSK.KwonYA.** "MRAS based sensorless control of permanent magnet synchronous motor" Proceedings of SICE Annual conference, pp. 1632–1637, 2003.
- [46] **Kojabadi H M.Ghribi M**, "MRAS-based adaptive speed estimator in PMSM drives", Proceedings of Advanced Motion Control conference, pp. 569-572, 2006
- [47] **Maiti S.Chakraborty C. Sengupta S.** "Simulation studies on model reference adaptive controller-based speed estimation technique for the vector controlled permanent magnet synchronous motor drive",
-

Simulation Modelling Practice and Theory, vol. 17, pp. 585–596, Apr. 2009.

- [48] **An Q. Sun L.** "On-line parameter identification for vector controlled PMSM drives using adaptive algorithm", Proceedings of the Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. pp. 1–6.9–572, 2006.
- [49] **Yongdong L. Hao Z.** "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor a-survey", Proceeding of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Sep 2008, China.
- [50] **Liang Y.Li Y.** "Sensorless control of PM synchronous motors based on MRAS method and initial position estimation", Proceedings of the Sixth International on Electrical Machines and Systems Conference, pp. 96–99, 2003.
- [51] **Kim Y S. Choi Y K. Lee J H.** "Speed sensorless vector control for PMSM based on instantaneous reactive power in the wide speed range", Electric. Power Appl., IEE Proceedings 2005, vol. 152, no. 5, pp. 1343–1349.
- [52] **Liu K. Zhang Q. Zhu Z Q. Zhang J. Shen A W. Stewart P.** "Comparison of two novel MRAS based strategies for identifying parameters in permanent magnet synchronous motors", International Journal of Automation and Computing, vol. 4, pp. 516–524, Nov. 2010. Indust. Applic.Vol.40, N°.1, pp45-55, 1993.
- [53] **S, E. Rezgui.** "Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel, Application à la machine asynchrone : Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques, SVPWM, Mode Glissant, MRAS", Thèse de magistère, Université de Constantine, 2009.
- [54] **Akin B B.** "A Comparative study on non-linear state estimators applied to sensorless AC drives: MRAS and Kalman filter", Proceedings of the IECON 2004, vol. 3, pp. 2148–2153, Nov. 2004, Busan, Korea.
- [55] **M. Ezzat.** "Commande sans capteur des MSAP", Journée des Doctorants de l'Ecole Doctorale STIM, Ecole des Mines de Nantes, Mai 2009.
- [56] **SAHRAOUI Mebarek.** "Commandes non linéaires de la machine asynchrone", Mémoire de Master, Université M'sila, 2013.
- [57] **B. Belabbes.** "Commande linéarisant d'un moteur synchrone à aimants permanents", Thèse de magister, Université Djilali Liabes, Décembre 2001
- [58] **P. Vas.** "Vector control of AC machines and drives", present and future IEEE 1966 p 67-74
- [59] **R. Sadouni.** "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbés, 2010.
- [60] **A. Nouri.** "Généralisation du régime glissant et de la commande à structure variable - application aux actionneurs classiques et à muscles artificielles", Thèse de l'INSA de Toulouse, 1994
- [61] **T.Rikioua.** "Contribution à la modélisation et la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent", thèse de doctorat INPL 1997
- [62] **MO. Mahmoodi.** "Cascade sliding mode of a field-oriented induction machine", drive EDP sciences 1999.

-
- [63] **J.J Slotine.** "Adaptative Sliding controller synthesis for no-linear systems", IJC, Vol 43, N° 6 1986 p 1631-1651
- [64] **V.I.Utkin.** "Sliding modes in control optimization", Springer - Verlag, Berlin, 1992
- [65] **V.I.Utkin.** "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives", IEEE Trans. on Indus Elect, Vol. 40, No. 1, pp. 23-36, February 1993
- [66] **L.Litim.** "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [67] **A.Kechich.B.Mazari.I.K.Bousserhane.** " Application of Nonlinear Sliding-Mode Control to Permanent Magnet Synchronous Machine", International Journal of Applied Engineering Research ISSN 0973-4562 Vol.2, No.1 (2007), pp. 125–138.
- [68] **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.
- [69] **Grellet.G.** "Actionneurs Electriques, Principe/Modèle/Commande", Eyrolles, Deuxième Edition, 2000.
- [70] **Akin.B.** "State estimation techniques for speed sensor less field-oriented control of induction motors", Thesis of Master, the Middle East Technical University, Ankara, Turkey, 2003.
- [71] **Garcia.S.G.** " Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robuste de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement", Thèse de Doctorat, Paris sud, France, 1998.
- [72] **Titaouine. A.** "Commande d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents et estimation de ces paramètres ", Thèse doctorat d'état, Université de Biskra, 2006.
- [73] **Boumegoura.T.** "Recherche De Signature Electromagnétique Des Défaits Dans Une Machine Asynchrone Et Synthèse D'observateurs En Vue Du Diagnostic", Thèse de doctorat de l'université de Lyon, France, 2001.
- [74] **Saiad.A.** "Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2002.
- [75] **A.Bilal.** "State Estimation Techniques for Speed Senseless Field Oriented Control of Induction Motors", Master Thesis of the Middle East Technical University, August 2003.
- [76] **G. Lacroux.** "Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements", Lavoisier, 1995.
- [77] **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.
- [78] **G. Guy.C.Guy.** "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande", Edition Eyrolles, 2000.
- [79] **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.
-

