UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées Département de Génie Electrique



Mémoire MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies Filière : Electrotechnique Spécialité : Machines électriques Présenté par : Aribi Fouad Salim , Nedjaa Riad Abdelhafid

Thème:

Commande par mode glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Soutenu publiquement Le :24/06/2018 Devant le jury :

M^rLaamayed Tahar M^rMeghni Billel M^rBenmakhlouf Abdesalam MCAPrésidentUKM OuarglaMCBEncadreur/rapporteurUKM OuarglaMAAExaminateurUKM Ouargla

Année universitaire 2017/2018

Remerciements

Nous remercions ALLAH qui nous a donné la force et la patience Pour terminer ce travail. Nous exprimons nos sincères remerciements :

Un remerciement particulier à Monsieur **Meghni Billel** Docteur à l'Université de Kasdi Merbah Ouargla ,pour son soutien, ses conseils et son encadrement que nous ont été bénéficié pour mener à bien ce travail.

A l'ensemble des enseignants du département de Génie électrique et spécialement ceux de l'option machine électrique.

Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur L**aamayed Tahar** docteur à l'Université de Kasdi Merbah Ouargla, pour avoir bien voulu accepter de présider le jury.

Ainsi, nous remercions vivement Monsieur **Benmakhlouf Abdesalam** docteur à l'Université de Kasdi Merbah Ouargla, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.

Enfin, nous remercions toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer), qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail.

merci

Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

Les deux personnes les plus chères à mon cœur, mon père et ma mère, qui m'ont apporté soutien et confort tout au long de mes études.

A mes frères et ma sœurs

Tous mes amis sans exception.

Et sans oublier mes enseignants qui m'ont soutenu durant

Toutes mes années d'études.

fouad salim

Dédicace

Je dédie ce mémoire à : L'esprit de mon père pur Ma mère Mes grands pères et mes oncles Mes frères et ma sœur Mes professeurs Mes amis

Riad abd elhafid

LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
МСС	Machine à courant continu
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
PI	Correcteur Proportionnel intégrale
CMG	Commande par mode glissants
CSV	Commande à structure variable
МС	Mode de convergence
MG	Mode de glissement
F.e.m	Force électromotrice
FMMS	Forces magnétomotrices
F_{BO}	<i>Fonction de transfert en boucle ouverte</i>
F_{RF}	Fonction transfert en boucle de fermée
CV	Commande vectorielle
d.a	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
t	Temp(s)
P et S	Opératour de la Place ^d
	Operateur de la Flace _{dt}
$\begin{bmatrix} V_a & V_b & V_c \end{bmatrix}^t$	Vecteur tension des phases statoriques
$\begin{bmatrix} I_a & I_b & I_c \end{bmatrix}^t$	Vecteur courant des phases statoriques
$[\psi_a \psi_b \psi_c]^t$	Vecteur des flux traversant les bobines statoriques
R _s	La résistance des phases statoriques
Ls	Inductance statorique
Ld	Inductance dans l'axe (d)
Lq	Inductance dans l'axe(q)
Ω	La vitesse de rotation en rad/s
Р	Nombre de pair de pole
Cem	Couple électromagnétique
J	Inerte
Cr	Couple résistant
ω	Pulsation électrique
ω _r	Vitesse de rotation de la machine
Ψ	Flux
Ψ_f	<i>Flux des aimants</i>
Ce	Le couple électromagnétique délivré par le moteur
$\begin{bmatrix} D \end{bmatrix} \text{ of } \begin{bmatrix} D \end{bmatrix}^{-1}$	La matrice de transformation directe de Concordia
[P] el [P] Ψ ,	La multice de passage directe el inverse de park Constante indiquant le champ dù à l'aimantation permanente du
	rotor
Vao ; Vbo ,Vco	Les tensions à l'entrée de l'onduleur
Vao,Vbo, Vco	Tensions simple de la machine
n	L'indice de neutre de l'onduleur
fp	Fréquence de la porteuse
fr	Fréquence de la référence

LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES

K_i	L'action intégrale du régulateur
τ	Constante de temps électrique
Ę	Facteur d'amortissement
K_p	L'action proportionnelle du régulateur
Ω_{ref}	Vitesse de référence
I _{dref}	Courant d de référence
I _{gref}	Courant q de référence
e_d, e_q	Composantes de la force électromotrice de compensation
Tr	Temps de réponse imposé.
R.MGO1	Régulateur par Mode Glissement d'Ordre 1
$\mathcal{E}(x)$	L'écart entre la valeur estimée et l'état réel

CHAPITRE I

Etat de L'art : Machines électriques PMSM

Figure I.1 : Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques	8
Figure I.2: Différents types de rotors d'une MSAP.	9
Figure I.3: Courbe de désaimantation	10
Figure I.4: Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants	11
Figure I.5 : Rotor de la MSAP sans pièces polaires	11
Figure I.6 : Rotor de la MSAP avec pièces polaires	12
Figure I.7 :Caractéristique du couple-angle électrique.	13
Figure I.8:Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents	14
Figure I.9:Schéma de Principe d'autopilotage d'une Machine Synchrone	16
Figure I.10: Alimentation en tension par onduleur	17

CHAPITRE II

Modélisation de l'association convertisseur - MSAP

Figure II.1: Le circuit équivalant d'une phase de la MSAP	20
Figure II.2: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents	21
Figure II.3: Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d,q)	24
Figure II.4: Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimenté un MSAP	27
Figure II.5: Principe de la commande MLI naturelle	30
Figure II.6: Résultats de simulations du moteur synchrone à aimants permanents	30
sans onduleur	
A. Représente l'image de tension d'alimentation	
B. Représente l'image des courants labc	
C. Représente l'image des courants statorique Idq	
D. Représente l'image de vitesse de rotation	
E. Représente l'image de couple de charge	
Figure II.7 : Résultats de simulations du moteur synchrone à aimants permanents	32
avec onduleur	
A. Représente l'image de tension d'entrer de l'onduleur	
B. Représente l'image des tension d'alimentation	
	1

LISTE DES FIGURES

C. Représente l'image de tension d'alimentation et le signal	
triangulaire	
D. Représente l'image des tension ab, bc , ac d'onduleur	
E. Représente l'image de vitesse de rotation	
F. Représente l'image des courants Iabc	
G. Représente l'image des courant statorique Idq	
H. Représente l'image de couple de charge	
CHAPITRE III	
Commanda vactorialla da la MSAP	
Commanue vector iene de la IviSAI	
Figure III.1: Découplage par compensation.	37
Figure III.2: Commande découplée.	37
Figure III.3:Schéma global de la commande vectorielle de la Machine Synchrone	38
à aimants permanents.	
Figure III.4: Boucle de régulation du courant Id	39
Figure III.5: Boucle de régulation de vitesse	41
Figure III.6.1:Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour	42
un démarrage à vide puis on applique une couple de charge	
A. Représente l'image de vitesse	
B. Représente l'image de couple	
C. Représente l'image de courant Iq	
D. Représente l'image de courant Id	
E. Représente l'image de flux	
Figure III.6.2 :Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour	43
l'augmentation de vitesse.	
A. Représente l'image de vitesse	
B. Représente l'image de couple	
C. Représente l'image de courant Iq	
D. Représente l'image de courant Id	
E. Représente l'image de flux	
Figure III.6.3 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour	44
l'inversion de vitesse.	

LISTE DES FIGURES

A. Représente l'image de vitesse	
B. Représente l'image de couple	
C. Représente l'image de courant Iq	
D. Représente l'image de courant Id	
E. Représente l'image de flux	
Figure III.7: différentes modes pour la trajectoire dans le plans de phase	45
Figure III.8:Schéma global de réglage par mode glissant	
Figure III.9.1: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un	52
démarrage à vide puis applique une charge	
A. Représente l'image de vitesse	
B. Représente l'image de couple	
C. Représente l'image de courant Iq	
D. Représente l'image de courant Id	
E. Représente l'image de flux	
Figure III.9.2: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors	53
d'augmentation de vitesse	
A. Représente l'image de vitesse	
B. Représente l'image de couple	
C. Représente l'image de curant Iq	
D. Représente l'image de courant Id	
E. Représente l'image de flux	
Figure III.9.3: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'inversion	54
de vitesse.	
A. Représente l'image de vitesse	
B. Représente l'image de couple	
C. Représente l'image de courant Iq	
D. Représente l'image de courant Id	
E. Représente l'image de flux	
Figure III.10.1 : Résultats de simulation pour l'inversion de la vitesse	56
A. Représente l'image de vitesse command par IP	
B. Représente l'image de vitesse commande par R.MGO1	
C. Représente l'image de couple command par IP	

LISTE DES FIGURES

D. Représente l'image de couple command par R.MGO1	
E. Représente l'image de flux	
Figure III.10.2: Résultats de simulation pour une variation de la charge	57
A. Représente l'image de vitesse command par IP	
B. Représente l'image de vitesse commande par R.MGO1	
C. Représente l'image de couple command par IP	
D. Représente l'image de R.MGO1	
E. Représente l'image de flux	
Figure III.11.1: Résultats de simulation lors des variation de l'inertie J	58
A. Représente l'image des variation de l'inertie J pour PI	
B. Représente l'image des variation de l'inertie J pour R.MGO1	
Figure III.11.2: Résultats de simulation lors des variation de la résistance Rs	58
A. Représente l'image des variation de la résistance Rs pour PI	
B. Représente l'image des variation de la résistance Rs pour R.MGO1	

REMERSIENTS	I
DEDICACES	II
SOMMAIRE	IV
LISTE DE FIGURES	IX
LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES	XIII
INTRODUCTION GENERALE	2

CHAPITRE I

Etat de L'art : Machines électriques MSAP

I.1.Introduction	6
I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents	6
I.2.1.Constitution	8
I.2.1.1. Stator de la machine	8
I.2.1.2. Rotor de la machine	9
I.2.1.3. F.é.m. induite	9
I.2.2.Aimants permanents	10
I.3.Représentation de la machine synchrone à aimant permanent avec et sans pièce	11
polaire	
I.4.Modes de fonctionnement	12
1.4.1. Fonctionnement en moteur	12
I.4.2.Fonctionnement en alternateur (génératrice)	12
I.4.3.Analyse du fonctionnement de la MSAP	12
I.4.4.Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimants	13
permanents	
I.5.Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de	14
machines	
I.5.1. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu	14
1.5.2. Moteurs synchrones à aimants -Moteurs synchrone classique	14
1.5.3. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones	14
I.6.Inconvénients de la MSAP.	15
I.7.Applications industrielles d'un MSAP	15
I.8 Principe de L'autopilotage des Machines Synchrones	16

I.9.Différents types d'alimentations	16
I.10.Conclusion	18
CHAPITRE II	
Modélisation de l'association convertisseur – MSAP	
II.1.Introduction	20
II.2.Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	20
II.2.1.Circuit équivalent d'un MSAP	20
II.2.2. Hypothèses simplificatrices	20
II.2.3 Mise en équation de la MSAP	21
a-Equations électriques	21
b-Equations magnétique	22
c-Equations mécaniques	22
II.3. Transformation triphasé - diphasé	22
II.3.1.Principe de la transformation de Concordia	22
II.3.2.Principe de la transformation du Park	22
II.4.Choix du Référentiel	23
II.4.1. Référentiel lié au stator	23
II.4.2. Référentiel lié au rotor	23
II.4.3. Référentiel lié au champ tournant	23
II.5.Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park	24
II.5.1.Equations électriques	24
II.5.2.Equations magnétiques	24
II.5.3 Expression du couple électromagnétique	25
II.5.4.Equations du mouvement	26
II.6. Modélisation Onduleur de tension	26
II.6.1.Définition de l'onduleur	28
II.6.2.Onduleur de Tension à MLI	28
II.6.3.Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI	29
sinus- triangle	
II.7.Simulations	30
II.7.1. Simulations du moteur synchrone à aimants permanents sans onduleur	30

II.7.2. Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur	32
II.8.Conclusion	33
CHAPITRE III	
Commande vectorielle de la MSAP	
III.1.Introduction	35
III.2.Commande vectorielle de la MSAP par régulateur PI	35
III.2.1. Principe de la commande vectorielle	35
III.2.2.Découplage	36
III.2.2.1.Découplage par compensation	36
III.2.3.Description du système global	37
III.2.4. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	38
III.2.4.1. Avantages de la commande vectorielle	38
III.2.4.2.Inconvénients de la commande vectorielle	38
III.3.La Régulation	39
III.3.1. calcule des régulateurs	39
III.4.Simulations du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle	42
par R.PI et piloté par un onduleur de tension	
III.5.Commande vectorielle de la MSAP par régulateur glissant	45
III.5.1.Systèmes a Structures Variables	45
III.5.1.1. Conception de la commande par mode glissant	46
III.5.1.1.1. Chois de la surface de glissement	46
III.5.1.1.2. L'établissement des conditions d'existence	46
III.5.1.1.3. Synthèse de la loi de commande par mode glissant	47
III.5.2. Application de la commande par régulateur glissant à la MSAP	48
III.5.2.1.Pour le régulateur de vitesse	49
IV.5.2.2.Pour la commande de la composant directe de courant statorique	49
IV.5.2.3. Pour la commande de la composante en quadratique du courant	50
statorique	
III.6.Simulations du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle	
par R.MGO1et piloté par un onduleur de tension	
III.7.Etude comparative entre la R.MGO1 et la commande PI	55

III.7.1. Etude comparative entre la R.MGO1 et la commande par PI	55
III.7.2.Robustesse aux variations paramétriques	57
III.8.Conclusion	58
Conclusion générale	
BIBLIOGRAPHIE6	
ANNEXE	

Résumé

XIII

- U
- U
- U
- U
- U
- U
- U
- U
- U
- U



Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont 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 puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques, par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent, 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].

En dépit de simplicité structurelle du MSAP; l'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend sa commande plus difficile, 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 tentions statorique.

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré, ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques, les techniques de commande classique de type PI couvrent une large gamme dans les applications industrielles, ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse, au cours de temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires [2].

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes. Lorsque la partie commandée du processus est faiblement perturbée, les algorithmes de commandes classiques, peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et la performance du système ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres extérieur et leur variations [3].

La commande à structure variable (CSV), est une commande non linéaire, possède cette robustesse, fut largement adoptée et a montré son efficacité dans de nombreuses applications. Elle change la structure de commande en fonction de l'état du système, en assurant de bonnes performances du système et une robustesse vis-à-vis des perturbations externes et des variations paramétriques. Le régime permanent du système dans ce cas est appelé mode de glissement [4].

C'est à dire que la trajectoire d'état du système est amenée vers une hyper-surface dite surface de glissement et commute autour de cette surface jusqu'au point d'équilibre [5].

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable, les premiers travaux dans ce domaine ont été proposés et élaborés au début des années 50. La caractéristique principale de ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue, aux passages par des surfaces de commutation appelées surfaces de glissement. La théorie donc des systèmes à structure variable et les modes glissants associés est une technique de commande non linéaire [6].

Les principaux avantages du contrôle par modes glissants sont [7]:

- Robustesse face à une large classe de perturbations ou d'incertitudes du modèle.
- Besoin d'une quantité réduite d'information en comparaison avec les techniques de commandes classiques.
- Possibilité de stabilisation de certains systèmes non linéaires qui ne sont pas stabilisable par loi de commande par retour d'état continu.

L'objectif principal de ce travail est l'évaluation par simulation sous Matlab-simulink des performances de la commande vectorielle par orientation du flux (FOC) de la MSAP associée à régulateur proportionnel intégrale (PI) et par des régulateurs à base de mode glissement d'ordre1.

Pour mener notre étude, le mémoire est organisé de la manière suivante:

- Le premier chapitre consacré l'état de l'art de la machine synchrone à aiment permanant avec ces application.
- Le second chapitre nous présenterons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans le repère (d,q). 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 en fait une simulation de la MSAP seul et l'association convertisseur – MSAP.
- ✤ Le troisième chapitre contient deux parties :

1^{er}fera l'objet de l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse et les courants sont réglés par de régulateur classique de type PI.

 2^{eme} sera consacré à l'application de la commande par mode glissement d'ordre un (1)

à la MSAP, on a utilisé la stratégie à trois surfaces, l'une pour la vitesse et l'autre pour les courants.

Enfin une conclusion générale où on présente une synthèse des résultats ainsi obtenus et les perspectives future pour l'amélioration de ce travail.

CHAPITRE I :

Etat de L'art : Machines électriques MSAP

I.1.Introduction

Les machines synchrones vis-à-vis des machines asynchrones ont une puissance massique plus importante. Le flux rotorique étant connu il est plus facile de maitriser le couple.

Les progrès fait dans la fabrication des aimants qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou de terre rares font qu'aujourd'hui l'utilisation des MSAP va croissante [9].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entrainements 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 type de moteur, beaucoup davantage, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé [10,11].

Dans ce chapitre, on présentera la machine synchrone a aimant permanant et leur constitution et le principe de fonctionnement.

I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents [12]

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19ème siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants. L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à Terres rares (par exemple du type manico, samarium cobalt, néodyme fer bore,...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages à savoir:

L'induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité de puissance massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines.

Dans la machine à aimants permanents MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique.

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines-outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique, ...etc.

Le domaine d'emploi de la MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétiques des aimants qui peuvent se perdre en dépassant les limites de fonctionnement.

L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués.

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont des machines à courant alternatif autopilotées, la caractéristique essentielle de ces machines est que leurs vitesse de rotation est l'image exacte de la fréquence d'alimentation[13].

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

- les machines synchrone à rotor bobiné
- les machines synchrone à réluctance
- les machines synchrone à aimants permanents.

Nous intérêt va plus particulièrement vers cette dernière catégorie, en effet avec l'apparition d'aimants permanents de plus en plus performants (faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande, induction de saturation et champ coercitif plus élevé). La machine synchrone à aimant permanent est devenue compétitive par rapport a la machine asynchrone, même dans le domaine de la moyenne puissance[14].



Figure I.1: Photographie de moteur à aimants en géométries cylindriques

I.2.1.Constitution

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile où rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

I.2.1.1. Stator de la machine

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 [15].

Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$

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].

Soit :

$$\Omega = \frac{\omega}{n}$$

I.2.1.2.Rotor de la machine

Le rotor est une partie mobile, se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.Le rotor possède différentes configurations [16,17]. La figure I.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 tangentiellement comme le montre la figure I.2.b.
- Enfin la figure I.2.c représente le cas ou les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.



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

(b) aimants permanents (1) noyés

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

Figure I.2: Différents types de rotors d'une MSAP

I.2.1.3. F.e.m. induite

Un enroulement de l'induit (stator) soumis au champ magnétique tournant de l'entrefer est le siège d'une f.e.m. e(t) de valeur efficace E

E=K.N. \emptyset .f=K.N. \emptyset .p. n_s =K' . \emptyset . n_s

E: F.e.m. induit (V).

K: Coefficient de Kapp (caractéristique de la machine)

N: Nombre de conducteurs d'une phase de la machine (1 spire = 2 conducteurs)

Ø: Flux maximum à travers un enroulement (Wb)

- f: Fréquence du courant statorique
- p: Nombre de paires de pôles
- n_s : vitesse de rotation (*tr.s⁻¹*)
- K'= KNP : constante globale (caractéristique du moteur)

I.2.2.Aimants permanents [18] [19]

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H. (Figure. I.3). Cette courbe est caractérisée par:

- L'induction rémanente Br, c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé.
- Le champ coercitif de l'induction HCB qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Les valeurs Hm et Bm du point de fonctionnement optimal M correspondant à (BH) max.



Figure I.3: Courbe de désaimantation

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres. La figure I.4 donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

- Les AlNiCo sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les ferrites sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.

- Les terres rares tels que les Samarium Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.
- Les Néodyme Fer Bore (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).



Figure I.4: Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants

I.3.Représentation de la machine synchrone à aimant permanent avec et sans pièce polaire

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types :

rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer.



Figure I.5: Rotor de la MSAP sans pièces polaires

Chapitre I

rotor possède des pièces polaires, servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe.



Figure I.6: Rotor de la MSAP avec pièces polaires

I.4.Modes de fonctionnement

La machine synchrone est réversible.

I.4.1. Fonctionnement en moteur

un moteur synchrone ne peut démarrer directement à pleine tension depuis le réseau de fréquence 50Hz (Car le rotor a une vitesse nulle au démarrage $\Omega_s \neq \frac{\omega}{p}$). Pour une alimentation directe en 50 Hz, il faudrait donc au préalable amener la charge à la vitesse nominale par un moteur auxiliaire puis connecter l'alimentation.

Pour les moteurs brushless, la solution consiste à utiliser un onduleur (système électronique recréant un système de tension triphasé de fréquence et d'amplitude voulu).

Autrefois, le rotor devait être lancé à la vitesse de synchronisme par un dispositif tierce et la variation de vitesse était impossible à réaliser.

Fonctionnement en moteur Le champ tournant du stator « accroche » le champ lié au rotor à la vitesse $\Omega_S = \frac{\omega}{n}$.

I.4.2.Fonctionnement en alternateur (génératrice)

Un alternateur synchrone = machine électrique tournante en mode génératrice et produisant de l'énergie électrique alternative.

Nous étudierons le cas d'un alternateur synchrone triphasé: l'induit peut être câblé en Y ou en Δ .

Le rotor et son champ sont entraînés par une turbine. Les bobines de l'induit sont alors le siège de f.e.m alternative de pulsation $\omega = p.\Omega_s$

I.4.3.Analyse du fonctionnement de la MSAP

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie électrique au l'énergie mécanique. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant que cet angle dépasse 90°. La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator. La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure I.7 suivante [20]:



Fonctionnement en génératrice

Figure I.7: Caractéristique du couple-angle électrique

I.4.4.Principe de fonctionnement de la machine synchrone 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.8) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b et 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.8.a) à la Figure (I.8.c). Les demi-bas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.8.b). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [17].



Figure I.8: Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents

I.5.Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines [21], [22]

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes. les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité).

I.5.1. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple élevé, l'absence du système balais lames du collecteur pour les moteurs à aimants permet de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitation pour la vitesse maximale.

I.5.2. Moteurs synchrones à aimants -Moteurs synchrone classique

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air. Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité.

D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'auto pilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement.

I.5.3. Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones

Les moteurs à aimants présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones: Un faible moment d'inertie, ce qui à pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné.

Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants, tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement. Le moteur à aimants est avantagé par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants [23].

I.6.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.7.Applications industrielles d'un MSAP

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) [24], C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [20] :

- 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.8 Principe de L'autopilotage des Machines Synchrones

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les f.e.m de celle-ci et les courants statorique, avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine .Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor, cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine.

Avec l'utilisation de ce principe, plusieurs variantes existent, dans lesquelles le type de la machine et du convertisseur est pris en compte [24].



Figure I.9: Schéma de Principe d'autopilotage d'une Machine Synchrone

I.9.Différents types d'alimentations[25]

ll existe deux types de convertisseur qui alimentent la machine à partir d'une source de tension ou de courant (onduleurs de tension ou commutateurs de courant).

Et dans notre travaille basé sur le premier type, par ce que elle est simple et le plus utilisée.

Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (G.T.O.- Transistors bipolaires, MOSFET, IGBT,).



Figure I.10: Alimentation en tension par onduleur

Compte tenu du fait que pour contrôler le couple de la machine il faut contrôler ses courants, il est nécessaire que les onduleurs de tension soient munis de boucles de contrôle des courants. De plus, ceci permet de protéger les composants de l'onduleur (Transistors ou Diodes), contre les surintensités survenant en régimes transitoires. Dans ce type d'alimentation, les courants dans les enroulements de la machine sont imposés par des consignes triphasées. Ces consignes, qui sont synchronisées avec les forces électromotrices, sont générées à l'aide d'un capteur de position à haute définition monté au rotor, et leur amplitude est calculée à partir de la référence de couple.

La présente étude de l'alimentation des machines synchrones autopilotées a été restreinte au cas de l'alimentation par onduleur de tension avec courants imposés.

Pour imposer les courants dans les enroulements de la machine, il existe deux méthodes générales:

- La première méthode consiste à imposer directement les courants par des régulateurs de type hystérésis (commande non linéaire).
- La deuxième méthode consiste à imposer les tensions permettant d'obtenir les courants désirés. Les références de ces tensions sont obtenues à partir des régulateurs linéaires de courant du type proportionnel- intégral (P.I.). Une méthode très répandue pour imposer ces références de tension est la modulation de largeur d'impulsions (MLI).

I.10.Conclusion

Dans ce chapitre on a vue les généralité de la machine synchrone à aimants permanents, les différents types de ces composants, ces modes d'alimentations et surtout ces déférents caractéristiques électriques et mécaniques.

Après ce chapitre on voir le deuxième chapitre la modélisation de l'association convertisseur –MSAP.



II.1.Introduction

La modélisation est une élaboration de modèle équivalant de se rapprocher le plus possible de modèle réel de l'objet à réaliser. Et la simulation est essayée le modèle développer pour tester, vérifier, valider, décider les performances du système.

Dans ce chapitre nous modélisons et simulerons l'architecture et le fonctionnement de chaque élément indépendamment de l'autre, pour le préparer à la simulation de la commande de MSAP avec les différents algorithmes de commande appliqués au chapitre III.

II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

II.2.1.Circuit équivalent d'un MSAP

On peut représenter un MSAP triphasé par un circuit qui montre trois tensions induites E_0 correspondant à chacune des phases. Chaque phase contienne une résistance R_s en série avec une réactance X_s au moins 10 fois plus grand que la valeur de R_s . On peut donc négliger la résistance, ce qui donne le circuit simple de la figure II.1 Évidemment, on doit tenir compte de cette résistance en ce qui concerne les pertes et l'échauffement du stator.

Selon le type de construction de l'alternateur, la valeur de la réactance synchrone peut varier entre 0,8 et 2 fois l'impédance de la charge nominale. Malgré cette impédance interne élevée, MSAP peut débiter des puissances très importantes, car la réactance synchrone ne consomme aucune puissance active.



Figure II.1: Le circuit équivalant d'une phase de la MSAP

II.2.2. Hypothèses simplificatrices

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [26].

Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références [27]:

- ✓ Les circuits magnétiques ne sont pas saturés, ce qui permet d'exprimer le flux, comme fonction linéaire des courants.
- ✓ Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligées.
- ✓ La distribution de la force magnétomotrice créée par les enroulements au stator est Sinusoïdale.
- ✓ Le système de tension est équilibré.
- ✓ Il n'existe pas d'enroulement amortisseur au rotor l'effet des amortisseurs est négligé.

II.2.3 Mise en équation de la MSAP

La figure II.2 donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.



Figure II.2: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- ✓ Equations électriques.
- ✓ Equations magnétique.
- ✓ Equations mécaniques.

a-Equations électriques

Les équations de tensions des phases statorique servent au point de départ pour l'élaboration du modèle dynamique de la MSAP. La structure électrique d'une MSAP triphasée est constituée un stator (enroulement triphasé) représenté par les trois axes (a, b, c) décalés, l'un par rapport à l'autre, d'un angle de 120° électrique.

Les tensions s'expriment en fonction des courants et des flux par les équations suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}$$
(II.1)

 $[V_a \quad V_b \quad V_c]^t$: Vecteur tension des phases statoriques.

 $\begin{bmatrix} I_a & I_b & I_c \end{bmatrix}^t$: Vecteur courant des phases statoriques.

 $[\psi_a \quad \psi_b \quad \psi_c]^t$: Vecteur des flux traversant les bobines statoriques.

 R_s : La résistance des phases statoriques.

b-Equations magnétique

Dans ces équations ψ_n correspond au flux magnétique total induit à travers chacun des bobinages (abc). Le flux total dans chaque phase peut être écrit par les équations qui suivent:

$$\psi_{a} = \psi_{f} \cos(\theta)$$

$$\psi_{b} = \psi_{f} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$\psi_{c} = \psi_{f} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

(II.2)

c-Equations mécaniques

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f$$
(II.3)

J : Et le moment d'inertie du moteur.

f: C'est le coefficient de frottement visqueux.

Cem : C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur.

Cr : C'est le couple résistant, ou de charge.

II.3. Transformation triphasé - diphasé [28,29]

II.3.1.Principe de la transformation de Concordia

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice [C]. Aux vecteurs originaux [V abc] [I abc] [φ abc], la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs originaux [V $\alpha\beta$ 0] [I $\alpha\beta$ 0] [φ $\alpha\beta$ 0]. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

La transformation de Concordia est définie par :

$$[X_{abc}] = [C][X_{\alpha\beta0}]$$

 $[X_{\alpha\beta0}] = [C^{-1}][X_{abc}]$

Où [C] est la matrice de transformation directe de Concordia, elle est donnée par :

$$\begin{bmatrix} C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$
(II.4)
II.3.2.Principe de la transformation du Park

La transformation de Park est défini par la matrice P, aux vecteurs originaux,[V abc], [Iabc] et [ϕ abc], la transformation de Park correspond aux vecteurs [V dq0],[i dq0] et [ϕ dq0]. La transformation de Park est définie par :

 $\begin{bmatrix} V & abc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V & dq0 \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} V & dq0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V & abc \end{bmatrix}$

[P] et [P]⁻¹sont la matrice de passage directe et inverse, elles sont données par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$
(II.5)

II.4.Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes de la machine synchrones à aimants permanents, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d,q) [30] :

II.4.1. Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d,q)sont immobiles par rapport au stator, dans ce cas la phase as et d coïncident. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes de démarrages et de freinages des machines à courants alternatif.

II.4.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce référence, les axes (d,q)sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r .l'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

II.4.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d,q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de prévoir l'application d'une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

II.5.Modélisation de moteur synchrone à aimant permanent dans le plan de Park

En appliquant la transformation de Park au système d'équation, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor [31].



Figure II.3: Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d,q)

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{d} \\ V_{q} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a} \\ V_{b} \\ V_{c} \end{bmatrix}$$
(II.6)

II.5.1.Equations électriques

$$\begin{bmatrix} V_{d} \\ V_{q} \end{bmatrix} = R_{s} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{d} \\ \Psi_{q} \end{bmatrix}$$
(II.7)

II.5.2. Equations magnétiques

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes: Sur l'axe d :

$$\begin{cases} \psi_{d} = L_{d}i_{d} + \psi_{f} \\ \psi_{q} = L_{q}i_{q} \end{cases}$$
(II.8)

 ψ_d : Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor:

Sur l'axe q:
$$\Psi_q = L_q i_q$$
 (II.9)

Le modèle de la (MSAP) peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{d} \\ V_{q} \end{bmatrix} = R_{s} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{d} & 0 \\ 0 & L_{q} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & -L_{q} \\ L_{d} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d} \\ i_{q} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_{f} \end{bmatrix}$$
(II.10)

II.5.3 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromécanique C_{em} est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les FMMS dans l'entrefer généré par les courants statorique. Il est démontré par [31] [32]:

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

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_{d} \dot{i}_{d} + V_{q} \dot{i}_{q})$$
(II.11)

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura:

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s(i_d^2 + i_q^2) + (i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt}) + \frac{d\theta}{dt}(\psi_d i_q - \psi_q i_d) \right]$$
(II.12)

 $>\frac{3}{2}\left[R_{s}(i_{d}^{2}+i_{q}^{2})\right]$: représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator

stator.

$$\ge \frac{3}{2} \left[(i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt}) \right]: \text{ représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les}$$

enroulements du stator.

$$\ge \frac{3}{2} \left[\frac{d\theta}{dt} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \right]: \text{ représente la puissance électromagnétique.}$$

Sachant que :

$$P\Omega = P\omega_{\rm r} = \omega \, \text{et} \, P_{\rm e} = C_{\rm e} \Omega \tag{II.13}$$

Avec :

ω: La pulsation électrique.

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

 ω_r : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

$$C_{e} = \frac{3}{2} P \left[\psi_{d} i_{q} - \psi_{q} i_{d} \right]$$
(II.14)

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_{e} = \frac{3}{2} P \left[(L_{d} - L_{q}) i_{q} i_{d} + i_{q} \psi_{f} \right]$$
(II.15)

Si le rotor est lisse (Ld=Lq), cette équation se simplifie en:

$$C_{e} = \frac{3}{2} P i_{q} \psi_{f}$$
(II.16)

II.5.4.Equations du mouvement

La dynamique de la machine est donnée par l'équation du mouvement suivante:

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_{r} - C_{f}$$
$$C_{f} = F_{r}\Omega$$
$$\Rightarrow J\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_{r} - F_{r}\Omega \qquad (II.17)$$

II.6. Modélisation Onduleur de tension

On appelle onduleur de tension un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, c'est-à-dire par une source d'impédance interne négligeable ; sa tension U n'est pas affectée par les variations du courant i qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie et le courant à l'entrée dépendent de la charge placée du coté alternatif, (MSAP).

Pour les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [33].

• k (1, 2, 3) =1: Interrupteur du demi-bas haut (1, 2, ou 3) fermé.

• k' (1, 2, 3) = 0: Interrupteur du demi-bas bas (1, 2 ou 3) ouvert.

La (figure. II.4), présente l'onduleur triphasé de tension alimentant un moteur synchrone à aimant permanent.



Figure II.4: Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimenté un MSAP

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- ▶ La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Les diodes $Di = 1, 2, 3, \dots, 6$, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre[22].

Les tensions composées sont obtenues à parties de l'onduleur:

Cette fonction est définie par:

$$\begin{cases} Vao = Van + Vno \\ Vbo = Vbn + Vno \\ Vco = Vcn + Vno \end{cases}$$
 (II.18)

Donc :

$$\begin{cases} Vao = Van + Vno \\ Vbo = Vbn + Vno \\ Vco = Vcn + Vno \end{cases}$$
 (II.19)

- n est l'indice de neutre
- Vao ,Vbo, Vco :tensions simple de la machine
- Vno : tension fictive entre le neutre et la machine synchrone à aimant permanent
- le point fictif o (figure II.4)

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolée alors :

$$Van + Vbn + Vcn = 0$$
 (II.20)

$$Vno = \frac{1}{3} (Vao + Vbo + Vco)$$
(II.21)

En remplaçant (II.21) dans (II.19), on obtient :

$$\begin{cases} Van = \frac{2}{3} Vao -\frac{1}{3} Vbo -\frac{1}{3} Vco \\ Vbn = -\frac{1}{3} Vao +\frac{2}{3} Vbo -\frac{1}{3} Vco \\ Vcn = -\frac{1}{3} Vao -\frac{1}{3} Vbo +\frac{2}{3} Vco \end{cases}$$
(II.22)

Alors :

$$\begin{cases} Van = \frac{1}{3} Vo(2K1-K2-K3) \\ Vbn = \frac{1}{3} Vo(-K1+2 K2-K3) \\ Vcn = \frac{1}{3} Vo(-K1-K2+2 K3) \end{cases}$$
(II.23)
$$\begin{cases} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{cases} = \frac{1}{3} Vo \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix}$$
(II.24)

II.6.1.Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative [34 ; 35].

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon) [36].

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.)

II.6.2.Onduleur de Tension à MLI

La modulation des largeurs d'impulsions (MLI) est une technique de commande qui permet d'une part de réduire les harmoniques de tension et d'autre part de contrôler son amplitude. La MLI consiste à multiplier le nombre des commutations des interrupteurs de l'onduleur, en gardant la tension d'entrée continue fixe, et en variant les largeurs des impulsions de la tension.

Il existe plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions :

- ✓ MLI triangulé-sinusoïdale.
- ✓ MLI à hystérésis.
- ✓ MLI vectorielle …etc.

Chacune d'elle doit obéir à un algorithme bien défini, mais toutes sont conçues pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible à la sortie de l'onduleur [36].

II.6.3.Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinustriangle)

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence [37,38].
- Caractéristique de la MLI

Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{fp}{fr} \tag{II.25}$$

$$r = \frac{Vr}{Vp} \tag{II.26}$$

avec :

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence fp de la porteuse et la fréquence fr de la référence.

r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante Vr à la valeur crête Vp de la porteuse.



Figure II.5 : Principe de la commande MLI naturelle

II.7.Simulations

II.7.1. Simulations du moteur synchrone à aimants permanents sans onduleur





Discutions des résultats

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 Cr = 10N.m à t=2s 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.

Pour les composantes des courants id = f(t) et iq = f(t) y a un grand pic de courant au démarrage et puis se stabilisent dans une valeur permanent.

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.

II.7.2.Simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur

Résultats de simulations



Figure II.7: Résultats de simulations du moteur synchrone à aimants permanents avec onduleur

Discutions des résultats

Le moteur a été essayé avec une fréquence fixe de 50 Hz (fréquence du modulante de l'onduleur de la commande MLI pilotant l'onduleur), nous remarquons des dynamiques analogues à celle de fonctionnement sans onduleur.

De la même manière que précédemment le couple est bien maîtrisé lors de l'application de la charge 10 N.m à t=2 s .

Toutefois on remarque une dynamique un peu plus lente du démarrage avec l'onduleur, et la présence des vibrations due aux commutations des bras de l'onduleur (de faible constante de temps ce qui n'influe pas sur l'allure de la vitesse, cette constante de temps étant très petite).

II.8.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents avec un certain nombre des hypothèses simplificatrices et en utilisant le modèle de Park. Le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Nous avons modélisé par la suite le convertisseur statique.

Les résultats obtenus après simulation numérique sous MTLAB nous ont permis d'analyser le comportement dynamique de la MSAP.

Pour faire une approche simple de l'utilisation du moteur synchrone on considère (id=0), pour la suite de nos travaux et ce dans la commande vectorielle.

CHAPITRE III :

Commande vectorielle de la MSAP

III.1.Introduction

Pour l'étude de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent alimenté par un onduleur de tension on doit déterminer les différentes boucles d'asservissement à savoir la boucle de vitesse et les boucles des courants.

Le contrôle vectoriel du moteur synchrone alimenté en tension et commandé en courant donne une dynamique meilleure pour le contrôle du couple.

Plusieurs systèmes physiques nécessitent, par nature, l'emploi de termes discontinus dans leurs dynamiques. C'est le cas par exemple de systèmes mécaniques avec frottements. Le pivot de cette nouvelle approche était la théorie des équations différentielles à seconds membres discontinus [39].

Donc, on doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. La commande par mode de glissent est un cas particulier de fonctionnement des systèmes à structure variable. La théorie des systèmes à structure variable fait l'objet de multiples études depuis une cinquantaine d'années. Les premiers travaux sur ce type de systèmes sont ceux d'Anosov, et d'Emelyanov.

III.2.Commande vectorielle de la MSAP par régulateur PI

III.2.1. Principe de la commande vectorielle

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [38,26].

L'équation (III.15), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables, i_d , i_q . L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [40,41].

L'équation (III.15), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \left[(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \psi_f \right]$$
(III.1)

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante i_d nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [42].

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \psi_f i_q \qquad (III.2)$$

Comme le flux ψ_f est constant, le couple est directement proportionnel à $i_q.$ Donc :

Avec :

$$C_{em} = k_t i_q \tag{III.3}$$

$$K_t = \frac{3}{2} P \psi_f$$
 (III.4)

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

III.2.2.Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants i _d, i _q ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires et $L_q \omega i_q, L_d \omega i_d$.

$$\begin{cases} V_{d} = \left(L_{d} \frac{di_{d}}{dt} + R_{s} i_{d} \right) - L_{q} \omega i_{q} \\ V_{q} = \left(L_{q} \frac{di_{q}}{dt} + R_{s} i_{q} \right) + \omega \left(L_{d} i_{d} + \psi_{f} \right) \end{cases}$$
(III.5)

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [43]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètements indépendants.

III.2.2.1.Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e $_d$, e $_q$ représente dans la Figure III.1 telle que [43]:

$$\begin{cases} V_{d} = V_{d1} - e_{d} \\ V_{q} = V_{q1} + e_{q} \end{cases}$$
(III.6)

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_{d} \frac{di_{d}}{dt} + R_{s} i_{d} \\ V_{q1} = L_{q} \frac{di_{q}}{dt} + R_{s} i_{q} \end{cases}$$
(III.7)

Et :

On a donc les courants i _d et i _q sont découplés. Le courant i _d ne dépend que de V_{d1} et i _q ne dépend que V_{q1}, à partir de l'équation (III.7) les courants i _d et i _q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_{d} = \frac{V_{d1}}{R_{s} + p.L_{d}} \\ i_{q} = \frac{V_{q1}}{R_{s} + p.L_{q}} \end{cases}$$
(III.9)



P et S: Opérateur de Laplace.

Figure III.1: Découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la Figure III.2.





III.2.3.Description du système global

La machine étant découplée selon deux axes (d,q), la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence i_{qref} qui est comparé à la valeur du courant i_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i _q. En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i _d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dref} , V_{qref} et par passage du repère (d, q) au repère(a,b,c) qui nous donne les deux tensions de référence V_a , V_b , V_c de la commande MLI de l'onduleur de tension .

La Figure (III.3) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).



Figure III.3: Schéma global de la commande vectorielle de la Machine Synchrone à aimants permanents

III.2.4. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

III.2.4.1. Avantages de la commande vectorielle

• Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)

- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

III.2.4.2. Inconvénients de la commande vectorielle

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

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance).

Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.

- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle Θ_s estimé.
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande.

Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

III.3. La régulation

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type PI ou PID sont les plus utilisés dans le domaine de réglage industriel[44].

III.3.1. Calcule des régulateurs [45-46]

a-Détermination des régulateurs de courants

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions PID (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur proportionnel- intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système. Le système présente donc pour la régulation de I un schéma bloc selon la figure



Figure III.4: Boucle de régulation du courant Id

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant Iq

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{bo}(S)$ est :

$$F_{bo}(S) = \left(K_{p} + \frac{K_{i}}{S}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_{s} + S \cdot L_{d}}\right)$$
(III.10)

Composons le pole $\frac{L_d}{R_s}$ part $\frac{K_p}{K_i}$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_p}{K_i}$$
(III.11)

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{bo}(S) = \frac{K_i}{S.R_s}$$
(III.12)

En boucle fermée, nous obtenons un système de types 1^{ere} ordre avec une constante de temps

$$\tau_{bf} = \frac{R_s}{K_i}$$
(III.13)

$$F_{bf}(S) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i} \cdot S + 1}$$
(III.14)

L'action intégrale du PI est obtenue comme suite:

$$K_{i} = \frac{R_{s}}{\tau_{bf}}$$
(III.15)

Si l'on choisit le Tr $t_{rep}=3.\tau_{bf}$, on a:

$$\begin{cases} K_{p} = \frac{3.L_{d}}{t_{rep}} \\ K_{i} = \frac{3.R_{s}}{t_{rep}} \end{cases}$$
(III.16)

b-Détermination du régulateur de vitesse

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de vitesse. Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel figure (III.5). Où le régulateur adopté est un régulateur PI.

On a :

$$\Omega(S) = \frac{1}{J.S+f} (C_{e}(S)-C_{r}(S))$$
(III.17)

Avec :

$$C_{e} = \frac{3}{2} P I_{qref} \phi_{f} = K_{i} I_{qref}$$
(III.18)



Figure III.5: Boucle de régulation de vitesse

Avec :

 $K_{iw},\,K_{pw}$:Coefficients du régulateur PI

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on dispose d'une fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne sous la forme :

$$F_{bf}(S) = \frac{\omega_0^2}{S^2 + 2.\xi \cdot S + \omega_0^2}$$
(III.19)

Avec :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_{pv} \cdot K_t \cdot K_{iv}}{J}} \\ 2.\xi \cdot \omega_0 = \frac{f}{J} + \frac{K_{pv} \cdot K_t}{J} \end{cases}$$
(III.20)

Dans notre travail on prend les valeurs suivante:

Pour les régulateurs de vitesse:

Ki= 2.2

Puis on ajoute une transfert de fonction pour calculer le rapport entre Ki et Kp.

$$n = \frac{Ki}{Kp} = \frac{2.2}{600} = 0.011$$

III.4. Simulations du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle par R.PI et piloté par un onduleur de tension

Résultats de simulation

Dans cet este, on démarre la machine à vide puis on applique un couple de charge de 5 (N.m) aux instants 0.2s et on l'élimine à 0.3s.



Figure III.6.1 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide puis on applique une couple de charge

Dans le deuxième teste (figure III.6.2)a l'instant t=0.25s on a augmenté la vitesse 100(rad/s) à 120(rad/s).



Figure III.6.2: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour l'augmentation de vitesse

Et dans le troisième teste (figure III.6.3) à l'instant t=0.25son a inversé le sens de rotation de 100 (rad/s) à-100 (rad/s)



Figure III.6.3: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour l'inversion de vitesse

On remarque:

- L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de couple charge.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP (le courant I_d=0).
- Le courant I_q et Le flux sont l'image du couple
- Les résultats de simulation d'inversion de vitesse sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

III.5.Commande vectorielle de la MSAP par régulateur glissant (CMG)

III.5.1.Systèmes à Structures Variables

Dans Les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface [42].

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

***** 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,y)=0. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et Le critère de convergence.

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 dans ce mode est Caractérisée par le choix de la surface de glissement S(x,y)=0.

Mode de régime permanent (MRP)

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase), il caractérise par la qualité et les performances de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non Linéaires [47,48].

La figure (III.7) représente les différentes modes pour la trajectoire dans le plans de phase :



Figure III.7: différentes modes pour la trajectoire dans le plan de phase

III.5.1.1. Conception de la commande par mode glissant [49]

La structure de ce contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécisions et des

perturbations sur le modèle. La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes complémentaires définies par:

- Choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence
- Détermination de la loi de commande

III.5.1.1.1. Chois de la surface de glissement

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 suivant:

$$[\dot{x}] = [A] \cdot [x] + [B] \cdot [u]$$
 (III.21)

Où $[x] \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $[u] \in \mathbb{R}^m$ vecteur de commande, avec n > m

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 :

$$S(x,t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e(t)$$
(III.22)

$$e(t) = X_{ref}(t) - X(t)$$
(III.23)

$\boldsymbol{\lambda}$:Est une constante positive

n: Est un degré relative, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande

S(x)=0: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est e(x) pour un choix correct du λ gain et c'est l'objectif de la commande.

III.5.1.1.2. L'établissement des conditions d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation.

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

L'idée est de choisir une fonction scalaire S(x) de type énergétique qui admet une dérivée temporelle négative.

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^{2}(x)$$
 (III.24)

La dérivée de cette fonction :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x)$$
 (III.25)

Pour que la fonction V(x) puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative [47,48]

$$S(x)\hat{S}(x) \prec 0$$
 (III.26)

III.5.1.1.3. Synthèse de la loi de commande par mode glissant [50]

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre la stabilité (u_n)

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_{eq} + \mathbf{u}_{n} \tag{III.27}$$

 u_{eq} correspond à la commande proposée par FILIPOV. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement S(x)=0. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x)=0$.

La commande discrète u_n , est déterminée pour vérifier la condition de convergence en dépit de l'imprécision sur les paramètres du modèle du système. Afin de mettre en évidence le développement précédent, on considère le système d'état (III.21). On cherche à déterminer l'expression analogique de la commande (u).

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t}$$
 (III.28)

En remplaçant (III.21) et (III.25) dans (III.28),on trouve :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{ [A] \cdot [x] + [B] \cdot u_{eq} \} + \frac{\partial S}{\partial x} [B] \cdot u_{n}$$
(III.29)

Durant le mode de glissement en régime permanent, la surface est nulle, et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où, on déduit l'expression de la commande équivalente

$$\mathbf{u}_{eq} = -\left\{\frac{\partial \mathbf{S}}{\partial \mathbf{x}}[\mathbf{B}]\right\}^{-1} \left\{\frac{\partial \mathbf{S}}{\partial \mathbf{x}}[\mathbf{A}][\mathbf{x}]\right\}$$
(III.30)

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B] u_n$$
 (III.31)

Durant le mode de convergence, et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (III.29), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B] U_n \prec 0$$
(III.32)

Afin de satisfaire la condition, le signe de u, doit être opposé à celui de $S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B]$. La

forme la plus simple que peut prendre la commande discrète est celle d'une fonction «signe».

$$u_n = K_x \operatorname{sign}(S(x))$$
 (III.33)
 ∂S

Le signe de k_x doit être différent de celui de $\frac{\partial S}{\partial x}[B]$.

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (chattering), qui est indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes à hautes fréquences.

Pour remédier au problème du phénomène de broutement, la fonction «sign» est remplacée par une fonction «disse» [51], continue définie au voisinage des limites des surfaces de glissement.

liss=tanh(S(x))=
$$\frac{e^{X} - e^{-X}}{e^{X} + e^{-X}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi}$$
 (III.34)

III.5.2. Application de la commande par mode glissant à la MSAP [52, 53, 54]

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant, nous allons analyser dans cette partie le comportement du système commandé par mode glissant.

On reprend le modèle du moteur synchrone à aimants permanents s'exprime sous la forme

$$\begin{cases} \dot{I}_{d} = -\frac{R_{s}}{L_{d}} I_{d} - \frac{L_{q}}{L_{d}} p\Omega I_{q} + \frac{1}{L_{d}} u_{d} \\ \dot{I}_{q} = -\frac{R_{s}}{L_{q}} I_{q} - \frac{L_{d}}{L_{q}} p\Omega I_{d} - \frac{p\psi_{f}}{L_{q}} \Omega + \frac{1}{L_{q}} u_{q} \\ \dot{\Omega} = \frac{p}{J} \Big[(L_{d} - L_{q}) I_{d} I_{q} + \psi_{f} I_{q} \Big] - \frac{1}{J} C_{r} - \frac{F}{J} \Omega \end{cases}$$
(III.35)

Synthèse de la commande par mode glissant:

On prend les surfaces suivantes :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega$$

$$S(I_d) = I_{ref} - I_d$$

$$S(I_q) = I_{ref} - I_q$$

(III.36)

IV.5.2.1.Pour le régulateur de vitesse

L'erreur de la vitesse est défini par

$$\hat{S}(\Omega) = \hat{\Omega}_{ref} - \hat{\Omega}$$
 (III.37)

Pour n=1, l'équation de contrôle de la vitesse peut être obtenue à partir de l'équation (III.22) comme suit:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{p}{J} \psi_f I_q + \frac{1}{J} C_r + \frac{F}{J} \Omega$$
(III.38)

Le contrôle du courant I_q est définie par:

$$I_{qref} = I_q^{ed} + I_q^n$$
(III.39)

Dans laquelle

$$I_{q}^{ed} = \frac{J}{P\psi_{f}} \left(\Omega_{ref} + \frac{1}{J}C_{r} + \frac{F}{J}\Omega \right)$$
(III.40)

$$I_{q}^{n} = K_{\Omega} sign(s(\Omega))$$
(III.41)

 $K_\Omega\!\!:$ constant positive

Dans notre travail On prend :

 $K_{\Omega} = 50$

IV.5.2.2. Pour la commande du composant direct de courant statorique

L'erreur de courant I_d est définie par :

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{dref} - \dot{I}_d \tag{III.42}$$

D'après la dérivée de la surface du courant Id, on peut générer la tension sur l'axe d,

$$S(\dot{I}_{d}) = I_{dref} + \frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p\Omega I_q - \frac{1}{L_d} u_d$$
(III.43)

La tension de commande u_{dref} est définie par :

$$u_{dref} = u_d^{eq} - u_d^n$$
(III.44)

$$\mathbf{u}_{d}^{eq} = \left(\dot{\mathbf{I}}_{dref} + \frac{\mathbf{R}_{s}}{\mathbf{L}_{d}}\mathbf{I}_{d} - \frac{\mathbf{L}_{q}}{\mathbf{L}_{d}}\mathbf{p}\mathbf{\Omega}\mathbf{I}_{q}\right)\mathbf{L}_{d}$$
(III.45)

$$u_{d}^{n} = K_{d} sign(s(I_{d}))$$
(III.46)

K_d: constant positive

Dans notre travail On prend :

 $K_d = 70$

IV.5.2.3. Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique

L'erreur de courant Iqest définie par :

$$\dot{S}(I_q) = \dot{I}_{qref} - \dot{I}_q$$
 (III.47)

D'après la dérivée de la surface du courant I_q , on peut exprimer la tension du contrôle sur l'axe q .

La tension de commande u qref est définie par :

$$\mathbf{u}_{qref} = \mathbf{u}_{q}^{eq} - \mathbf{u}_{q}^{n} \tag{III.48}$$

$$u_{q}^{eq} = \left(\dot{I}_{qref} + \frac{R_{s}}{L_{q}}I_{q} + \frac{L_{d}}{L_{q}}p\Omega I_{d} + \frac{\Psi_{f}}{L_{q}}p\Omega\right)L_{q}$$
(III.49)

$$u_{q}^{n} = K_{q} \operatorname{sign}(s(I_{q}))$$
(III.50)

K_q: Constant positive

La figure (III.8) suivante représente le modèle complet de la commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents :



Figure III.8: Schéma global de réglage par mode glissant

III.6.Simulations du comportement du MSAP associé à la commande vectorielle par R.MGO1 et piloté par un onduleur de tension

Résultats de simulation

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de stratégies de commande non linéaire introduite précédemment du type commande par mode de glissant.

Le performance statique et dynamique de cette commande sont analysées dans les mêmes conditions de fonctionnement que la régulateur PI(référence, charges perturbation,..., etc.) et dans la même configuration de simulation (pas d'échantillonnage, durée de simulation.,..,etc.) à partir de test de simulation de cette mode de fonctionnement suivant:

- Test de démarrage à vide avec insertion de la charge.
- test d'augmentation de vitesse.
- Test d'inversion de sens de rotation.

Essai à vide et en charge

La figure III.9.1 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m aux instants 0.2s et on l'élimine à 0.3s.



Figure III.9.1: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'un démarrage à vide puis applique une charge

A l'instant t0.25s, dans le deuxième teste (figure III.9.2) on a augmenté la vitesse de rotation de 100 (rad/s) à120 (rad/s)



Figure III.9.2: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'augmentation de vitesse

Essai de l'inversion de sens de rotation

Le troisième test (La figure III.9.3), nous avons inversé le sens de rotation de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant t=0.25s sans charge. On constate que la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement, lors de l'inversion, la vitesse diminue à cause du fonctionnement de la machine en génératrice délivrant un couple électromagnétique résistant qui sert à freiner la machine. Puis lorsque la rotation s'inverse la machine fonctionne comme moteur, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle atteint sa nouvelle référence de -100 rad/s. donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.



Figure III.9.3: Résultats de simulation de R.MGO1 de la MSAP lors d'inversion de vitesse

On remarque que :

- 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=0.2 s, on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse.
- 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.
- Un découplage réalisé avec succès par le maintien de i_d nul.
- le phénomène de chattering apparaît clairement dans le couple.

III.7. Etude comparative et tests du Robustesse entre la R.MGO1 et la commande par PI

Les résultats de simulation obtenue précédemment par les deux régulateurs PI et mode glissant de la MSAP alimenté par un onduleur à deux niveaux nécessitent une étude comparative et teste du robustesse pour connaitre les performances de chaque méthode.

III.7.1. Etude comparative entre la R.MGO1 et la commande par PI

a. Comparaison au niveau de l'inversion de la variation de vitesse

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. La figure III.10.1 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de +100 rad/s, suivi à l'instant t=0.25s, d'une inversion de la vitesse à -100 rad/s.

Les réponses obtenues avec les deux types des régulateurs montrent clairement que le système commandé avec la R.MGO1 est plus robuste par rapport à la structure PI. Où La réponse en vitesse est avec dépassement dans la commande PI. Cependant, la réponse en vitesse obtenu par la R.MGO1 est sans dépassement et suit sa référence. D'autre part, les résultats de la figure III.10.1 montrent aussi que le couple obtenu par la commande PI diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la R.MGO1 est maintenu plus longtemps à sa valeur maximale, en particulier pendant les phases de changement du sens de rotation de la MSAP.



Figure III.10.1: Résultats de simulation pour l'inversion de la vitesse

b. Comparaison au niveau de la variation de charge

La figure III.10.2 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 100 rad/s.

A l'instant t=0.2s, on applique un couple de charge de 5 N.m, puis on l'annule à l'instant t=0.3s. Concernant laR.MGO1, on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation. On remarque sur le couple, des oscillations ayant des amplitudes élevées. Ces oscillations sont rapidement atténuées car la commande discontinue qui se transforme en commande continue et le système entre en régime glissant autour de S (ω_r)= 0. Pour la commande PI, on observe que l'erreur sur la vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très importante. La vitesse rejoint sa référence après une déformation. Le couple ne répond pas instantanément.



Figure III.10.2: Résultats de simulation pour une variation de la charge

III.7.2. Robustesse aux variations paramétriques

Pour mettre en évidence la sensibilité de la commande par mode glissant et par PI, on teste les performances du contrôleur on réalisons les testes de robustesse suivants :

- Une variation du moment d'inertie J.
- Une variation de la résistance statorique Rs.
- ➢ Variation du moment d'inertie :



Figure III.11.1: Résultats de simulation lors des variation de l'inertie J

la figure III.11.1 montre la variation de l'inertie dans les deux régulateurs ,on remarque que la diminution de l'inertie se traduit par un temps de réponse plus longe pour la régulateur PI, mais aucune influence pour la régulateur glissant.

variation de la résistance statorique Rs :



Figure III.11.2: Résultats de simulation lors des variation de la résistance Rs

la figure III.11.2 montre la variation de la résistance statorique dans les deux régulateurs ,on remarque la variation de Rs moine efficacité par apport la variation de J au temps de réponse .

III.8.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, L'application de la commande vectorielle à la MSAP nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle permet d'atteindre un découplage entre les axes "d" et "q" ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) La commande par mode glissant permet d'obtenir des performances dynamiques inégales.

Les résultats de simulation des deux régulateurs, nous montrent que les réponses avec la R.MGO1 pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes lors des variations de la charge ou de la vitesse.

Finalement, on a présenté une étude comparative entre la commande vectorielle à régulateur PI et la R.MGO1 de la MSAP.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.
U U

U



La configuration adoptée pour l'entraînement à vitesse variable est composée d'une machine synchrone à aiment permanant alimentée par un onduleur de tension de deux niveaux munis à un bus continus. L'accessibilité à la mesure de toutes les grandeurs de la MSAP permet une grande souplesse de réglage des courants, du flux, et de la vitesse.

L'objectif principal de ce mémoire est la réalisation d'une nouvelle commande robuste par mode glissant qui améliore les performances de la machine.

Afin d'aborder cette étude, on a présenté au premier chapitre, une étude générale sur les aimants permanents (leurs structures et leurs propriétés), avantages et les domaines d'application qui concerne la machine synchrone à aimants permanents.

Ensuite, nous avons abordé dans le deuxième chapitre la problématique de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur les équations électriques et mécaniques dans le repère (abc) et (d-q).le modèle mathématique de la machine obtenue par la transformation de PARK en tenant compte des hypothèses simplificatrices qui permettent de réduire la complexité du système.

L'association convertisseur-machine nous a permis de constater une insuffisance au niveau des performances. A partir des équations présentées dans le chapitre et les courbes de simulation obtenus par le logiciel MATLAB/simulink, On a constaté que la machine est non linière et fortement couplé.

Au troisième chapitre, on a donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différente solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent pas entre eux.

La commande par mode glissant a fait l'objet dans ce chapitre, c'est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques basé sur des régulateurs PI, 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. La robustesse apparait au moment de l'ajustement automatique des régulateurs. Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations internes et externes même aux incertitudes du système. Ce pendant le principal inconvénient du réglage par mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de chattering. Comme perspective, il est intéressant de valider les techniques de notre étude par des essais expérimentaux, et cherché d'élaborer un modèle mathématique qui assure la stabilité et la pour suite de consigne même dans le régime transitoire de système.

- [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" 3éme Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002; université de Batna.
- [2] **Philippe Ladoux.** "Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif", Cours sur Site (www.google.fr), Variateur de Vitesse d'une Machine Asynchrone).
- [3] **Gabriel Buche**."Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone en Environnement de Temps Réel Matlab/Simulink", Thèse Doctorat, Automatisme Industriel.
- [4] V.I. Utkin."Sliding mode control design principles and applications to electric drives", IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [5] V.I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi."Sliding mode control in electro-mechanical systems", CRC Press Taylor-Francis Group, 2009.
- [6] S. V Emelyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant."Higher sliding modes in the binary control systems", Soviet Physics, Doklady, vol. 31, no. 4, pp. 291-293, 1986.
- [7] Levant."Siding order and sliding accuracy in sliding mode control". International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.
- [9] L.Leclercq."Apport de stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électriques en vue d'assurer des services systèmes". Thèse doctorat Laboratoire d'électrotechnique et de l'électronique de puissance de Lille. Dec2004
- [10] A.Titaouine, F.Benchabane, K.Yahia."Commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ses paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu", Courrier du Savoir N°07, pp.37-43, Décembre 2006.
- [11] K.Benmansour."Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires", Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, France, 2009.
- [12] Bernard, N."Machine synchrone : de la boucle ouverte a l'autopilotage". Ecole Normale Supérieure de Cachan Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ, Revue 3EI, n° 30, septembre 2002.

- [13] Bernard, N."Machine synchrone : de la boucle ouverte a l'autopilotage". Ecole Normale Supérieure de Cachan Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ, Revue 3EI, n° 30, septembre 2002.
- [14] A. Levant." Universal siso sliding-mode controller with finite-time convergence", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 46, no. 9, 2001.
- [15] Smigiel, E. Sturtzer, G. "Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses, 2000.
- [16] **Buhler, H.**" Réglage de systèmes d'électronique de puissance", Volume 1.presse polytechnique romande1997.
- [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] Lateb, R."Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps application à la propulsion marine par POD". Thèse de doctorat, institut national polytechnique de lorraine, France 2006.
- [19] Gasc, L."Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande". Thèse de doctorat l'institut national polytechnique de Toulouse, 2004.
- [20] D. Lahouel."Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [21] R. MANAJEMY."Control Strategies and Parameter Compensation for Permant Magnet Synchronous Motor Drives "; Doctor of philosophy in Electrical Engneeri ng ;Blacksburg, Virginia, 2000.
- [22] **Ph. LAMELOT, J.GUEZEL.** "Les Aimants Permanents Rendent les Moteurs Economes " ; Technologie et Innovations, 2007

- [23] Z.Lagoune."Commande par hysteresis d'une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell simplorer", These de Master, Université de Setif-1,2011
- [24] A. Ameur." Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone A aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [25] AFSHARNIA Saeed."Controle Vectoriel Des Machines Synchrones A Aimants Permanents: Identification Des Paramètres Et Minimisation Des Ondulations De Couple"Ingénieur de l'Université Amir-Kabir (Iran) ,Soutenue publiquement le 27 Avril 1995 devant la Commission d'Examen
- [26] M.S.Mahgoun."Application de La Commande H∞ Aux Systèmes Linéaires Perturbés". Thèse de Magister2012
- [27] R. Abdessemed."Modélisation et simulation des machines électriques", Presse de Université de Batna, 2011.
- [28] R .Abdessemed,M. Kadjouj."Modélisation des machines électriques". Presse de l'université de Batna 1997.
- [29] Kiyyour, B. "Commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif ". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2004.
- [30] **G. Octavian Cimuca.**"Système inertiel de stockage d'énergie associe à des générateurs éoliens ".école nationale supérieure d'arts et métiers centre de Lille 2005.
- [31] **C.Bouchereb.**"Contrôle direct du couple des machines synchrones ".mémoire de magister en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [32] **G. Lacroux.**"Actionneurs électriques pour la robotique et les asservissements" Lavoisier, 1995.

- [33] L. Lasse."Analysis of torque and speed ripple producing non-idealities of frequency converters in electric drives". Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology) to be presented with due permission for public examination and criticism in the Auditorium 1382 at Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta university, Finland on the 5th of November 2004.
- [34] **G. Séguier** et **R. Bausiére**."les convertisseurs de l'électronique de puissance",la conversion continu-alternatif Tome 4, deuxième édition, Lavosier TEC II DOC.
- [35] **F. Labrique** et **G. Séguier.**"La conversion Continu-Alternatif", Technique et Documentation, Paris, 1995.
- [36] Belmenaouar walid."Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension" Mémoire De Master.Universite M'hamed Bougara-Boumerdes.2017
- [37] G.O.Cimuca."Système inertiel des stockage d'énergie associé à des générateurs éoliens", Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure D'arts et Métiers Centre de Lille, France, 2005.
- [38] L.Kirsane."Commande non linéaire de la machine induction aspect expérimental", Mémoire de magister, Université de Batna, 2008.
- [39] **L.Lamia.**"Contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimant permanent sans capteur mécanique "; Université de Batna 2008.
- [40] **K. Nabti**."Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [41] G. Grellet, and G. Clerc."Actionneur electriques, principes, modèles, commande", Eyrolles, 1997.
- [42] E. Slotine and W. Li."Appliednonlinear control", Parentice hall Englewood Cliffs. New Jersey 1991
- [43] F. Benchabane."Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.

- [44] **N.Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune**." Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", pp.147-150, N°06, Juin 2005.
- [45] Annane Adel. «Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable». Mémoire de magister, option ELECTROMECANIQUE, Université d'Annaba, 2009.
- [46] 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.
- [47] M. Ahmed, F. M. Karim, M. Abdelkader and B. Abdelber."Input output linearization and sliding mode control of a permanent magnet synchronous machine fed by a three levels inverter", Journal of electrical engineering, VOL. 57, No. 4, 2006, 205-210
- [48] O. Hjini, T. Kaneko, and H. Ohsawa."A new controller For PMSM Servo drive Based on the Sliding mode approach with parameter adaptation", IEEJ Trans. Vo. 123 N°6, 2003
- [49] A. Massoum, MK Fellah, A. Meroufel, P. Wira, and B. Bellabes."Sliding mode control for a permanent magnet synchronous machine fed by three levels inverter using a singular perturbation decoupling", ournal of electrical & electronics engineering V.5 Istanbul University 2005
- [50] **F. Boudjima**."Commande par mode de glissement application aux convertisseurs statiques", Thèse de doctorat université Paul Sabatier de Toulouse, 1991.
- [51] K. Paponpen and M. Kong hirun."Speed Sensor less Control of PMSM Using An Improved Sliding Mode Observer With Sigmoid Function", ECTI Tran. On electrical electronics, and communications Vol.5, No.1 February 2007
- [52] Y. Li, and J. Son and J. Lee."MSM Speed Controller Using switching algorithm of PD and Sliding Mode Control", ICROS-SICE International Joint Conference 2009 August 18-21, 2009, Fukuoka International Congress Center, Japan

- [53] S. H. Chang, P. Y. Chen, Y. H Ting, and S. W. Hung. "Robust current control-based sliding mode control with simple uncertainties estimation in permanent magnet synchronous motor drive system" IET Electric Power Application, 2010, Vol. 4, Iss. 6, pp. 441-450
- [54] A.G.Aissaoui, M. Abid, A. Tahour, A.C. Megherbi. "Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors",2 international Conference on Electrical Systems Design & Technologies, Hammamet Tunisia, Nov. 8-10, 2008 439
- [55] <u>http://fr.wikipedya.org/wiki/Machine_courant_continu</u>

ANNEXE

Tous les résultats sont testés par simulation numérique dans l'environnement MATLAB/SIMULINK en utilisant les méthodes de discrétisation Range-kutta

Paramètre	Valeur (SI)
Fréquence	50 Hz
Puissance	3 k W
tension d'alimentation	220/380 V
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	1.4 Ω
Inductance longitudinale Ld	0.0066 H
Inductance transversale Lq	0.0058 H
Flux d'aimant	0.1546 web
Coefficient de frottement	0.00038818 N.m.s/rad
Inertie	0.00176 Kg.m ²
Vitesse de rotation nominale	104 rad/s
Couple nominale	3 N.m
Kp (pour Id et Iq)	(Ld*Ki1)/Rs
Ki (pour Id et Iq)	(3*Rs)/0.001

I. Paramètre du moteur synchrone à aimants permanents étudié [55]:

II.Paramètre de simulation :

> Pour la commande vectorielle (FOC) par R.PI et par (R.MGO1)

Commonly Used Parameters	All Parameters		
Select: Solver Data Import/Export	Simulation time Start time: 0,0	Stop time: 0.5	
Optimization Diagnostics Hardware Implementation	Solver options Type: Fixed-step	Solver: ode4 (Runge-Kutta)	2
Model Referencing Simulation Target Code Generation Coverage	Additional options		

Résumé

Ce mémoire présente une étude par simulation de la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aiment permanent (MSAP). Pour ce faire, nous avons d'abord dressé un état de l'art de la machine étudiée, puis nous avons présenté son modèle mathématique qui a été simulé par le Matlab-Simulink. Le système d'alimentation de cette machine comporte deux parties identiques, chaque partie est constituée par les éléments suivants : un onduleur de tension triphasé, une source triphasée.

Le problème de découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique a été également étudié. Les résultats de simulation montrent que l'objectif assigné a été atteint. Afin d'améliorer ces résultats, la technique de mode glissant a été utilisée.

Mots-clés : Machine synchrone à aiment permanent, Commande vectorielle, Réglage par mode de glissement.

Abstract

This memoir presents a simulation study of a sliding mode control of a Permanent magnet synchronous motor (PMSM). For this purpose, a state of the art of the studied machine has been carried out. A mathematical model of the machine is developed and tested by using Matlab-Simulink. The supply system of this machine includes two identical parts, Every part is constituted by the following elements: a three phase voltage source inverter, three-phase source. Also, the problem of decoupling between the flux and the electromagnetic torque has been treated. The simulation results show that the assigned objective has been reached. In order to improve this decoupling, the sliding mode technical has been used.

Key words : Permanent magnet synchronous motor, Field oriented control, Sliding mode control.

ملخص

تقدم هذه الرسالة دراسة محاكاة للتحكم في الوضع المنزلق لآلة متزامنة ذات مغاناط دائمة. للقيام بذلك ، وضعنا في المقام الأول حالة دراسة عامة عن الآلة المدروسة ، ثم قدمنا نموذجها الرياضي ثم قمنا بمحاكاته عن طريق البرنامج. يحتوي نظام تغذية هذا الجهاز على جزأين. يتكون كل جزء من العناصر التالية: عاكس جهد ثلاثي الطور ، مصدر ثلاثي الأطوار كما تمت دراسة مشكلة الفصل بين التدفق المغناطيسي والعزم الكهرومغناطيسي. تظهر نتائج المحاكاة أن الهدف المحدد قد تحقق. من أجل تحسين هذه النتائج ، تم استخدام تقنية وضع الانزلاق.