UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies Filière : Génie électrique Spécialité : Electrotechnique Industrielle Présenté par :

ARIF Salim

BOUCHAALA Abdelbari

Thème:

Commande de la machine synchrone à aimant

pérmanent (MSAP) par les réseaux de neurones

artificiels

Soutenu publiquement Le : 08/07/2019 Devant le jury :

M ^r	Kherfane Riad lakhdar
\mathbf{M}^{r}	Bourek Yacine
\mathbf{M}^{r}	Taibi Djamel
M ^r	Benaouadj Mahdi

МСВ	Président	UKM Ouargla
MCA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
MAA	Co-encadreur	UKM Ouargla
МСВ	Examinateur	UKM Ouargla

Année universitaire 2018/2019

Remerciements

Tout d'abord nous remercions Allah de nos avoir donné le courage et santé pour mettre à terme ce travail.

Nous voudrions exprimer nos sincères remerciements à nos promoteurs le Dr.Bourek Yacine et Taibi Djamel de nos avoir encadré et d'être toujours disponibles tout le long de ce travail.

Nous exprimons aussi nos remerciements au président du jury le Dr.Kherfane Riad lakhdar, ainsi que l'examinateur Mr.Djarah Djallal, et le chef de départemenent du génie électrique de l'université d'Ouargla Louazene Med lakhdar pour l'honneur qu'il nous a donné d'accomplir ce travail.

Nous remercions également notre frère Arif AbdelHalim pour son soutien continu et nous n'oublions pas de remercier nos parents et amis pour leurs encouragements et leurs présences.

Dédicace

Nous dédions ce travail

A nos chères parents quí nos ont donnés tout le courage, la tendresse et la patience

A nos chers frères, Aínsí que nos chères sœurs

A toute la famílle

A nos chères amíes

A toute la promo d'électrotechníque índustríelle ARIF Salím & BOUCHAALA Abdelbarí

2018/2019

Liste des figures
Abréviations
Liste des symbolesvi
Introduction générale1
1 .Généralité1
2. Objectif du travail
3. Structure du mémoire
CHAPITRE I : GENERALITE ET MODELISATION ET SIMULATION DE LA MSAP
I.1. Introduction
I.2. Machine Synchrone
I.3. Machine synchrone à aimant permanent (MSAP)
I.4. Différentes structures de machines synchrones à aimant permanent7
I.4.1. Structures à flux radial (RFPM)8
I.4.1.1. Aimants montés en surface
I.4.1.2. Aimants insérés
I.4.1.3. Aimants enterrés9
I.4.1.4. Aimants à concentration de flux9
I.4.2. Structures à flux axial (AFPM)9
I.5. Avantages de la MSAP11
I.6. Inconvénients de la MSAP11
I.7. Domaines d'application11
I.8. Structure générale d'une MSAP12
I.9. Hypothèses simplificatrices
I.10. Mise en équation
I.10.1. Mise en équation de la MSAP dans le repère ''abc''13
I.10.1.1 Équations de tension et de flux14
I.10.1.2. Equation mécanique17

Sommaire

I.10.2 Transformation triphasé- diphasé	18
I.10.2.1 Transformation de Park	18
I.10.2.2 Modèle de la MSAP dans le repère de Park (d,q)	19
I.10.2.3 Equations des tensions	19
I.10.2.4 Equations des flux	20
I.10.2.5 Expression de la puissance et du couple électromagnétique	21
I.11 Simulation de la MSAP	22
I.11.1 Equations d'états	22
a. Equations électriques	23
b. Equations mécaniques	24
I.11.2 Bloc de simulation de la MSAP	24
I.11.3 Résultats de simulation	24
I.12 Conclusion	26
CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP	
II.1 Introduction	
II.1 Introduction II.2 Convertisseur statique	29
II.1 IntroductionII.2 Convertisseur statiqueII.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP	29 29 30
 II.1 Introduction II.2 Convertisseur statique II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance 	29 29 30 30
 II.1 Introduction II.2 Convertisseur statique II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance II.3.2 Modélisation du filtre 	
 II.1 Introduction II.2 Convertisseur statique II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance II.3.2 Modélisation du filtre II.3.3 Onduleur de tension 	
 II.1 Introduction II.2 Convertisseur statique II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance II.3.2 Modélisation du filtre II.3.3 Onduleur de tension II.3.4 Modélisation de l'onduleur de tension 	
 II.1 Introduction II.2 Convertisseur statique II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance II.3.2 Modélisation du filtre II.3.3 Onduleur de tension II.3.4 Modélisation de l'onduleur de tension II.4 Stratégies de commande de l'onduleur 	
 II.1 Introduction II.2 Convertisseur statique II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance II.3.2 Modélisation du filtre II.3.3 Onduleur de tension II.3.4 Modélisation de l'onduleur de tension II.4 Stratégies de commande de l'onduleur. II.5 Modulation de largeur d'impulsions (MLI) 	
 II.1 Introduction II.2 Convertisseur statique II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance II.3.2 Modélisation du filtre II.3.3 Onduleur de tension II.3.4 Modélisation de l'onduleur de tension II.4 Stratégies de commande de l'onduleur II.5 Modulation de largeur d'impulsions (MLI) II.6. Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie (MLI sinus-triangle) 	
 II.1 Introduction II.2 Convertisseur statique II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance II.3.2 Modélisation du filtre II.3.3 Onduleur de tension II.3.4 Modélisation de l'onduleur de tension II.4 Stratégies de commande de l'onduleur II.5 Modulation de largeur d'impulsions (MLI) II.6. Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie (MLI sinus-triangle) II.7. Résultats de simulation de l'association Onduleur de tension-MSAP 	
 II.1 Introduction II.2 Convertisseur statique II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance II.3.2 Modélisation du filtre II.3.3 Onduleur de tension II.3.4 Modélisation de l'onduleur de tension II.4 Stratégies de commande de l'onduleur II.5 Modulation de largeur d'impulsions (MLI) II.6. Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie (MLI sinus-triangle) II.7. Résultats de simulation de l'association Onduleur de tension-MSAP 	
 II.1 Introduction II.2 Convertisseur statique. II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP. II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance. II.3.2 Modélisation du filtre II.3.2 Modélisation du filtre II.3.3 Onduleur de tension. II.3.4 Modélisation de l'onduleur de tension. II.4 Stratégies de commande de l'onduleur. II.5 Modulation de largeur d'impulsions (MLI). II.6. Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie (MLI sinus-triangle) II.7. Résultats de simulation de l'association Onduleur de tension-MSAP. II.7.1.Résultats de simulation démarrage à vide. II.7.2.Résultats de simulation démarrage en charge. 	

II.9. Découplage par compensation41
II.10. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle
II.10.1. Avantages de la commande vectorielle43
II.10.2. Inconvénients de la commande vectorielle43
II.11. Description du système global44
II.12. Synthèse des différents régulateurs44
II.12.1 Action Proportionnelle (K _p)45
II.12.2 Action Intégrale (K _i)45
II.13 Dimensionnement des régulateurs45
II.13.1 Régulateurs des Courants45
II.13.2 Régulateur de vitesse48
II.14 Limitation de courant
II.15 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension50
II.15.1 Test de robustesse par la variation de charge et la variation de vitesse :
II.15.2 Interprétation des résultats53
II. 16 Conclusion
Chapitre III: Commande de MSAP par les Réseaux de neurones
III.1 Introduction
III.2 Historique
III.3 Neurone biologique
III.4 Neurone formel
III.5 Fonction d'activation
III.6 Composition d'un réseau de neurones60
III.7 Architecture des réseaux de neurones
II.8 Apprentissage d'un réseau de neurones
III.9 Algorithmes d'apprentissage du perceptron multicouche
III.10 Ajustement Neuronale d'un régulateur classique65

III.11 Quelques aspects pratiques
III.12 Application des réseaux des neurones dans l'industrie
III.13 Les avantages et les inconvénients des réseaux de neurones
III.14 Mise en œuvre les réseaux de neurones
III.14.1 Le choix des entrées et sorties du boite neuronale
III.14.2 Le choix du type de réseau de neurones70
III.14.3 Le choix de la stratégie d'apprentissage70
III.14.4 Basse de données70
III.14.5 Réalisation d'apprentissage70
III.15 Simulation la commande MSAP par les réseaux de neurones73
III.16. Conclusion
Conclusion Générale
1. Travail accompli
2. Perspective et suggestions
AnnexesI
Annexe AI
Annexe BI
Annexe CIV
BibloigraphieXI

Liste des figures

CHAPITRE I GENERALITE ET MODELISATION ET SIMULATION DE LA MSAP
Figure I.1. Classement des machines synchrone6
Figure I.2. Machine synchrone à aimants permanents
Figure I.3. Stator et rotor de la MSAP7
Figure I .4. Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial7
Figure I .5. Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe
Figure I.6. Différentes structures rotorique à flux radial pour une MSAP9
Figure I .7. Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator10
Figure I .8. Structure à flux axial avec double rotor et un stator10
Figure I .9. Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor10
Figure I.10. Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent à étudier 12
Figure I.11. Représentation d'une MSAP dans le repère triphasé13
Figure I.12. Les différents couples qui agissent sur le rotor18
Figure I.13. Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d,q)21
Figure I.14. Schéma bloc de MSAP24
Figure I.15. Résultats de simulation de la MSAP à vide, alimentée par un réseau triphasé équilibré
Figure I.16. Résultats de simulation en charge (Cr = 12 Nm)26
CHAPITRE II COMMANDE VECTORIELLE DU MSAP
Figure II.1. Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension
Figure II.2. Redresseur triphasé double alternance à diodes
Figure II.3. Représentation de la tension de sortie du redresseur

Figure II.5. Schéma de l'onduleur triphasé3	3
Figure II.6. Illustration de la MLI sinus-triangle3	6
Figure II.7. Schéma équivalent de l'onduleur à MLI3	7
Figure II.8. Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI37	7
Figure II.9. Résultats de simulation de la MSAP à vide alimentée par un onduleur MLI38	
Figure II.10. Résultats de simulation de la MSAP en charge alimentée par un onduleu MLI	ır
Figure II.11. Principe de commande découplée pour la MSAP par rapport la MCC à excitationséparée	n 9
Figure II.12. Principe de la commande vectorielle4	0
Figure II.13. Modèle de la MSAP quand Id est nul4	0
Figure II.14. Description de couplage4	1
Figure II.15. Structure générale: (machine-découplage par compensation)4	2
Figure II.16. Commande découplée43	
Figure II.17. Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et	
Commandée par 'orientation du flux'4	4
Figure II.18. Régulateur PI4	5
Figure II.19. Boucle des régulations des courants en deux boucles indépendantes4	6
Figure II.20. Boucle de régulation du la vitesse4	8
Figure II.21. Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant4	9
Figure II.22. Régulateur PI avec anti-windup50	I
Figure II.23. Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle avec réglage classiqu (PI)	e 0
Figure II.24. Vitesse de rotorique5	1
Figure II.25. Couple électromagnétique5	2

Figure II.26. Courant I _q	52
Figure II.27. Courant I _d	52
Figure II.28. Courants I _s	53
CHAPITRE III: COMMANDE DE MSAP PAR LES RESEAUX DE NEURONES	
Figure III.1. Schéma simplifié d'un neurone biologique	57
Figure III.2. Modèle d'un neurone artificiel	
Figure III.3. Représentation matricielle du modèle d'un neurone artificiel	59
Figure.III.4. Différents types de fonctions de transfert pour le neurone artificiel	60
Figure III.5. Architecture d'un réseau de neurones	61
Figure III.6. Formes de réseau de neurones non bouclé (feed-forword)	61
Figure III.7. Structure d'un réseau de neurones dont les connexions sont ré (bouclées)	currentes
Figure III.8. Apprentissage supervisé	63
Figure III.9. Apprentissage non Supervisé	63
Figure III.10. Types d'ajustements d'un régulateur classique par réseaux de neurones	67
Figure III.11. Développement l'erreur dans Algorithme de rétropropagation	68
Figure III.12. Modèle du réseau de neurone utilisé	70
Figure III.13. Fenêtre d'entrainement de réseau de neurones	71
Figure III.14. Evolution d'erreur d'apprentissage	71
Figure III.15.Régression enter la sortie et le Target	72
Figure III.16. Schéma bloc de la commande MSAP par les réseaux de neurones	73
Figure III.17. Vitesse rotorique	74
Figure III.18. Couple électromagnétique	74
Figure III.19. Courant I _d	74

Figure III.20. Courant I _q	,
Figure III.21. Les courants statorique75	

Abréviation

- ADALINE: ADAptive LINear Element
- AFPM : Axial Flux Permanent Magnet
- DSP: Digital Signal Processing
- FOC: Field Oriented Control
- FTBF: Fonction de Transfert en Boucle Fermée
- FTBO: Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
- IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor
- MATLAB: Matrix Laboratory
- MCC : Machine à Courant Continu
- MLI: Modulation de Largeur d'Impulsions
- MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
- MSAP : Machine Synchrone à Aimant Permanent
- PCM: Perceptron Multi Couches
- PI: régulateur Proportionnel Integrative
- PID: régulateur Proportionnel Integrative Derivative
- PWM: Pulse Width Modulation
- RFPM : Radial Axial Flux Permanent Magnet
- RNA: Réseau de Neurones Artificial
- RNC: Réseau de Neurones à Convolutions
- RNI: Réseau de Neurones Identificateur

Liste des symboles

- $[\varphi_f]_i$ Vecteur du flux créer par les aimants permanents à travers les enroulements statoriques
- [*C*]: Matrice de Clark
- [L] : Matrice inductance (propre et mutuelle statorique).
- $[P(\theta)]$: Matrice de Park
- [p] : L'entré de boite neuronal
- [T]: Target
- [w]: poids de boite neuronale
- [y]: Sortie de boite neuronal
- a, b, c : Axe liés aux enrolments triphasés
- a: Fonction d'activation
- Cem: Couple électromagnétique
- C_f : Capacité de filtrage de tension
- C_f : Couple de frottement
- C_m : Couple moteur
- C_r : Couple résistant
- *d*,*q* : Axe de référentiel de Park
- e : Erreur entre la vitesse et la vitesse président
- e_d , e_q : Termes compensatoires
- e_{fa} , e_{fb} , e_{fc} : Tensions induites par les aimants dans les phases statoriques a,b,c
- *E_m*: Fonction de coùt (erreur quadratique)
- f: Frottement de la machine
- f_p : Fréquence de porteuse

- i_a , i_b , i_c . Courant statorique de phase a,b,c
- *i*_s: Courant statorique
- J : Moment d'inertie de la machine tournante
- *K_i*: Gain intégral
- *K_m*:Gain de limitation
- *K_p*: Gain proportionnel
- L_f : Inductance de lissage de courant
- L_{s} : Inductance propre d'une phase statorique.
- L_{sc} : Inductance cyclique d'un enroulement statorique.
- m : L'indice de MLI
- $M_{s:}$ Mutuelle inductance entres phases du stator
- n: Nombre des neurones dans la couche cachée
- *P*: Nombre de paires de pôles
- *r* : Le taux de la MLI
- R_{s} . Résistance d'une phase du stator
- S_i : Sortie logique de MLI
- T_d : Constant de temps en boucle ouvert de régulateur d
- T_q : Constant de temps en boucle ouvert de régulateur q
- U_a , U_b , U_c Tensions simples de réseau d'alimentation
- Uab, Ubc, Uca Tension composées débité par l'onduleur triphsé
- U_{dc} : Tension de sortie de filtre passe bas
- U_p: Valeur max de tension de porteuse
- U_r: Tension monophasé d'entrée
- U_{red} : Tension de sortie de redresseur

- $V_{a,} V_{b,} V_{c}$: Tensions statoriques de phase a,b,c
- Van, Vbn, Vcn Tension simple débité par l'onduleur
- V_{s} : Tension statorique
- θ : Angle de rotation électrique
- θ_{m} : Angle mécanique
- ξ : Coefficient d'amortissement.
- τ_d : Constant de temps en boucle fermé de régulateur d
- τ_q : Constant de temps en boucle fermé de régulateur q
- φ_a , φ_b , φ_c : Flux statorique de phase a,b,c
- φ_i : Flux de l'aimant permanent
- φ_{max} . Flux maximum produit par l'aimant dans les enroulements statoriques
- φ_{s} : Flux statorique
- Ω : Vitesse de rotation de la machine (vitesse mécanique)
- ω : Vitesse électrique du rotor
- ω_0 : Pulsation propre du système.
- Ω_{k-1} : Vitesse d'état president
- Ω_{ref} : Vitesse de reference
- *Cem_{k-1}* : Couple de l'état président
- [T] : Matrice de Concordia
- [$R(\theta)$]: Matrice de rotation
- $\varepsilon = \frac{L_q}{L_d}$: Rapport de saillance de la machine électrique
- L_d : Inductance sur l'axe d
- L_q : Inductance sur l'axe q

- φ_d , φ_q : Composantes du flux statorique dans le repère (d, q)
- i_d , i_q : Composantes du courant statorique dans le repère (d,q)
- V_d , V_q : Composantes du tension statorique dans le repère (d,q)
- I_v : Nombre des itérations de validation
- *I_r*: Nombre d'itération

Introduction générale

1.Généralité

Le domaine de l'entraînement électrique à vitesse variable a connu un essor considérable. Grâce à cette évolution, la commande des machines électriques a fait des progrès énormes. En effet, les exigences accrues de l'industrie sont à l'origine de l'utilisation de techniques de réglage et de commande des machines de plus en plus performantes. Ceci est dû d'une part, à l'évolution de l'automatique par l'introduction de méthodes intelligentes de commande des systèmes de plus en plus complexes, et d'autre part aux progrès enregistrés dans le domaine de la microélectronique et de l'électronique de puissance. Ce qui a permis la conception des convertisseurs statiques très rapides qui permettent la mise en pratique de ces techniques

Grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple, la machine à courant continu reste toujours très utilisée dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables. Cependant, la présence du système balais-collecteur est d'un handicape considérable [1].

Les machines à courant alternatif possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement minimal, une fiabilité accrue, un coût de construction plus réduit et une vitesse de fonctionnement élevée. Parmi ces machines, La machine synchrone à aiment permanent (MSAP) qui s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées [1].

Néanmoins, son utilisation exige des structures internes et des stratégies de commande plus complexes du fait de son fort non linéarité et du couplage entre le flux et le couple. Afin d'obtenir, avec cette machine, des performances semblables à celle du moteur à courant continu à excitation séparée, la commande vectorielle est introduite. Cette dernière, fait appel à un découplage en vue de linéariser le comportement de la MSAP, et de pouvoir utiliser pour le régulateur de vitesse des techniques de commande robustes développées initialement pour les systèmes linéaires. Le flux et le couple sont alors pilotés par deux courants indépendants **[1].**

Le régulateur Proportionnel -Intégral (PI) est très utilisé dans l'industrie en raison de sa simplicité et de la robustesse. Mais dans certain cas, quand la dynamique du système change avec le temps ou avec des conditions de fonctionnement, l'efficacité du PI diminue et la qualité du réglage se détériore, Pour palier à ces dégradations, l'utilisation d'une commande intelligente est plus que nécessaire. Un certain nombre de commandes intelligentes ont été déjà appliquées à la MSAP tel que la commande adaptative, la commande flou, les réseaux de neurones... les travaux publiés dans la littérature ont montré l'efficacité de ces méthodes à conduire les systèmes particulièrement complexes et maintenir les performances exigées [1].

L'emploi des réseaux de neurones artificiels (RNA) plutôt que des techniques classiques pour commander des systèmes complexes peut se justifier par la simplicité de mise en œuvre (peu d'analyse mathématique préliminaire), par la capacité d'approximation universelle prouvée, par la possibilité de considérer le processus comme une boite noire et par la possibilité de faire une analyse avec un minimum d'informations sur le processus. L'utilisation alors des réseaux de neurones pour la commande de la MSAP est largement justifiée.

2. Objectif du travail

Ce travail est consacré à l'application des régulateurs de type PI et RNA pour la commande d'un moteur synchrone à aimant permanant à pôles lisses, et d'arrivé à simuler numériquement les deux structure de commande (PI et RNA) ainsi que d'accomplir certains testes de robustesse sur chaque type de ces techniques de régulation. Dans ce travail, une structure de réseau de neurones multicouches statiques, a été analysée et appliquée à la commande de la vitesse d'un MSAP. Pour simplifier la synthèse de la commande par RNA, nous adoptons la stratégie d'apprentissage supervisée. La difficulté de l'utilisation de ce régulateur réside dans le choix de sa structure.

3. Structure du mémoire

Dans le premier chapitre, nous présentons la modélisation mathématique de la machine synchrone à aimant permanant (MSAP) pour l'étude de son fonctionnement suivi d'une simulation numérique dont le but est la validation du modèle de la machine proposée.

La commande vectorielle indirecte de la machine synchrone sera présentée dans le deuxième chapitre. Le descriptif " méthode indirect " signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux rotorique, mais elle exige la présence d'un capteur de vitesse. Les régulateurs classiques PI vu leur rôle important dans la réalisation de cette commande seront notamment utilisés pour la régulation de la vitesse du MSAP.

Le troisième chapitre portera sur la théorie des réseaux de neurones artificiels (RNA). Des explications et relations mathématiques concernant ce mode de réglage seront établies de façon à permettre une compréhension de la théorie des RNA ainsi de réaliser une simulation numérique d'un régulateur RNA utilisé pour la commande de la vitesse d'un MSAP. Enfin, une conclusion générale permettra de rassembler un certain nombre de remarques nécessaires quant à l'avantage de cette commande et des suggestions sur des perspectives éventuelles.

On terminera par une annexe ainsi d'une bibliographie indiquant quelques sources d'informations utilisées.

Chapitre I :

Généralité sur la Machine Synchrone à Aimants Permanents

I.1. Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tache difficile et nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés [8,9].

Historiquement, le moteur à courant continu (MCC) a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de son facilité de commande. Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la MCC, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient [**8,9**].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entrainements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent qui 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, non seulement d'augmenter la densité d'énergie de ces machines, mais aussi de réduire leurs dimensions et leurs pertes par rapport aux autres type de moteur, alors beaucoup davantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé aussi [**8,9**].

Dans ce chapitre nous allons donner un aperçu sur des machines synchrone à aiment permanant et nous présenterons les différents types des rotors et leur domaine d'application, puis nous traiterons leur modélisation par la transformation de Park.

La démonstration des résultats de simulation indiquant la validation du modèle utilisé sera aussi présentée sous logiciel Matlab.

I.2. Machine Synchrone

Le terme de 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 permanents soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique 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 **[2,3]**.

5

Selon le principe de la classification de CHALMERS et de ses collègues, on peut arranger l'ensemble des machines synchrones comme l'indique la figure (1.1), les machines synchrones sont distinguées par la nature de leur excitation (bobinage, aimant permanent, etc.) et par le rapport de saillance $\xi = L_q/L_d$.



Figure I.1. Classement des machines synchrone

I.3. Machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

Le moteur synchrone à aiment permanent est constitué de deux parties, une partie mobile ou 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 **[2]**.



Figure I.2. Machine synchrone à aimant permanent.

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le

fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée **[10]**.

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimant permanent alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.e.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimant en surface **[9]**.



Stator





Figure I.3. Stator et rotor de la MSAP

I.4. Différentes structures de machines synchrones à aimant permanent

Les structures des machines synchrones à aimant permanent sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Une vue schématique des deux types de machines à aimants, est donnée par la figure (I.4) **[8]**.



Figure I .4. Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial

I.4.1. Structures à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur Figure (I.5). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés [8].



Figure I .5. Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.

Les principales structures des rotors à flux radial utilisées dans les MSAP sont les suivantes [7] :

I.4.1.1. Aimants montés en surface

Dans ce type de machine Figure (I.6.a), les aimants sont collés directement à la surface du rotor. La perméabilité des aimants étant proche de celle de l'air, l'entrefer de la machine peut être considérée comme constante. Ainsi, la machine est à pôles lisses (absence de saillance $L_d = L_q$). Cette structure est souvent utilisée pour sa simplicité de fabrication et de commande mais aussi en raison de son rapport poids-puissance avantageux, ce qui rend cette solution très adaptée aux applications embarquées. Cependant, les aimants placés en surface sont susceptibles de se décoller à haute vitesse car ils sont soumis directement aux forces centrifuges. Une solution pour remédier à ce problème est de consolider le collage des aimants avec un tube de matériau amagnétique.

I.4.1.2. Aimants insérés

Cette structure Figure (I.6.b) est analogue à celle des aimants montés en surface. Cependant, les ouvertures entre les aimants sont remplies de fer pour créer une saillance $(L_q>L_d)$. Cette machine à pôles saillants présente également un bon rapport poids-puissance et le collage des aimants ne nécessite plus d'être consolidé.

I.4.1.3. Aimants enterrés

Dans ce type de machine Figure (I.6.c), les aimants permanents sont directement enterrés dans le rotor. Cette structure présente un rapport de saillance plus élevée que celle à aimants insérés ($L_q >> L_d$). Le risque de décollement des aimants est nul cependant, le rapport poids puissance est réduit. Ainsi, cette topologie est adaptée pour des fonctionnements à haute vitesse où l'encombrement n'est pas une contrainte.

I.4.1.4. Aimants à concentration de flux

Cette structure Figure (I.6.d) utilise une distribution tangentielle de l'aimantation (au lieu d'une distribution radiale dans les structures précédentes), ce qui implique une forte concentration du flux magnétique dans le rotor. Cela permet d'augmenter sensiblement l'induction dans l'entrefer. Cette topologie utilise principalement des aimants de type « ferrite » pour éviter la saturation magnétique de l'acier et s'applique donc pour des applications où le volume n'est pas une contrainte.



Figure I.6. Différentes structures rotorique à flux radial pour une MSAP

I.4.2. Structures à flux axial (AFPM)

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leurs principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales, Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent: celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator Figure (I.7) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors Figure (I.8) ou un seul rotor inséré entre deux stators Figure (I.9). L'exploitation des ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse **[8]**.



Figure I.7. Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.



Figure I .8. Structure à flux axial avec double rotor et un stator.



Figure I .9. Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.

I.5. Avantages de la MSAP

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

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

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. Domaines d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires), C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [2, 10,11] :

- 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. Structure générale d'une MSAP

La structure générale d'une machine synchrone héxapolaire à aimants permanents insérés ($L_q > L_d$) est présentée par la figure (I.10)



Figure I.10. Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent à étudier

La machine que nous allons étudier par la mise en équations correspond à la structure représentée par la figure (I.10). C'est une machine synchrone triphasée hexapolaire (nombre de pairs de pole P=3), dont le rotor est triple d'un système d'aimants permanents, assurant une répartition d'induction sinusoïdale dans l'entrefer. Ce rotor ne comporte pas le système d'amortisseurs, ni des pièces polaires. L'absence de ces pièces polaires donne à la machine la structure d'une machine à pôles saillant. Le stator comporte trois axes a, b, et c identiques et décalés entres eux d'un angle électrique de $2\pi/3$.

Par convention le rotor est lié à deux axes caractéristiques [4] :

- L'axe d'aimantation rotorique, noté (d), il est appelé axe direct ou encore longitudinal.
- L'axe inter polaire (q), appelé axe en quadrature ou transversal. Il est déphasé de π/2 en avant, par rapport à l'axe d. La position de rotor est repérée par l'angle électrique (θ) que fait son axe (d) avec l'axe immobile de la phase (a) du stator.

I.9. Hypothèses simplificatrices

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle. Cela permet une étude et une exploitation plus aisée. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courant alternatif. Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes **[2,5]**:

- La saturation est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants
- Les f.e.m. sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine, il y a une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements;
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et les pertes par courants de Foucault dans les parties magnétiques;
- La variation des résistances en fonction de la température est négligeable.

I.10. Mise en équation

I.10.1. Mise en équation de la MSAP dans le repère "abc"

La figure (I.11) représente schématiquement la MSAP considérée dans le repère fixe *abc* :



Figure I.11. Représentation d'une MSAP dans le repère triphasé

I.10.1.1 Équations de tension et de flux

Les équations électriques régissant le fonctionnement de la machines dans un repère lié au stator (a, b, c) s'écrivent sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}$$
(I.1)

On peut aussi l'écrire sous la forme matricielle condensée comme suit :

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt}$$
(I.2)

Avec :

$$\begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$
: Vecteur tensions statoriques

$$\begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$
: Vecteur courant statoriques

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0\\ 0 & R_s & 0\\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$
: Résistances des phases statoriques

$$\left[\varphi_{s}\right] = \begin{bmatrix} \varphi_{a} \\ \varphi_{b} \\ \varphi_{c} \end{bmatrix}$$
: Vecteur flux des phases statoriques

Le vecteur des flux totalisés $[\varphi_s]$ des phases statoriques s'écrit dans le repère lié au stator sous la forme matricielle condensée suivante :

$$[\varphi_s] = [L] [i] + [\varphi_f]$$
(I.3)

Avec

$$[L] = [L_{s0}] + [L_{s1}] et [\varphi_f] = [\varphi_{fa}, \varphi_{fb}, \varphi_{fc}]^T$$
(I.4)

[L] : Matrice inductance (propre et mutuelle statoriques).

 $[\varphi_f]$: Vecteur du flux créé par les aimants permanents à travers les enroulements statoriques

Dans la machine à pole saillants la matrice des inductances propres statoriques [L] est en fonction de la position du rotor, elle contient deux termes : L_{S0} qui est constant, et $L_{S1}(\theta)$ qui est en fonction de l'angle $\theta = P.\theta_m$, θ étant l'angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator.

Le rotor étant supposé saillant, les inductances ne dépendent pas de sa position car elles sont en fonction de l'entrefer qui est constant durant le mouvement de la machine et comme il n'y pas une liaison de neutre ce qui implique que la somme des courants des phases statoriques est nulle

$$Donc [L_{s1}] = 0$$

Alors

$$[L] = [L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}$$
(I.5)

Comme les phases sont symétriques et les inductances sont indépendantes de la position de rotor on peut écrire

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L_s$$
$$M_{ab} = M_{ac} = M_{ba} = M_{bc} = M_{ac} = M_{cb} = M_s$$

Donc Le système (I.5) devient

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$
(I.6)

En vertu de l'hypothèse d'une répartition spatiale sinusoïdale de l'induction, les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques *a*, *b*, *c* sont donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_{max} \cdot \cos\theta \\ \varphi_{fb} = \varphi_{max} \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{fc} = \varphi_{max} \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$
(I.7)

 φ_{max} : est le flux maximum produit par l'aimant dans les enroulements statoriques

Le flux produit dans chaque enroulement statoriques est la somme des quatre termes. Comme exemple, pour la phase *a*, le flux φ_a est la somme des termes : $\varphi_{aa} = L_s \cdot i_a$: Flux propre produit par la phase a et traversant la phase a

 $\varphi_{ba} = M_s \cdot i_b$: Flux mutuel produit par la phase b et traversant la phase a

 $\varphi_{ca} = M_s \cdot i_c$: Flux mutuel produit par la phase b et traversant la phase a

 φ_{fa} : Flux mutuel de l'aimant traversant la phase 'a'

L'expression du flux total dans la phase a est donnée par :

$$\begin{cases} \varphi_{a} = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = L_{s} \cdot i_{a} + M_{s} \cdot (i_{b} + i_{c}) + \varphi_{fa} \\ \varphi_{b} = \varphi_{bb} + \varphi_{ab} + \varphi_{cb} + \varphi_{fb} = L_{s} \cdot i_{b} + M_{s} \cdot (i_{a} + i_{c}) + \varphi_{fb} \\ \varphi_{c} = \varphi_{cc} + \varphi_{ac} + \varphi_{bc} + \varphi_{fc} = L_{s} \cdot i_{c} + M_{s} \cdot (i_{b} + i_{a}) + \varphi_{fc} \end{cases}$$
(I.8)

Du fait que la machine est équilibrée à neutre isolé, on à $(i_a + i_b + i_c = 0)$, d'où l'expression du flux dans la phase *a* se réduit alors :

$$\varphi_a = (L_s - M_s).i_a + \varphi_{fa} = L_{sc}i_a + \varphi_{fa} \tag{I.9}$$

 $L_{sc} = (L_s - M_s)$: L'inductance cyclique d'un enroulement statoriques. Par conséquent, les expressions des flux dans les phases (*b* et *c*) on aura le système suivant :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_{sc}i_a + \varphi_{fa} \\ \varphi_b = L_{sc}i_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{sc}i_c + \varphi_{fc} \end{cases}$$
(I.10)

En remplaçant les expressions des flux dans le système des tensions. On obtient :

$$\begin{cases}
V_a = R_s \cdot i_a + L_{sc} \cdot \frac{di_a}{dt} + \frac{d \varphi_{fa}}{dt} \\
V_b = R_s \cdot i_b + L_{sc} \cdot \frac{di_b}{dt} + \frac{d \varphi_{fb}}{dt} \\
V_c = R_s \cdot i_c + L_{sc} \cdot \frac{di_c}{dt} + \frac{d \varphi_{fc}}{dt}
\end{cases}$$
(I.11)

Le troisième terme du système d'équation représente les forces électromotrices (f.e.m) ou les tensions induites par les aimants rotorique dans chaque phase statoriques.

L'expression de la f.é.m. de la phase a s'écrit :

$$e_{a} = \frac{d \varphi_{fa}}{dt} = \frac{d \varphi_{fa}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = e_{fa} \omega$$
(I.12)

Avec $e_{fa} = \frac{d \varphi_{fa}}{d\theta}$

Et de la même façon pour les deux autres phases on obtient alors le système suivant :

$$\begin{cases} e_{a} = \frac{d \varphi_{fa}}{dt} = \frac{d \varphi_{fa}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = e_{fa} . \omega \\ e_{b} = \frac{d \varphi_{fb}}{dt} = \frac{d \varphi_{fb}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = e_{fb} . \omega \\ e_{c} = \frac{d \varphi_{fc}}{dt} = \frac{d \varphi_{fc}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = e_{fc} . \omega \end{cases}$$
(I.13)

 θ : Angle de rotation électrique

$$\omega = \Omega. p = \frac{d\theta}{dt}$$
: vitesse de rotation électrique

Les grandeurs e_{fa} , e_{fb} , e_{fc} représentent les (f.e.m) par unité de vitesse ou les variations par rapport à la position rotorique du flux envoyé par les aimants à travers les phases statoriques (*a*, *b*, *c*) donc le système d'équation devient :

$$\begin{cases}
V_a = R_s \cdot i_a + L_{sc} \cdot \frac{di_a}{dt} + e_{fa} \cdot \omega \\
V_b = R_s \cdot i_b + L_{sc} \cdot \frac{di_b}{dt} + e_{fb} \cdot \omega \\
V_c = R_s \cdot i_c + L_{sc} \cdot \frac{di_c}{dt} + e_{fc} \cdot \omega
\end{cases}$$
(I.14)

Ce dernier système s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} e_{fa} \\ e_{fb} \\ e_{fc} \end{bmatrix}$$
(I.15)

On remarque que le système (I.15) engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, la majorité des travaux dans la Littérature préfèrent utiliser la dite transformation de Park [5] qui, par une transformation appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse [6].

I.10.1.2. Equation mécanique

La dynamique du rotor est définie par l'équation suivante :

$$J.\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \tag{I.16}$$

 $C_f = f \cdot \Omega$





Figure I.12. Les différents couples qui agissent sur le rotor.

Avec: $\Omega = \frac{\omega}{p}$: vitesse de rotation de la machine (vitesse mécanique)

- C_r : Couple résistant
- Cem: Couple électromagnétique
- $C_{f:}$ Couple de frottement
- J : moment d'inertie de la machine tournante
- P : nombre de paires de pôles
- ω : Vitesse électrique du rotor
- f: Coefficient de frottement.

I.10.2 Transformation triphasé- diphasé

Le modèle synchrone dans le référentiel (a, b, c) étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables, le but des transformations matricielles est de le simplifier. Cette simplification réduit l'ordre de système.

I.10.2.1 Transformation de Park

La transformation de Park est un modèle mathématique consiste à transformé le système triphasé (a, b, c) en un système diphasé (d,q). Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe d. [15].

Pour passer du système triphasé (a, b, c), au système biphasé (d,q), (réciproquement) il faut utiliser les relations suivantes :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} X_{dq0} \end{bmatrix} = [p(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} = [p(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_{dq0} \end{bmatrix}$$
(I.18)

Tel que :

 $[p(\theta)]$: Matrice de Park

Matrice de Park $[P(\theta)]$ qui conserve les amplitudes est la suivante :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$
(I.19)

Cette matrice permet de passer du référentiel (a, b, c) fixe lie au stator au référentiel (d,q) mobile avec une vitesse ω

Les sens des axes *a*, *b*, *c* sont obtenus à partir des axes *d*, *q* à travers la transformation inverse de Park $[P(\theta)]^{-1}$. La matrice inverse est donnée par :

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

I.10.2.2 Modèle de la MSAP dans le repère de Park (*d*,*q*)

En appliquant la transformation de Park au système d'équation, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor, alors que dans ce référentiel, les axes (d,q) sont fixés par rapport au rotor (tournant à une vitesse ω). L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones [9].

Les variables et les paramètres sont alors représentés dans un référentiel à deux axes: l'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q), perpendiculaires, l'angle θ entre les deux repères est appelé angle Park.

I.10.2.3 Equations des tensions

En appliquant la transformation de Park au système (I.2), on aura :

$$\left[V_{dq0}\right] = \left[P(\theta)\right]\left[V_{abc}\right] = \left[P(\theta)\right]\left[R_s\right]\left[i_{abc}\right] + \left[P(\theta)\right]\frac{d}{dt}\left[\varphi_{abc}\right]$$
(I.21)

Ensuite, en se basant sur le système (I.18) tout en appliquant sur lui $[P(\theta)]^{-1}$ on obtient alors :

$$\begin{bmatrix} V_{dq0} \end{bmatrix} = \\ [P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1} [i_{dq0}] + [P(\theta)][P(\theta)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}] [P(\theta)] \cdot (\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1}) [\varphi_{dq0}]$$
(I.22)

Du moment que $[R_S]$ est diagonale alors

$$[P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1} = [R_s]$$
(I.23)

En utilisant

$$[P(\theta)].\left(\frac{d}{dt}[P(\theta)]^{-1}\right) = \frac{d\theta}{dt}\begin{bmatrix}0 & -1\\1 & 0\end{bmatrix}$$
(I.24)

À l'aide de (I.22) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans le référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{cases} V_{d} = R_{s} \cdot i_{d} + \frac{d\varphi_{d}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{q} \\ V_{q} = R_{s} \cdot i_{q} + \frac{d\varphi_{q}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{d} \end{cases}$$
(I.25)
Avec : $\frac{d\theta}{dt} = \omega$

I.10.2.4 Equations des flux

D'après les équations(I.3) et(I.18) et Park, nous avons :

$$\left[\varphi_{dq0}\right] = \left[P(\theta)\right]\left[\varphi_{abc}\right] = \left[P(\theta)\right]\left(\left[L\right]\left[i_{abc}\right] + \varphi_f\right)$$
(I.26)

$$\left[\varphi_{dq0}\right] = \left[P(\theta)\right]\left[L\right]\left[P(\theta)\right]^{-1}\left[i_{dq0}\right] + \left[P(\theta)\right].\varphi_f \tag{I.27}$$

Avec :

$$[P(\theta)][L][P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} L_d & 0\\ 0 & L_q \end{bmatrix}$$
(I.28)

Et :

$$[P(\theta)].\varphi_f = \varphi_f \begin{bmatrix} 1 & 0\\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(I.29)
Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d \cdot i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q \cdot i_q \end{cases}$$
(I.30)

D'après les équations(I.25) et(I.30) Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s. i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega. L_q. i_q \\ V_q = R_s. i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega. (L_d. i_d + \varphi_f) \end{cases}$$
(I.31)



Figure I.13. Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d,q)

I.10.2.5 Expression de la puissance et du couple électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique Cem de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par :

$$P(t) = V_a \cdot i_a + V_b \cdot i_b + V_c \cdot i_c \tag{I.32}$$

Dans le référentiel de Park, cette puissance s'écrit :

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot (V_d \cdot i_d + V_q \cdot i_q)$$
(I.33)

Pour un système équilibré : $i_0 = 0$, $V_0 = 0$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système (d, q), la puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de Park devient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s \cdot \left(i_d^2 + i_q^2 \right) + \left(i_d \cdot \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \cdot \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + \left(i_q \cdot \varphi_d - i_d \cdot \varphi_q \right) \cdot \omega \right]$$
(I.34)

Avec :

 $\frac{3}{2}R_s.(i_d^2+i_q^2)$: représente les pertes par effet Joule.

 $\frac{3}{2}\left(i_d \cdot \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \cdot \frac{d\varphi_q}{dt}\right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

 $\frac{3}{2}(i_q, \varphi_d - i_d, \varphi_q). \omega$: représente la puissance électromagnétique

Sachant que :

$$P(t) = C_{em} \Omega \quad , \ \omega = P \Omega \tag{I.35}$$

Donc :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \cdot \left(i_q \cdot \varphi_d - i_d \cdot \varphi_q \right) \tag{I.36}$$

P : nombre de pair de pôles.

I.11 Simulation de la MSAP

Considérons les tensions (V_d, V_q) , et le flux d'excitation (Φ_f) comme grandeurs de commande, les courants (i_d, i_q) comme variable d'état, et le couple Cr comme perturbation.

I.11.1 Equations d'états

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équations d'états. Sera du type :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][V]$$
(I.37)

[A] : est la matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : est la matrice d'entrée.

[V] : est le vecteur de commande.

[X] : est le vecteur d'état (posons[X] = $[i_d \ i_q]^T$).

a. Equations électriques

Le système (I.31) peut se mettre sous la forme d'équation d'état suivante :

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][V]$$
(I.38)

Avec :

$$[X] = [i_d \ i_q]^T$$

$$[V] = [V_d \ V_q \ \varphi_f]^T$$

Et

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\Omega \frac{L_q}{L_d} \\ -P\Omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{P\Omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_f \end{bmatrix}$$
(I.39)

Et en pose :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\Omega \frac{L_q}{L_d} \\ -P\Omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}$$
 Et
$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{P\Omega}{L_q} \end{bmatrix}$$

On peut écrire la matrice [A] comme suit :

$$[A] = [A_{1}] + P\omega[A_{2}]$$
(I.40)
Où:
$$\begin{cases} [A_{1}] = \begin{bmatrix} -\frac{R_{s}}{L_{d}} & 0\\ 0 & -\frac{R_{s}}{L_{q}} \end{bmatrix} \\ [A_{2}] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_{q}}{L_{d}} \\ -\frac{L_{d}}{L_{q}} & 0 \end{bmatrix}$$
(I.41)

De la même manière, nous écrivons la matrice [B] :

$$[B] = [B_1] + P\omega[B_2]$$
(I.42)

$$O\dot{\mathbf{u}} : \begin{cases} [B_1] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \\ [B_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \end{cases}$$
(I.43)

b. Equations mécaniques

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définies comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P[i_q, \varphi_d - i_d, \varphi_q] \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \\ \omega = P\Omega \end{cases}$$
(I.44)

I.11.2 Bloc de simulation de la MSAP

Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations (I.39), en tenant compte les équations (I.40), (I.42), La structure en schéma-bloc de cette simulation est présenté par la figure suivant :



Figure I.14. Schéma bloc de MSAP

I.11.3 Résultats de simulation

Notons que les paramètres de la machine utilisée sont donnés dans l'annexe (A), et le temps de simulation est de l'ordre (1s).

En première étape, nous avons simulé numériquement le fonctionnement de la machine synchrone (MSAP) alimentée directement par le réseau triphasé 240/415V, 50HZ et sans l'application de perturbation (couple résistant nul), en deuxième étape on applique un couple résistant Cr=12 N.m à l'instant t = 0.6 s. les figures (I.14), (I.15) présentée les résultats de simulation:



Figure I.15. Résultats de simulation de la MSAP à vide, alimentée par un réseau triphasé équilibré

On remarque que :

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, puis elle se stabilise à la valeur nominale après un temps de réponse important.
- L'allure de la courbe du couple présente aussi au démarrage des oscillations importantes dans un intervalle de temps important, puis se stabilise à zéro puisque la machine est à vide.
- L'allure de la courant Id présente aussi au démarrage des oscillations importantes dans grand intervalle de temps, puis se stabilise à valeur importante.
- L'allure de courant Iq est l'image du couple électromagnitique



Figure I.16. Résultats de simulation en charge (Cr = 12 Nm)

La Figure (I.15) montre l'évolution les grandeurs précédentes avec l'application d'un échelon du couple résistant de (Cr=12 N.m) à l'instant (t = 0.6 s).

- L'application de la charge entraine une variation de vitesse pendant un bref du temps, puis elle se stabilise à la même valeur qu'avant.
- Après l'application de la charge Il y a des oscillations de couple pendant un bref de temps, puis elle se stabilise à la valeur du couple de charge.
- Après l'application de la charge Il y a des oscillations de courant pendant un bref de temps, puis elle se stabilise à une valeur important inférieure à la valeur précédente.
- L'allure de la courant Id est l'image du couple électromagnitique.

I.12 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons intéressé à l'établissement du modèle de la machine synchrone à aimant permanent associée à une source d'alimentation purement sinusoïdale. Ce chapitre nous a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine synchrone MSAP, de valider ainsi le modèle établi et de vérifier que les simulations effectuées par le logiciel MATLAB sont valables.

Le modèle de la machine simulée à été établi en passant du système réel triphasée vers un système biphasé linéarité de PARK. Nous pouvons conclure que les résultats obtenus nous ont donnés une vision assez claire sur le comportement de la machine synchrone à aimant permanent et aussi la validation de son modèle mathématique.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Afin d'avoir des hautes performances dans le régime dynamique, des techniques de commande sont introduites. Parmi les quelles, nous intéresserons à l'étude de la commande d'un moteur MSAP par les régulateurs PI classiques ainsi que par un régulateur neuronal. En effet, la présentation de chaque méthode de régulation fera l'objet des chapitres II et III.

Chapitre II: Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

II.1 Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans le repère de Park est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique [14].

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, Blaschke et Hasse en 1972, ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control). L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, à excitation séparée. C'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique **[14,16]**.

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégrale (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permette de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionneurs électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application. Cette commande a été rendue possible grâce au développement des technologies de semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques (diminution des temps de commutation) et dans les unités de calcul **[14]**.

Après l'étude de la modélisation mathématique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) suivi par la simulation numérique de son comportement dynamique réalisé dans le chapitre précédent, nous présentons dans le présent chapitre la commande vectorielle de ce même moteur alimenté par un onduleur de tension. La stratégie de commande de l'onduleur est réalisée par la technique MLI, La simulation sera accomplie grâce au logiciel SIMULINK/ MATLAB.

II.2 Convertisseur statique

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Le développement des composants de puissance au milieu du siècle (électronique de puissance) à permis de développer des convertisseurs de puissance électrique sans machines tournantes. La technologie des composants utilisés (semiconducteurs) ne cesse d'évoluer [14]:

- Faible coût.
- Puissances commutées élevées

• Facilité de contrôle.

II.3 Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée à deux convertisseurs en cascade.

Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre passe bas, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La Figure (II.1) illustre le schéma de principe de cette association [17].



Figure II.1. Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension

II.3.1 Modélisations de la redresseuse triphasée double alternance

Le redresseur est un convertisseur (alternatif /continu). Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, il est représenté par la Figure (II.2).



Figure II.2. Redresseur triphasé double alternance à diodes

Ce redresseur comporte trois diodes (*D1*, *D2 et D3*) à cathode commune assurant l'aller du courant $I_d(t)$ et trois diodes (*D4*, *D5 et D6*) à anode commune assurant le retour du courant $I_d(t)$ [15].

Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension:

$$\begin{cases}
U_{a}(t) = v_{m} . \sin(2\pi f t) \\
U_{b}(t) = v_{m} . \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}) \\
U_{c}(t) = v_{m} . \sin(2\pi f t - \frac{4\pi}{3})
\end{cases}$$
(II.1)

Si on néglige l'effet de l'empiétement, la valeur instantanée de la tension redressée peut être exprimée par:

$$U_{red}(t) = \max(U_a(t), U_b(t), U_c(t)) - \min(U_a(t), U_b(t), U_c(t))$$
(II.2)

Cette tension est représentée par la figure suivant :



Figure II.3. Représentation de la tension de sortie du redresseur [10]

II.3.2 Modélisation du filtre

Afin de réduire le taux de l'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas *(LC)*, caractérisé par les équations différentielles suivantes **[14]**.

Le schéma représentatif est donné par figure (II.4) [10]:



Figure II.4 Filtre passe bas

Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{d}{dt} i_d(t) + U_{dc}(t)] \\ \frac{d}{dt} U_{dc} = \frac{1}{c_f} [i_d(t) - I_s(t)] \end{cases}$$
(II.3)

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(P) = \frac{U_{dc}(P)}{U_{red}(P)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f P})^2}$$
(II.4)

Le rôle de la capacité C_f est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.

Le rôle de l'inductance L_f est de lisser le courant i_d à travers la source de tension.

La fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \tag{II.5}$$

II.3.3 Onduleur de tension

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle [11,15].

On distingue plusieurs types d'onduleurs [10]:

- Selon le nombre de niveaux : On trouve des onduleurs multi niveaux 2, 3, . . . etc, dans notre cas en travaille avec un onduleur à deux niveaux.
- Selon la source :
- onduleurs de tension : L'onduleur de tension est utiliser pour assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui
- onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases : (monophasé, triphasé, etc.)

II.3.4 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants

La figure (II.5) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge.



Figure II.5. Schéma de l'onduleur triphasé

Il comporte trois bras de commutation et six interrupteurs électroniques pouvant être des transistors de types bipolaires, MOSFET ou IGBT associés à des diodes en tête bêche, ou encore des thyristors équipés de circuit d'extinction en plus du dispositif d'amorçage [15].

Pour simplifier l'étude, on supposera que [15,18]:

- 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 neutre isolé.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qu'on note V_{an} , V_{bn} et V_{cn} et l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques *Si*. On appelle T_i et T'_i les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a **[16]** :

Si Si = 1 alors Ti est passant et Ti' est ouvert

Si Si = 0 alors Ti est ouvert et Ti' est passant.

Les tensions composées (entre phase) délivrées par l'onduleur sont données comme suit [14]:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = U_0(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = U_0(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = U_0(S_c - S_a) \end{cases}$$
(II.6)

Les tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn}forment un système de tension triphasé équilibrée alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 (II.7)$$

De (II.6), (II.7) on a :

$$\begin{cases}
V_{an} = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\
V_{bn} = \frac{U_0}{3} (2S_b - S_a - S_c) \\
V_{cn} = \frac{U_0}{3} (2S_c - S_a - S_b)
\end{cases}$$
(II.8)

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$
(II.9)

Il reste à déterminer les fonctions, celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

L'onduleur à pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI sinus-triangle (en anglais, Pulse Width Modulation PWM) [15.16].

II.4 Stratégies de commande de l'onduleur

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie.

Parmi les différents types de commande, on trouve [11,15]:

- La commande à onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à paliers (en marche d'escalier).

• La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

II.5 Modulation de largeur d'Impulsions (MLI)

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles.

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs é partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct **[12]**.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées [12]:

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculées hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

II.6. Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie (MLI sinus-triangle)

Le principe général de la commande MLI 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 [16,11]:

- Le premier, appelé signal de référence, de fréquence *f* 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, de fréquence f_p c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. Lorsque le signal de référence est au dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est *l* et lorsqu'il est au dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à *0*.

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant [16] :

Si $U_r \ge U_p$ alors S(t) = 1 sinon S(t) = 0

 U_r : Tension de référence

 U_p : Tension de porteuse

S(t): est le signal MLI résultant

La figure (II.6), illustre le principe de cette commande :



Figure II.6. Illustration de la MLI sinus-triangle

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres [11] :

$$m = fp/f$$

m: L'indice de modulation qui défini comme étant le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence du signal de référence f.

$$r = \frac{U_r}{U_p}$$

r: Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) qui est défini comme étant le rapport entre la des amplitudes de tension de la référence Ur la valeur crête de la porteuse Up.

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.e.m. égale à E/2 connectés entre eux par un point commun (0) [12].



Figure II.7. Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

La forme de tension de sortie de l'onduleur de tension triphasée pour m = 100et r = 0.8est représentée par la figure suivante:



Figure II.8. Forme de tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI sinus-triangle (pour m=100 et r=0.8)

II.7. Résultats de simulation de l'association Onduleur de tension-MSAP

On a simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un fonctionnement à vide puis en charge.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation sinus-triangle.

Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations qui affectent le fonctionnement de la machine.



II.7.1.Résultats de simulation démarrage à vide

Figure II.9. Résultats de simulation de la MSAP à vide alimentée par un onduleur MLI





Figure II.10. Résultats de simulation de la MSAP en charge alimentée par un onduleur

MLI.

II.8. Principe de commande vectorielle

D'après l'analyse le système d'équations de modèle de MSAP, nous pouvons relever que se Modèle est non linéaire, multi-variable et il est fortement couplé. En effet, le couple électromagnétique dépend aux courants i_d et i_q .

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est à dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines à aimants permanents, la commande par flux orienté est une expression qui apparait de nos jours dans la littérature traitent les techniques de contrôle des moteurs électriques, cette stratégie consiste a maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine a courant continue **[12]**.



Figure II.11. Principe de commande découplée pour la MSAP par rapport la MCC à excitation séparée.

Puisque le principal flux de la MSAP est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (le courant direct Id nul), et le courant statorique réduire à la seule composante i_q : $(i_s = i_q)$ qui donne un couple maximal contrôlé par une seule composante du courant (i_q) et de réguler la vitesse par le courant traverse (i_q) via la tension (V_q) . Ceci vérifie le principe de la machine à courant continu [12].



Figure II.12. Principe de la commande vectorielle

Notons aussi que l'annulation de (i_d) provoque une réduction du courant statorique, ce qui permet à la machine de fonctionner dans la zone de non-saturation.

Pour $i_d = 0$, le système d'équations de la MSAP sera réduit aux équations suivantes:

$$\begin{cases}
V_{d} = -L_{q}\omega i_{q} \\
V_{q} = R_{s} \cdot i_{q} + L_{q} \cdot \frac{di_{q}}{dt} + \omega \varphi_{f} \\
J \frac{\Omega}{dt} = C_{em} - C_{r} - f\Omega
\end{cases}$$
(II.10)

Avec :
$$\omega = p.\Omega$$

 $C_{em} = \frac{3}{2}p.\varphi_f.i_q$ (II.11)

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes (d,q) lorsque le courant (i_d) est nul ,le modèle de la MSAP est réduit au modèle équivalent à la machine à courant continu à excitation séparée comme le montre la figure (II.13):



Figure II.13. Modèle de la MSAP quand *Id* est nul

II.9. Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q **[12]**.

Les tensions suivant les axes (d, q) peuvent être écrites sous les formes suivantes [12]:

$$\begin{cases} V_d = (R_s \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt}) - \omega L_q i_q \\ V_q = (R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt}) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \\ \omega = p\Omega \end{cases}$$
(II.12)

Avec la transformation de Laplace :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d s)i_d - \omega L_q i_q \\ V_q = (R_s + L_q s)i_q + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases}$$
(II.13)

s : Opérateur de Laplace.

La figure (II.14) représente le couplage entre l'axe «d» et «q» :



Figure II.14. Description de couplage

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes d et q, on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires e_d et e_q .

Avec:
$$\begin{cases} e_d = \omega L_q i_q \\ e_q = -\omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases}$$
(II.14)

A partir de l'équation (II.13) et (II.14) on a :

$$\begin{cases} V_d = V_d^* - e_d \\ V_q = V_q^* - e_q \end{cases}$$
(II.15)

Avec:
$$\begin{cases} V_d^* = (R_s + L_d s)i_d \\ V_q^* = (R_s + L_q s)i_q \end{cases}$$
(II.16)

On a donc les courants « i_d » et « i_q » sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_d^* , et I_q ne dépend que V_q^* , à partir de l'équation (II.17) les courants i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_{d} = \frac{V_{d}^{*}}{R_{s} + L_{d} s} \\ i_{q} = \frac{V_{q}^{*}}{R_{s} + L_{q} s} \end{cases}$$
(II.17)

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure (II.15) :



Figure II.15. Structure générale: (machine-découplage par compensation)

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la figure (II.16) :



Figure II.16. Commande découplée

II.10. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle [10,13]

II.10.1. 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.

II.10.2. 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.

II.11. Description du système global

La référence du courant direct i_{dref} est fixée, et la sortie du régulateur de vitesse i_{qref} constitue la consigne de couple C_{em} . Les références des courants i_{dref} et i_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine i_d et i_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d , V_q .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant i_{qref} . Par contre, le courant i_{dref} est imposé nul.

La figure (II.17) représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents avec compensation dans le repère (d, q) :



Figure II.17. Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux rotorique'

II.12. Synthèse des différents régulateurs

Les régulateurs standards de type PI ou PID sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels.

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, comme montre la figure (II.18).

La relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donné par la relation suivante :

$$U_r(t) = k_p \cdot \varepsilon(t) + k_i \cdot \int_0^1 \varepsilon(t) dt$$
(II.18)

C'est à dire :

$$\frac{U_r(s)}{\varepsilon(t)} = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{II.19}$$

Avec:

 k_p : Gain proportionnel

k_i: Gain intégral

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante [12] :



Figure II.18. Régulateur PI

II.12.1 Action Proportionnelle (*K_p*)

Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.12.2 Action Intégrale (K_i)

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action U_r augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.13 Dimensionnement des régulateurs

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.

II.13.1 Régulateurs des courants

Le schéma du contrôle des courants de la commande vectorielle se réduit à deux boucles distinctes comme l'indique la figure suivante :



Figure II.19. Boucles des régulations des courants en deux boucles indépendantes

A partir l'équation (II.16) on peut écrire les fonctions de transfert suivantes:

$$F_d(s) = \frac{i_d}{V_d^*} = \frac{1}{R_s + s.L_d} = \frac{1/R_s}{1 + s.T_d}$$
(II.20)

$$F_q(s) = \frac{i_q}{V_q^*} = \frac{1}{R_s + s.L_q} = \frac{1/R_s}{1 + s.T_q}$$
(II.21)

Avec :

$$\begin{cases} T_d = \frac{L_d}{R_s} \\ T_q = \frac{L_q}{R_s} \end{cases}$$
(II.22)

Les régulateurs (*Re* g_d) et (*Re* g_q) sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$Reg_d(s) = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd}}{k_{id}}s\right) \tag{II.23}$$

$$Reg_q(s) = \frac{k_{iq}}{s} \left(1 + \frac{k_{pq}}{k_{iq}}s\right)$$
(II.24)

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont donnée par :

$$FTBO_d = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pd}}{k_{id}}s\right) \frac{1/R_s}{1 + s.T_d}$$
(II.25)

$$FTBO_q = \frac{k_{id}}{s} \left(1 + \frac{k_{pq}}{k_{iq}}s\right) \frac{1/R_s}{1 + s.T_q}$$
(II.26)

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du système, en posant :

$$\begin{cases} \frac{k_{pd}}{k_{id}} = T_d \\ \frac{k_{pq}}{k_{iq}} = T_q \end{cases}$$
(II.27)

Les fonctions de transfert en boucle ouverte deviennent :

$$FTBO_d = \frac{k_{id}}{R_{s,s}}$$
(II.28)

$$FTBO_q = \frac{k_{iq}}{R_s.s} \tag{II.29}$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$FTBF_d = \frac{FTBO_d}{1+FTBO_d} = \frac{1}{1+\frac{1}{FTBO_d}} = \frac{1}{1+s\frac{R_s}{k_{id}}}$$
 (II.30)

$$FTBF_{q} = \frac{FTBO_{q}}{1+FTBO_{q}} = \frac{1}{1+\frac{1}{FTBO_{q}}} = \frac{1}{1+s.\frac{R_{s}}{k_{iq}}}$$
(II.31)

Donc :

$$\begin{cases} \tau_d = \frac{R_s}{k_{id}} \\ \frac{k_{pd}}{k_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \end{cases}$$
(II.32)

$$\begin{cases} \tau_q = \frac{R_s}{k_{iq}} \\ \frac{k_{pq}}{k_i} = \frac{L_d}{R_s} \end{cases}$$
(II.33)

Avec : τ_d et τ_q sont les constants de temps des régulateurs de courant on boucle fermée.

On déduit:

$$\begin{cases} k_{id} = \frac{R_s}{\tau_d} \\ k_{pd} = \frac{L_d \cdot k_{id}}{R_s} \end{cases}$$
(II.34)

$$\begin{cases} k_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \\ k_{pq} = \frac{L_q \cdot k_{iq}}{R_s} \end{cases}$$
(II.35)

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre, il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de τ_d et τ_q . Celles-ci sont choisies de manière à ce que la constante de temps du système en boucle fermée régulé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

II.13.2 Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet la détermination du couple de référence afin de maintenir la vitesse constante. En insérant un régulateur *PI* dans la boucle de vitesse on obtient le schéma de la figure suivante :



Figure II.20. Boucle de régulation du la vitesse

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right) \tag{II.36}$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par (Cr = 0) :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}}\right) \frac{1}{(J.s+f)}$$
(II.37)

En adoptant ainsi l'expression de la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée qui donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(P)}{\Omega_{ref}(P)} = \frac{K_{p\Omega}(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}})}{Js^2 + (f + K_{p\Omega})s + K_{i\Omega}}$$
(II.38)

La FTBF possède une dynamique de 2eme ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2}s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0}s + 1 = 0 \tag{II.39}$$

Alors par identification en trouve :

$$\frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_0^2}$$
(II.40)
$$\frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_0}$$
(II.41)

Avec :

 ω_0 : Pulsation propre du système.

 ξ : Coefficient d'amortissement.

On déduit :

$$\begin{cases}
K_{i\Omega} = J. \,\omega_0^2 \\
K_{p\Omega} = \frac{2\xi K_{i\Omega}}{\omega_0} - f
\end{cases}$$
(II.42)

$$K_{i\Omega} = J.\,\omega_0^2 \tag{II.43}$$

$$K_{p\Omega} = \frac{2\xi K_{i\Omega}}{\omega_0} - f \tag{II.44}$$

II.14 Limitation de courant

Ces limitations peuvent causer des problèmes lors de grands phénomènes transitoires sous formes d'un dépassement élevé de la grandeur à régler, voir même d'un comportement instable du réglage. La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée **[12,13,15]**.

La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croitre, bien que la sortie du régulateur soit limitée [12,13,15].



Figure II.21. Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant

Afin d'éviter ces inconvénients, il s'avère indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur (en particulier la composante intégrale) lorsque la limitation est atteinte. Cette mesure est appelée mesure anti- windup (anti remise de l'emballement) **[12,13,15]**.



Figure II.22. Régulateur PI avec anti-windup

Comme le dimensionnement de ce régulateur est très compliqué, nous procédons par des simulations pour régler le correcteur de vitesse. La méthode utilisée est du type : essai – erreur-dépassement, Les coefficients obtenus sont : (k_p,k_i,k_m) [12].

En fin, on peut donner le schéma-bloc de simulation de la commande vectorielle avec de la MSAP alimenté en tension à l'aide du logiciel Simulink/ MATLAB par la figure(II.23) :



Figure II.23. Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle avec réglage classique (PI)

II.15 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont donnés à l'annexe A (même modèle de la machine élaboré dans le chapitre précédent).

L'onduleur de tension est commandé par MLI. La structure de commande adoptée est celle de la figure (II.7). Les paramètres des régulateurs de vitesse et des courants sont choisis de manière à avoir des réponses rapides, sans dépassement tout en assurant la stabilité du système.

II.15.1 Test de robustesse par la variation de charge et la variation de vitesse :

En utilisant le schéma de simulation de la figure (II.23), on a procédé aux essais suivants pendant une durée de 0.4s.

- Pour 0≤ t ≤ 0.2s : Ω_{reff} est fixée à 52 rad/s, et on applique brusquement un couple de charge qui vaut C_r = C_n (ou point t = 0.1s)
- Pour 0.2≤ t ≤ 0.3s : Le couple de charge est maintenu à C_n et on fait brusquement varier la vitesse à 105 rad /s
- Pour 0.3 ≤ t ≤ 0.4s : Le couple de charge est maintenue à C_n et on fait brusquement varier la vitesse à -105 rad /s (inversion du sens de rotation de la machine).

Les résultats de simulation effectuée en SIMULINK sous MATLAB pour les trois essais (application d'une charge et augmentation de la vitesse, puis l'inversion de sens de rotation) seront donnés par les figures suivantes.



Figure II.24. Vitesse de rotorique.







Figure II.26. Courant iq.



Figure II.27. Courant id.



Figure II.28. Les courants statorique.

II.15.2 Interprétation des résultats

- L'allure de la vitesse suit parfaitement sa trajectoire de référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable sans dépassement. L'effet de la perturbation de charge entraine une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie.
- Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de couple résistant (12N.m) après l'instant *t*=0.1s avec des pics simultanée les variations de vitesse.
- Le courant statorique i_q est l'image du couple électromagnétique.
- Le courant statorique *i_d* est presque nul ce qui indique que la commande vectorielle est effective.
- Les courant de phase i_a , i_b et i_c sont prèsque nuls après le régime transitoire jusqu'à l'instant t = 0.1s pour la machine est entrainé en à vide. Puis reviennent sous forme sinusoïdale d'amplitude significative et à une fréquence nominale car la machine est entrainé en charge à vitesse nominale et à l'instant t = 0.2s apparence de pic de courant suivi d'une forme sinusoïdale de même amplitude mais de fréquence supérieure puisque la machine est entrainé en charge à une vitesse supérieure

II. 16 Conclusion

Cette étude par simulation numérique effectuée durant ce chapitre nous a permis d'aborder la conception d'une régulation de vitesse de la MSAP associée à une commande vectorielle, cette dernière permet de traiter la MSAP de façon semblable à celle de la machine à courant continu.

Les régulateurs PI utilisés sont suffisants pour la régulation de vitesse des MSAP. Aussi, nous remarquons que les paramètres de ces régulateurs dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge, ce qui nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante. Pour remédier le problème de l'influence de la variation des paramètres de la machine durant son fonctionnement en charge sur les gains des régulateurs PI classique, nous proposerons dans le chapitre qui suit, l'utilisation des régulateurs neuronaux au lieu des régulateurs PI classique comme solution efficace et simple à implémenter.

Chapitre III:

Commande de la Machine Synchrone à Aimants Permanents par les Réseaux de neurones

III.1 Introduction

Les réseaux de neurones artificiels, nés il y a environ une cinquantaine d'années, sont toujours en cours de développement. Cet axe de recherche a attiré l'attention de beaucoup de chercheurs de différentes disciplines. Ces réseaux de neurones artificiels sont issus de la combinaison entre la neurobiologie comme idée de base, la physique comme champs d'application et les mathématiques et l'informatique autant que moyens de réalisation [22,23].

Les réseaux de neurones artificiels sont des ensembles de neurones formels associés en couches et fonctionnant en parallèle. Chaque neurone (processeur) élémentaire calcule une sortie unique sur la base des informations qu'il reçoit. Dans un réseau, chaque sous-groupe fait un traitement indépendant des autres et transmet le résultat de son analyse au sous-groupe suivant. L'information donnée au réseau va donc se propager couche par couche, de la couche d'entrée à la couche de sortie, en passant soit par aucune, une ou plusieurs couches intermédiaires (dites couches cachées). Les réseaux de neurones ont la capacité de stocker l'information dans les poids synaptiques, obtenus par des processus d'adaptation ou d'apprentissage et de la rendre disponible à l'usage **[22,23]**.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la régulation de la vitesse et le couple du moteur synchrone à aimant permanant (MSAP). Le principe de la régulation est basé sur la structure de la commande vectorielle que nous avons étudié dans le chapitre précédent où nous remplacerons les régulateur classiques (PI) par des régulateur plus modernes, appelés les régulateurs neuronaux.

III.2 Historique [23]

- 1943 : Mc Culloch et Pitts présentent le premier neurone formel.
- 1949 : Hebb propose un mécanisme d'apprentissage (règle de Hebb).
- 1958 : Rosenblatt présente le premier réseau de neurones artificiels : le Perceptron. Il est inspiré du système visuel, et possède deux couches de neurones : perceptive et décisionnelle. Dans la même période, le modèle de l'ADALINE (ADAptive LINear Element) est présenté par Widrow Ce sera le modèle de base des réseaux multicouches.
- **1969** : Minsky et Papert publient une critique des perceptrons en montrant leurs limites, ce qui va faire diminuer la recherche sur le sujet.
- 1972 : Kohonen présente ses travaux sur les mémoires associatives.
- **1982** : Hopfield démontre l'intérêt d'utiliser les réseaux récurrents pour la compréhension et la modélisation des fonctions de mémorisation.
• **1986** : Rumelhart popularise l'algorithme de rétropropagation du gradient, conçu par Werbos, qui permet d'entraîner les couches cachées des réseaux multicouches.

Les réseaux neuronaux ont été depuis été beaucoup étudiés, et ont trouvé énormément d'applications.

III.3 Neurone biologique

Un neurone est une cellule nerveuse qui est un élément de base du système nerveux central, il se compose essentiellement de **[23]**:

- **Corps cellulaire (soma)**: il est centré par un noyau, toutes les informations recueillies par les synapses sont acheminées vers le corps cellulaire
- **Synapse**: une synapse est une jonction entre deux neurones ; et généralement entre l'axone d'un neurone et une dendrite d'un autre neurone.
- **Dendrites**: ce sont de fines extensions tubulaires qui se ramifient autour du neurone et forment une sorte de vaste arborescence. Elles captent les signaux envoyés au neurone.
- L'axone: qui est la partie qui s'occupe de la transmission de l'information issue du corps cellulaire ; conduisant des signaux électriques de la sortie d'un neurone vers l'entrée d'un autre neurone.

Un neurone stimulé envoie des impulsions électriques ou potentielles d'action à d'autres neurones. Ces impulsions se propagent le long de l'axone unique de la cellule. Au point de contact entre neurones, les synapses, ces impulsions sont converties en signaux chimiques. Quand l'accumulation des excitations atteint un certain seuil, le neurone engendre un potentiel d'action, d'une amplitude d'environ 100 mV et pendant une durée de 1 ms **[24]**.



Figure III.1. Schéma simplifié d'un neurone biologique

III.4 Neurone formel

Le neurone formel est un modèle mathématique simplifié du neurone biologique comme illustré à la figure (III.2). Un neurone est essentiellement constitué d'un intégrateur qui effectue la somme pondérée de ses entrées. Le résultat *n* de cette somme est ensuite transformé par une fonction de transfert *f* qui produit la sortie *a* du neurone. Les *R* entrées du neurone correspond au vecteur $p = [p_1 p_2 ... p_R]^T$ alors que $w = [w_{1,1} w_{1,2} ... w_{1,R}]^T$ représente le vecteur des poids du neurone [**27**].

La sortie *n* de l'intégrateur est donnée par l'équation suivante :

$$n = \sum_{j=1}^{R} w_{1,j} p_j - b$$
 (III.1)

Que l'on peut aussi écrire sous forme matricielle :

$$n = w^T p - b \tag{III.2}$$

Cette sortie correspond à une somme pondérée des poids et des entrées moins le biais b du neurone. Le biais b s'appelle aussi le seuil d'activation. Lorsque le niveau d'activation atteint ou dépasse le seuil, alors l'argument de f devient positif (ou nul). Sinon, il est négatif.



Figure III.2. Modèle d'un neurone artificiel.

Un autre facteur limitatif dans le modèle que nous nous sommes donnés concerne son caractère discret. En effet, pour pouvoir simuler un réseau de neurones, nous allons supposer que tous les neurones sont synchrones, c'est-à-dire qu'à chaque temps ils vont simultanément calculer leur somme pondérée et produire une sortie a(t) = f(n(t)).

On ajoutant la fonction d'activation f pour obtenir la sortie du neurone :

$$a = f(n) = f(w^T p - b) \tag{III.3}$$

En remplaçant w^T par une matrice $W=w^T$ d'une seule ligne, on obtient une forme générale

$$a = f(Wp - b) \tag{III.4}$$

L'équation (III.4) nous amène à introduire un schéma du modèle plus compact que celui de la figure (III.2). La figure (III.3) illustre celui-ci. On y représente les R entrées comme un rectangle. De ce rectangle sort de vecteur p. Ce vecteur est multiplié par une matrice W qui contient les poids synaptique. Finalement, la sortie du neurone est calculée par la fonction d'activation f.



Figure III.3. Représentation matricielle du modèle d'un neurone artificiel.

III.5 Fonction d'activation

Différentes fonctions de transfert pouvant être utilisées comme fonction d'activation du neurone sont énumérées au la figure (III.4). Les trois les plus utilisées sont les fonctions «seuil» (en anglais «hard limit»), «linéaire» et «sigmoïde» [25].

Nom de la fonction	Relation d'entrée/sortie	Icône	Nom Matlab
seuil	$a = 0 \text{si } n < 0$ $a = 1 \text{si } n \ge 0$		hardlim
seuil symétrique	$\begin{array}{cc} a = -1 & \sin n < 0 \\ a = 1 & \sin n \ge 0 \end{array}$	F	hardlims
linéaire	a = n	$ \ge$	purelin
linéaire saturée	a = 0 si n < 0 $a = n \text{si } 0 \le n \le 1$ a = 1 si n > 1		satlin
linéaire saturée symétrique	$\begin{array}{ccc} a=-1 & \sin n < -1 \\ a=n & \sin -1 \leq n \leq 1 \\ a=1 & \sin n > 1 \end{array}$	$\not\models$	satlins
linéaire positive	$a = 0 \sin n < 0$ $a = n \sin n \ge 0$		poslin
sigmoïde	$a = \frac{1}{1 + \exp^{-n}}$		logsig
tangente hyperbolique	$a = \frac{e^n - e^{-n}}{e^n + e^{-n}}$	F	tansig
compétitive	a = 1 si <i>n</i> maximum a = 0 autrement	C	compet

Figure III.4. Différents types de fonctions de transfert pour le neurone artificiel.

III.6 Composition d'un réseau de neurones (RNA)

Un RNA est constitué généralement de trois couches [23]:

- **Couche d'entrée** : Elle est constituée de d'ensemble neurones du réseau qui reçoivent les données du problème. Sa taille est donc déterminée directement par le nombre de variables d'entrée.
- **Couche de sortie** : Elle est constituée de l'ensemble des neurones de sortie du réseau. C'est cette couche-là qui fournit les résultats du problème.
- Une ou plusieurs couches cachées : Ce sont les couches qui se trouvent entre la couche d'entrée et la couche de sortie. E-lles définissent l'activité interne du réseau.

En général, les fonctions d'activations sont non linaires sur ces couches.



Figure III.5. Architecture d'un réseau de neurones

III.7 Architecture des réseaux de neurones

Suivant la logique d'interconnexion choisie, les réseaux de neurones se distinguent en deux grandes familles: les réseaux non bouclés (statiques) et les réseaux bouclés (dynamiques) [22,23].

• Réseau de neurones non bouclé (feed-forword)

Un réseau de neurones non bouclé est représenté graphiquement par un ensemble de neurones connectés entre eux. L'information circulant des entrées vers les sorties sans retour en arrière. C'est à dire si l'on se déplace dans le réseau à partir d'un neurone quelconque en suivant les connexions, on ne peut pas revenir au neurone de départ. Les réseaux de neurones non bouclés sont des outils statiques, utilisés principalement pour effectuer des tâches l'approximation de fonctions non linéaires, de modélisation de processus statiques non linéaires.



Réseau non bouclé à connexions Totales

Réseau non bouclé à connexion partielle

Figure III.6. Formes de réseau de neurones non bouclé (feed-forword)

• Réseau de neurones bouclé (feed-back)

Ce sont des réseaux qui ont un ou plusieurs rebouchage internes, leurs sorties à un instant t dépendront des entrées aux mêmes instants, et aux instants antérieurs. Ces connexions récurrentes ramènent l'information en arrière par rapport au sens de propagation. Les rebouchages rajoutent donc un effet de mémorisation du passé. Ces réseaux de neurones bouclés constituent un système dynamique "à temps discret", régi par une (ou plusieurs) équation(s) aux différences non linéaires, résultant de la composition des fonctions réalisées par chacun des neurones et des retards associés à chacune des connexions. Ils sont utilisés pour effectuer des tâches de modélisation et d'adaptation de systèmes dynamiques, de commande de processus, ou de filtrage.



Figure III.7. Structure d'un réseau de neurones dont les connexions sont récurrentes (bouclées).

III.8 Apprentissage d'un réseau de neurones

Une fois l'architecture choisie, elle doit subir une phase d'apprentissage qui correspond à la phase du développement du réseau durant laquelle il réalise des modifications des poids de connexions du réseau, généralement par des algorithmes spécifiques, afin d'obtenir des valeurs optimales de ces poids. A la fin de cette opération, le réseau converge vers un fonctionnement adapté au problème qu'on désire résoudre, tout en fournissant, au préalable, des exemples d'apprentissage. Ces derniers doivent être suffisamment représentatifs; autrement dit; il faudra qu'ils couvrent aussi complètement que possible le domaine de fonctionnement désiré pour le réseau [22,23]. Il existe essentiellement deux types d'apprentissage non supervisé et l'apprentissage supervisé [25]:

Apprentissage Supervisé

Pour ce type d'apprentissage, un superviseur (professeur) fournit au réseau les entrées, et au même temps les sorties désirées. Le réseau doit ajuster ses poids de façon à réduire l'écart entre la sortie désirée et sa sortie, cette procédure est répétée jusqu'à ce qu'un critère de performance soit satisfait.

L'algorithme d'apprentissage utilisé dans notre travail est celui de la rétropropagation de l'erreur car ce dernier est le mieux adapté à l'apprentissage des réseaux de neurones de type MLP.



Figure III.8. Apprentissage supervisé

Apprentissage non supervisé

Dans l'apprentissage non supervisé, aucune information sur la sortie désirée n'est fournie au réseau. On présente une entrée au réseau et on le laisse évoluer librement jusqu'à ce qu'il se stabilise, ce comportement est connu sous le nom "auto organisation. Le réseau de neurones dans ce cas-là détecte automatiquement les régularités qui figurent dans les exemples présentés et il modifie les poids des connexions pour que les exemples ayant les mêmes caractéristiques de régularité provoquent la même sortie. Ce mode d'apprentissage est aussi appelé « apprentissage par compétition ».



Figure III.9. Apprentissage non Supervisé

Pour ces deux types d'apprentissage, il y a également un choix traditionnel entre

- L'apprentissage Off-Line: toutes les données sont dans une base d'exemples d'apprentissage qui sont traités simultanément.
- L'apprentissage On-Line: les exemples sont présentés les uns après les autres au fur et à mesure de leur disponibilité.

III.9 Algorithmes d'apprentissage du perceptron multicouche

Il existe plusieurs algorithmes d'apprentissage du PMC, le plus utilisé est [22,23]:

L'algorithme de la rétro propagation du gradient

L'algorithme de la rétro propagation du gradient est un algorithme itératif conçu pour minimiser un critère quadratique d'erreur entre la sortie obtenue d'un réseau multicouche et la sortie désirée. Cette minimisation est réalisée par une configuration des poids adéquate. L'erreur est la différence entre la valeur désirée pour le neurone de sortie et sa valeur calculée par propagation. En effet, l'algorithme nécessite une fonction continue, non-linéaire et différentiable comme fonction de transfert du neurone.

L'algorithme de rétro propagation du gradient de l'erreur se résume aux étapes suivantes :

1- Initialisation des poids de connexions à des valeurs aléatoires de faible grandeur.

- 2- Présentation d'un couple (entrée, sortie désirée) de la base d'apprentissage.
- 3- Présentation de la forme d'entrée sur la couche d'entrée du réseau.
- 4- Calcul par propagation de la sortie.
- 5- Calcul des différents signaux d'erreur des différentes couches.
- 6- Mise à jour des matrices de connexions.

7- Tant que l'erreur est trop importante, retourner à l'étape 2.

$$E_m = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} e(k)^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} (t(k) - a(k))^2$$
(III.5)

Avec :

E_m: représente l'erreur quadratique commise au niveau de la couche de sortie du réseau

N : Le nombre d'exemple dans la base d'apprentissage.

- e(k): L'erreur quadratique commise à la sortie du réseau.
- t(k): Le vecteur cible (sortie désirée).
- a(k): Le vecteur de sortie élaboré par le réseau.

Le mécanisme de recherche des poids optimaux du réseau est basé sur la minimisation de l'erreur *E* dans l'espace des poids synaptiques du réseau de neurones. Ce qui conduit à l'équation de mise à jour du j^{ème} poids et du i^{ème} neurone suivante :

$$W_{ij}(t+1) = W_{ij}(t) + \eta \left(\frac{\partial E_m}{\partial W_{ij}(t)}\right)$$
(III.6)

Avec η : le taux d'apprentissage.

 $W_{ij}(t+1)$: nouveau poids.

 $W_{ij}(t)$: ancien poids.

• L'algorithme de Levenberg-Marquardt

Cette méthode est particulièrement astucieuse car elle s'adapte elle-même à la forme de la fonction de coût. Elle effectue un compromis entre la direction du gradient et la direction donnée par la méthode de Newton. En effet, si η_{k-1} est grand, on reconnaît la méthode du gradient (dans ce cas la valeur du pas est donnée par $1/\eta_{k-1}$) et si η_{k-1} est petit, la modification des paramètres correspond à celle de la méthode de Newton [19].

L'apprentissage d'un réseau de neurone par l'algorithme de Levenberg-Marquardt est très sensible à l'initialisation des poids des neurones. Une mauvaise initialisation du réseau peut conduire à ce que l'optimum trouvé ne soit qu'un optimum local. Dans le cadre d'un entrainement hors ligne, cette situation peut être évitée par l'application de la validation croisée entre différents modèles ayant des paramètres d'initialisation différents [19].

1- Présenter les entrées x(n) au réseau, calculer les sorties correspondantes, le vecteur d'erreur e(k) et le calculer la fonction de coût.

$$E_n(\vec{w}) = \sum_{k=1}^N e_k^{(n)}(\vec{w}) \tag{III.7}$$

 E_n : la fonction de cout de L'algorithme de Levenberg-Marquardt

- 2- calculer la matrice jacobienne $J_n(\vec{w})$
- 3- mettre à jour les poids :

$$\vec{w}_{n+1} = \vec{w}_n - (J_n^T(\vec{w}_n)J_n(\vec{w}_n) + \mu_n I)J_n^T(\vec{w}_n)E(\vec{w}_n)$$
(III.8)

 μ_n : est toujours positif, appelé coefficient de combinaison

I : est la matrice identité

4- calculer :

$$E_n(\vec{w}_{n+1}) = \sum_{k=1}^N e_k^{(n)}(\vec{w}_{n+1})$$
(III.9)

Si
$$E_n(\vec{w}_{n+1}) < E_n(\vec{w}_n)$$
, alors $\mu_{n+1} = \mu_{n+1} - v$, ù v est une constante, puis retourner à tape 1

l'étape 1

Si $E_n(\vec{w}_{n+1}) > E_n(\vec{w}_n)$ alors $\mu_{n+1} = \mu_{n+1} + \nu$, puis retourner à l'étape 3 pour mettre à jour μ_{n+1}

5- Itération des étapes 2 à 4 jusqu'à avoir rencontré un critère d'arrêt.

III.10 Ajustement Neuronale d'un régulateur classique [19]

La figure (III.10) regroupe quatre architectures de commande. Le régulateur conventionnel de type proportionnel-intégral-dérivé (PID) est pris comme exemple dans les différentes illustrations. Le schéma de commande par identification directe d'un régulateur est illustré par la figure (III.10.a), Dans ce schéma, un RNI est illustré pour faire une identification hors ligne du régulateur.

Une fois cette identification est accomplie, le RNI remplacera le régulateur conventionnel dans la boucle de commande et fonctionnera en tant que RNC. Cette méthode trouve son intérêt lorsqu'on veut s'affranchir des contraintes liées à l'implémentation des régulateurs conventionnels.

La commande par apprentissage en parallèle avec un régulateur représentée par le schéma de la figure (III.10.b) est constituée d'un RNC qui fonctionne en ligne et en parallèle avec le régulateur PID. Le RNC réalise un apprentissage en ligne grâce à l'erreur calculée à partir de la consigne R(k) et la sortie du processus y d(k). La sortie du RNC, U2(k), est additionnée avec la sortie U1(k) du régulateur conventionnel afin de la corriger. L'intérêt de ce schéma est que le RNC opère en ligne et permet de corriger les insuffisances du régulateur PID notamment lors du changement des paramètres du processus.

Un autre schéma consiste en la commande par apprentissage d'un régulateur est illustré par la figure (III.10.c) Dans cette configuration, le RNC est corrigé par la sortie U2(k) du régulateur conventionnel dans le but de minimiser cette sortie et donc d'éliminer son effet dans la boucle de commande. Après apprentissage, donc U2(k) tend vers une très faible valeur, le RNC sera utilisé pour la commande du processus en boucle ouverte.

La dernière stratégie présentée est la commande par auto-ajustement des paramètres d'un

régulateur PID illustré sur par la figure (III.10.d) Dans ce schéma, les paramètres du régulateur PID (Kp, Ki et KD) sont déterminés en ligne par le RNC. Ensuite, ils sont injectés dans la structure du PID afin de procéder à la régulateur du processus. Cette architecture offre la caractéristique adaptative à la structure du régulateur conventionnel. Ceci permettra aux paramètres du régulateur PID de suivre en temps réel les changements des paramètres du processus.





III.11 Quelques aspects pratiques [22.23]

La détermination et le choix du réseau optimal pour un processus donné sont des problèmes ouverts, malgré l'existence de quelques travaux, qui permettent pour une vaste classe de réseaux, de déterminer l'architecture optimale.

fixer le nombre de couches cachées

Mis à part les couches d'entrée et de sortie, l'analyste doit décider du nombre de couches intermédiaires ou cachées. Sans couche cachée, le réseau n'offre que de faibles possibilités d'adaptation; avec une couche cachée, il est capable, avec un nombre suffisant de neurones, d'approximer toute fonction continue.

déterminer le nombre de neurones par couches cachées

Actuellement, il n'existe pas une loi qui nous dicte exactement le nombre de neurones nécessaires au niveau des couches cachées. Donc on ne sait pas comment construire le réseau, ni combien de neurones sont dans la couche cachée, ni combien de liens synaptiques. En effet, si le réseau possède un très grand nombre de poids et de neurones, le réseau est trop souple et si ce nombre est trop petit, le réseau est trop rigide et présente des mauvaises performances.

• Test d'arrêt

La détermination du critère d'arrêt est cruciale dans la mesure où la convergence peut passer par des minima locaux. En effet, le test d'arrêt est la mesure des performances du réseau pour savoir si la convergence du réseau est atteinte. D'une façon générale, on cherche à arrêter l'algorithme si l'erreur E est minimale c'est-à-dire si le gradient de l'erreur est proche de zéro.

Généralement, le test d'arrêt est effectué en découpant la base de données en deux parties, une base d'apprentissage (BA) et une base de test (BT), et en alternant des étapes d'apprentissage sur la (BA) et de mesure de performances sur la (BT) jusqu'à atteindre des résultats satisfaisant.

• Taux d'apprentissage

Ce paramètre détermine la vitesse de convergence. Si la valeur de démarrage de η est grande, alors on aura un apprentissage très rapide mais au prix de la création des oscillations dans l'erreur totale qui empêcheront l'algorithme de converger vers un minimum désiré. Le réseau devient instable. Dans la plupart des cas si la fonction d'erreur possède plusieurs minimums locaux, le réseau subira un blocage dans l'un d'eux. Toutes ces conditions nous obligent à commencer l'apprentissage avec une petite valeur de η , si on veut attendre un minimum global même si l'apprentissage est long.



Figure III.11. Développement l'erreur dans Algorithme de rétropropagation

Seuil de tolérance

Ce paramètre critique détermine la précision de la réponse du réseau. Théoriquement, l'algorithme doit se terminer dès que le minimum de l'erreur commise par le réseau sera atteint, correspondant à un gradient nul, ce qui n'est jamais rencontré en pratique. C'est pourquoi on fixe à priori ce seuil afin d'arrêter l'apprentissage.

III.12 Application des réseaux des neurones dans l'industrie [19]

Vu ses avantages les réseaux de neurones sont plus en plus utilisés dans l'industrie tel que :

- la commande des systèmes électriques.
- le traitement des eaux.
- l'identification des systèmes.
- la reconnaissance des formes.

III.13 Avantages et inconvénients des réseaux de neurones [19]

Les RNA sont une formulation mathématique simplifiée des neurones biologiques. Ils ont la capacité de mémorisation, de généralisation et surtout d'apprentissage qui est le phénomène le plus important. Dans cette partie, nous allons résumer les avantages et les inconvénients de l'utilisation des réseaux de neurones dans la commande.

Avantages

Les principales qualités des réseaux de neurones sont leur capacité d'adaptabilité et d'auto-organisation et la possibilité de résoudre des problèmes non-linéaires avec une bonne approximation.

Inconvénients

La difficulté d'interpréter le comportement d'un réseau de neurones est un inconvénient pour la mise au point d'une application. Il est également hasardeux de généraliser à partir d'expériences antérieures et de conclure ou de créer des règles sur le fonctionnement et le comportement des réseaux de neurones.

III.14 Mise en œuvre des réseaux de neurones

Dans notre étude nous avons remplacé le régulateur de vitesse PI par un régulateur neuronal. selon le principe de la commande par identification directe d'un régulateur classique comme indique de la figure (III.10.a), Ce qui nous a permis de tester les performances des réseaux de neurone dans le contrôle de vitesse de la MSAP.

III.14.1 Le choix des entrées et sorties du boite neuronale

Les entrées de boite noire neuronale présentées comme un vecteur p, où $p = [\Omega_{ref} e \Omega_{(k-1)} Cem_{(k-1)}]^T$ et sortie $Y = [C_{em}]^T$

III.14.2 Le choix du type de réseau de neurones

Comme nous l'avons mentionné dans la partie théorique, il y a plusieurs types de RNA. Pour notre étude nous avons opté pour le Perceptron Multi Couches (PCM) non bouclée. En effet les techniques à base de PCM ont démontré ces dernières années leur efficacité en termes d'erreur de corrélation. Le PCM utilisé contient seulement une seule couche cachée ayant dix (10) neurones à fonction d'activation type (tangente sigmoïde) et une seule couche de sortie possédant un seul neurone qui a une fonction d'activation (linéaire).

III.14.3 Le choix de la stratégie d'apprentissage

L'apprentissage est un aspect très important des RNA. Qui consiste à modifier les poids des connexions jusqu'à ce qu'ils ne se modifient plus que d'une façon infime. Pour notre étude, nous avons choisi un apprentissage supervisé. L'algorithme utilisé est celui de Levenberg-Marquardt.

Le RNA est créé et compilé sous le logiciel MATLAB en utilisant l'outil (nnstart) et on a choisi l'utilitaire (nftool). La figure suivante montre le modèle du notre RNA utilisé dans notre étude.



Figure III.12. Modèle du réseau de neurone utilisé.

III.14.4 Basse de données:

Pour la réalisation de l'apprentissage. On a utilisé le tableau répertorié dans l'annexe C. Cette base de données est collectée par la simulation de la commande vectorielle classique. Le vecteur d'entrée est formé comme suit :

On a fait varier la vitesse de référence de -110 rad/s à 110 rad/s avec un pas de 5 rad/s et pour chaque valeur de vitesse de référence on a relevé les valeurs des autres variables d'entrées pendant le régime permanant du fonctionnement de la machine en charge. Pour le test en charge le couple a été varié de 0 à 12 N.m avec un pas de 3 N.m.

III.14.5 Réalisation d'apprentissage

Après la collection de la base de données comme expliqué précédemment, nous avons procédé à la création et l'implémentation de notre RNA sous l'utilitaire Nftool ensuite nous avons procédé à l'étape de l'apprentissage. Les figures suivantes montrent les performances de l'apprentissage effectué.

📣 Neural Network Training	g (nntraintool)		_					
Neural Network								
Hidden Output Input 4 10 1 1 1 1 1 1 1								
Algorithms Data Division: Random Training: Levenbe Performance: Mean Sq Derivative: Default	(dividerand) rg-Marquardt uared Error (n (defaultderiv)	(trainlm) nse)						
Epoch: Time:	0	589 iterations 0:00:15		1000				
Performance:	54.7	8.59 e-0 8		0.00				
Gradient:	146	2.16 e-0 5		1.00e-07				
Mu: 0.00	100	1.00 e -07		1.00e+10				
Validation Checks:	0	б		6				
Plots								
Performance	(plotperform)							
Training State	(plottrainstate)							
Error Histogram	(ploterrhist)							
Regression	(plotregression)						
Fit	(plotfit)							
Plot Interval:			30 epochs					
✓ Opening Error His	togram Plot							

Figure III.13. Fenêtre d'entrainement de réseau de neurones



Best Validation Performance is 2.5327e-08 at epoch 583





Figure III.15.Régression entre la sortie et le Target

• Interprétation des résultats

- > L'outil (nftool) dispose des critères de progression automatiques pour la fin d'apprentissage, dans notre exemple, le critère d'arrêt est l'indice de validation Iv=6 itération qui correspond à l'itération Ir=589 et l'erreur global acceptable $Em=8.59*10^{-8}$.
- ➤ La figure (III.14) indique l'évolution des erreurs de l'entrainement, test et la validation qui procèdent en parallèle, Ils commencent par une valeur d'erreur élevée, puis diminuent rapidement jusqu'à atteindre la courbe de validation à la valeur meilleure de l'erreur $Emv=2.53*10^{-8}$ à l'itération Ir=583, en suit l'arrêt d'apprentissage après 6 itérations
- ➢ La figure (III.15) représente la régression des valeurs de sortie *Y*=*Cem* calculées par notre RNA et ceux désirées *T*=*Cem_{ref}*, où nous remarquons les points sont positionné sur la droite Y=T, cela signifie que la sortie calculée par RNA égale celle désirée. Donc le rapport entre ces deux sorties (calculée et désirée) est proche de 1. Cela démontre un bon apprentissage de notre RNA.
- La raison du réentraînement plusieurs fois pour obtenir de bons résultats est la sélection aléatoire des poids initiaux par logiciel Matlab.
- Dans la plupart des cas si la fonction d'erreur possède plusieurs minimums locaux, le réseau subira un blocage dans l'un d'eux. Toutes ces conditions nous obligent à

commencer l'apprentissage avec une petite valeur de η , si on veut attendre un minimum global même si l'apprentissage est long.

III.15 Simulation la commande MSAP par les réseaux de neurones

Après la phase de l'apprentissage, nous avons créé un bloc Simulink de notre RNA et nous avons remplacé le régulateur PI classique de la vitesse dans la structure de la commande vectorielle par le bloc Simulink de notre RNA comme illustré sur la figure suivante :



Figure III.16. Schéma bloc de la commande MSAP par les réseaux de neurones artificiels

• Résultats de simulation

La machine étudié est la même que celle des chapitres (I) et (II)

On a effectués même tests de robustesse par la variation de charge et la variation de vitesse élaborés dans le chapitre II.

Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures suivantes :











Figure III.19. courant Id



Figure III.20. courant Iq



Figure III.21. les courants statorique

• Interprétation des résultats

- L'allure de vitesse dans le cas du régulateur neuronal ressemble beaucoup à l'allure dans le cas du régulateur P I. Cependant, il y a des petits dépassements au début de démarrage et pendant des grands changements de vitesse et les régimes transitoires sont plus lents dans la commande RNA que celle par régulateur PI.
- > Les courbes de C_{em} , I_q , I_d , I_s sont presque identiques par rapport que celle de régulateur PI, Cependant, il y a une légère différence dans les régimes transitoires et aux moments de changement des vitesses
- L'amélioration de résultats reste toujours possible par l'amélioration des paramètres de réseaux de neurones artificiels utilisés par exemple par l'introduction de nombre de couches cachées (en utilisant l'utilitaire Nntool),...etc. et même par l'utilisation d'autre base de données plus élargie
- Dans notre étude, si nous prenons chaque fois plusieurs valeurs de la sortie (Target) à différents moments, au lieu de prendre la valeur finale seulement (régimes permanent), nous éliminerons le problème des régimes de transition.

III.16. conclusion

Dans le chapitre précédent, nous avons appliqué la commande vectorielle à base d'un régulateur de vitesse PI classique et nous avons obtenu des résultats idéaux après avoir calculé ses caractéristiques K_P et K_i . Dans ce chapitre, on à appliqué la commande par identification directe du régulateur PI par un modèle RNA. Les résultats obtenus par le régulateur RNA sont très similaires à ceux obtenus par le régulateur PI classique.

Le régulateur PI est basé sur leur paramètres K_p et K_i , qu'on peut calculer manuellement à partir des propriétés du système étudié, comme, il peut s'avérer inefficace pour certains systèmes qui contiennent du bruit, ou qui ne sont pas linéaires (l'asservissement PI étant linéaire, la non-linéarité d'un système entraîne des instabilités).

Le régulateur RNA peut traiter touts les systèmes linéaires au bien non linéaire, il dépend de plusieurs caractéristiques comme la structure de réseaux et l'algorithme d'apprentissage, dépends aussi des poids initiaux,...etc. Les résultats obtenu par le régulateur RNA sont généralement satisfaisants, mais il reste encore un travail important pour développer des nouvelles techniques pour le choix de ses paramètres, car il n'y a pas d'une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones dans les couche cachées,...etc.), comme Il est également nécessaire de trouver un moyen de sélectionner les entrées et les sorties de manière plus approfondie afin que la commande soit mieux réalisée.

Conclusion générale

1. Travail accompli

Le régulateur Proportionnel -Intégral (PI) est très utilisé dans l'industrie en raison de sa simplicité et de la robustesse. Mais dans certain cas, devient insuffisants pour répondre aux performances exigées en particulier si les problèmes étudiés sont non linéaires. Les réseaux de neurones artificiels peuvent résoudre ce type de problèmes complexes, mais ils nécessitent quelques développements, en particulier en ce qui concerne le choix des entrées et des sorties et le choix de la structure de réseau et des paramètres d'apprentissage appropriées.

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, concerne la commande de la vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanant par un régulateur neuronal. Les résultats obtenus prouvent la validité du régulateur RNA utilisé dans notre étude.

2. Perspective et suggestions

Pour l'amélioration des résultats obtenus par l'utilisation des régulateurs neuronaux nous proposerons une étude pratique de type de régulateur, où il faut le filtrage des signaux des entrées mesurés.

Il faut sélectionner les entrées et les sorties de manière plus approfondie où, nous ajoutons le temps (moments élementaires). D'autre part, dans les simulations effectuées, nous avons considéré le système d'équations de la MSAP étant linéaire. Cette considération ne permet pas de mettre en évidence l'avantage prévu pour l'approche neuronale dans les cas non linéaires. Nous proposerons de faire des études en considérant la non linéarité du fonctionnement du MSAP en prenant en compte la variation des paramètres de la machine ainsi que la charge appliquée en fonction du temps, températures...etc.

Annexes

Annexe A

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents:

Puissance :	$P_n = 1.5 \text{ kw}$
Fréquence statorique :	F = 50 Hz
Résistance statorique :	$R_s = 1.4 \ \Omega$
Induction suivant l'axe « d » :	$L_d = 5.8 * 10^{-3} \text{ H}$
Induction suivant l'axe « q » :	$L_q = 6.6*10^{-3} \text{ H}$
Nombre de paire de pôles :	<i>P</i> = 3
Flux permanant :	$\Phi_f = 0.1546 \text{ Wb}$
Moment d'inertie :	$J = 388.18 \times 10^{-6} \text{ kg.m2}$
Coefficient de frottement visqueux :	$f = 1.76 \times 10^{-3}$ N.m.s/rad
Vitesse nominale :	$\Omega n = 105 \text{ rad/s}$
Couple nominal :	Cn = 12 N.m
Tension nominale :	Vn=240 V par phase

Annexe B

B1 : schéma bloc de la MSAP



B2 : Schéma de transformation de Park



B3 :Schéma de l'association de Redresseur et filtre etl'onduleur MLI



B4 : Schéma de Park inverse



B5 : Schéma de découplage par compensation



B6 : Schéma de Régulateur de vitesse avec anti-windup



B6 : Schéma de régulateur de courant Id avec limitation



B6 : Schéma de Régulateur de courant Iq avec limitation



Annexe C

Tableau de basse de données

			Р		Т
Cr	Ω ref	E	Ω (k-1)	Cem (k-1)	Cem ref
	-110	-0,0003195	-110	-0,1951	-0,1951
	-105	0,00005894	-105	-0,1861	-0,186
	-100	-0,001222	-100	-0,1771	-0,1771
	-95	-0,001133	-95	-0,1683	-0,1682
	-90	-0,00395	-90	-0,1591	-0,1591
	-85	0,00159	-85	-0,1473	-0,1473
	-80	0,001112	-80	-0,1404	-0,1403
	-75	-0,0009217	-75	-0,1332	-0,1331
	-70	-0,003827	-70	-0,1264	-0,1264
	-65	-0,001888	-65	-0,1155	-0,1155
	-60	0,0001542	-60	-0,1062	-0,1062
	-55	0,0001222	-55	-0,09613	-0,09613
	-50	-0,001552	-50	-0,09024	-0,0902
	-45	-0,0009378	-45	-0,07942	-0,07939
0	-40	0,002119	-40	-0,06828	-0,06827
U	-35	-0,003509	-35	-0,06603	-0,06602
	-30	0,0000795	-30	-0,05232	-0,05232
	-25	-0,00005631	-25	-0,04544	-0,04542
	-20	-0,001324	-20	-0,03675	-0,03674
	-15	-0,001377	-15	-0,02762	-0,02762
	-10	0,003322	-10	-0,01448	-0,01449
	-5	-0,002032	-5	-0,01104	-0,01102
	0	0	0	0	0
	5	0,002032	5	0,01104	0,01102
	10	-0,003322	10	0,01448	0,01449
	15	0,001377	15	0,02762	0,02762
	20	0,001324	20	0,03675	0,03674
	25	0,00005631	25	0,04544	0,04542
	30	-0,0000795	30	0,05232	0,05232
	35	0,003509	35	0,06603	0,06602

	40	-0,002119	40	0,06828	0,06827
	45	0,0009378	45	0,07942	0,07939
	50	0,00152	50	0,09024	0,0902
	55	-0,0001222	55	0,09613	0,09613
	60	-0,0001542	60	0,1062	0,1062
	65	0,001888	65	0,1155	0,1155
	70	0,003827	70	0,1264	0,1264
	75	0,0009217	75	0,1332	0,1331
	80	-0,001112	80	0,1404	0,1404
	85	-0,00159	85	0,1473	0,1473
	90	0,003095	90	0,1591	0,1591
	95	0,001133	95	0,1683	0,1682
	100	0,001222	100	0,1771	0,1771
	105	-0,00005894	105	0,1861	0,186
	110	0,0003195	110	0,1951	0,1951
	-110	-0,000847	-110	2,805	2,805
	-105	0,0005881	-105	2,814	2,814
	-100	0,002101	-100	2,826	2,826
	-95	-0,003591	-95	2,83	2,83
	-90	0,0017	-90	2,844	2,844
	-85	-0,0004207	-85	2,85	2,851
	-80	-0,001998	-80	2,857	2,857
	-75	0,001961	-75	2,869	2,869
	-70	-0,0009573	-70	2,876	2,876
2	-65	-0,002387	-65	2,844	2,844
5	-60	-0,0006438	-60	2,894	2,894
	-55	0,004904	-65	2,908	2,908
	-50	-0,001479	-50	2,911	2,911
	-45	-0,002305	-45	2,918	2,918
	-40	-0,001946	-40	2,929	2,929
	-35	0,0002496	-35	2,938	2,938
	-30	0,001407	-30	2,947	2,947
	-25	-0,0006248	-25	2,954	2,954
	-20	0,0004824	-20	2,965	2,965
	-15	-0,00169	-15	2,973	2,973

	-10	-0,001319	-9,999	2,982	2,982
	-5	0,001756	-5	2,994	2,994
	0	-0,001333	0,001361	3	3
	5	0,002487	5	3,012	3,012
	10	-0,0002871	10	3,019	3,019
	15	-0,0008059	15	3,026	3,026
	20	0,002395	20	3,038	3,038
	25	0,0003717	25	3,044	3,044
	30	-0,002661	30	3,051	3,051
	35	-0,001386	35	3,06	3,06
	40	0,003556	40	3,075	3,075
	45	0,000646	45	3,081	3,081
	50	0,001542	50	3,088	3,088
	55	0,002987	55	3,1	3,1
	60	-0,001267	60	3,105	3,105
	65	0,002222	65	3,117	3,117
	70	-0,001317	70	3,121	3,121
	75	0,002524	75	3,135	3,135
	80	-0,000663	80	3,14	3,14
	85	0,003596	85	3,153	3,153
	90	0,0008112	90	3,158	3,158
	95	0,00135	95	3,169	3,169
	100	0,001007	100	3,177	3,177
	105	-0,0009035	105	3,183	3,183
	110	0,000271	110	3,194	3,194
	-110	-0,00257	-110	5,805	5,805
	-105	-0,002585	-105	5,813	5,813
	-100	-0,0002233	-100	5,824	5,824
	-95	0,00004052	-95	5,834	5,834
6	-90	0,003394	-90	5,845	5,845
	-85	-0,001055	-85	5,848	5,848
	-80	0,0008996	-80	5,859	5,859
	-75	0,001684	-75	5,869	5,869
	-70	0,00008913	-70	5,877	5,877
	-65	-0,00251	-65	5,883	5,883

-60	-0,002555	-60	5,893		5,893
-55	-0,0003583	-55	5,902		5,902
-50	-0,003242	-50	5,909		5,909
-45	0,002458	-45	5,924		5,924
-40	-0,001254	-40	5,929		5,929
-35	0,001736	-35	5,94		5,94
-30	-0,0005376	-30	5,947		5,947
-25	-0,000584	-25	5,956		5,956
-20	0,0005278	-20	5,965		5,965
-15	0,002423	-15	5,976		5,976
-10	-0,001094	-10	5,981		5,981
-5	0,001056	-5	5,992		5,992
0	0,001391	-0,001389	6,001		6,001
5	0,002208	4,998	6,009		6,009
10	0,001133	10	6,019		6,019
15	0,002378	15	6,029		6,029
20	0,002995	20	6,039		6,039
25	0,001929	25	6,046		6,046
30	0,001857	30	6,055		6,055
35	0,004066	35	6,066		6,066
40	0,001252	40	6,071		6,071
45	-0,0009436	45	6,078		6,078
50	0,001612	50	6,09		6,09
55	0,0009116	45	6,098		6,098
60	-0,002381	60	6,102		6,102
65	0,0006265	65	6,115		6,115
70	-0,001036	70	6,122		6,122
75	0,000142	75	6,133		6,133
80	-0,0004505	80	6,141		6,141
85	-0,0001608	85	6,149		6,149
90	-0,0005652	90	6,157		6,157
95	0,004282	95	6,171		6,171
100	0,0009149	100	6,178		6,178
105	-0,001254	105	6,188		6,184
110	0,00359	110	6,198		6,198
				100 C	

	8,802 8,816 8,823 8,831 8,841 8,848 8,863 8,863 8,869 8,878
	8,816 8,823 8,831 8,841 8,848 8,863 8,863 8,869 8,878
	8,823 8,831 8,841 8,848 8,863 8,863 8,869 8,878
	8,831 8,841 8,848 8,863 8,869 8,878
	8,841 8,848 8,863 8,869 8,878
	8,848 8,863 8,869 8,878
	8,863 8,869 8,878
	8,869 8,878
	8,878
	0 001
ĺ	8,882
	8,895
ĺ	8,905
	8,913
Ì	8,919
Ì	8,928
Ì	8,939
	8,948
	8,957
	8,967
	8,976
	8,98
İ	8,995
	8,997
	9,006
İ	9,021
Ì	9,025
	9,033
	9,044
	9,053
	9,062
	9,068
	9,077
	9,088
	9,099
	9.106

	65	0,003515	65	9,118	9,118
	70	0,0001359	70	9,123	9,123
	75	0,001292	75	9,134	9,134
	80	0,002415	80	9,144	9,144
	85	0,0001983	85	9,151	9,151
	90	0,0002836	90	9,158	9,158
	95	-0,00334	95	9,165	9,165
	100	-0,0005306	100	9,174	9,174
	105	-0,001654	105	9,184	9,184
	110	0,003875	110	9,196	9,196
	-110	-0,003396	-110	11,8	11,8
	-105	0,0005663	-105	11,82	11,82
	-100	-0,0006249	-100	11,82	11,82
	-95	-0,001539	-95	11,83	11,83
	-90	-0,0003785	-90	11,84	11,84
	-85	0,003693	-85	11,85	11,85
	-80	0,0008443	-80	11,86	11,86
	-75	-0,0000431	-75	11,87	11,87
	-70	0,002019	-70	11,88	11,88
	-65	0,003896	-65	11,89	11,89
	-60	-0,002317	-60	11,89	11,89
	-55	-0,002906	-55	11,9	11,9
12	-50	0,002085	-50	11,91	11,91
	-45	0,00006105	-45	11,92	11,92
	-40	-0,0001109	-40	11,93	11,93
	-35	0,002226	-35	11,94	11,94
	-30	0,000166	-30	11,95	11,95
	-25	-0,004638	-25	11,95	11,95
	-20	0,001889	-20	11,97	11,97
	-15	-0,003061	-15	11,97	11,97
	-10	0,001303	-10	11,99	11,99
	-5	-0,003226	-5	11,99	11,99
	0	-0,0001134	7,23E-05	12	12
	5	0,001409	5	12,01	12,01
	10	-0,001646	10	12,02	12,02

15	0,0004819	15	12,03	12,03
20	-0,0003202	20	12,04	12,04
25	0,001971	25	12,05	12,05
30	-0,004643	30	12,05	12,05
35	-0,002755	35	12,06	12,06
40	0,0007263	40	12,07	12,07
45	-0,001086	45	12,08	12,08
50	-0,004588	50	12,08	12,08
55	0,001556	55	12,1	12,1
60	0,002838	60	12,11	12,11
65	0,001983	65	12,12	12,12
70	0,002154	70	12,12	12,12
75	-0,002483	75	12,13	12,13
80	0,004258	80	12,15	12,15
85	-0,001503	85	12,15	12,15
90	-0,0002175	90	12,16	12,16
95	0,003378	95	12,17	12,17
100	0,001256	100	12,18	12,18
105	0,0004026	105	12,19	12,19
110	0,002218	110	12,2	12,2

Bibliographie

[1] A.HAMMOUMI, A.MASSOUM, A.MEROUFEL et P.WIRA « Application des Réseaux de Neurones pour la Commande de la Machine Asynchrone sans capteur mécanique », Article, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbès.

[02] A.HAMICHI, F.BENKERROU « Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent », mémoire master, Université Abderrahmane MIRA de Bejaia, 2014-2015.

[03] A.ANNANE « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable », mémoire magister, M.C. Université d'Annaba, 2009/2010.

[04] L. CHEDOT « Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alterno-démarreur », 09 novembre 2004

[05] A.AMEUR « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une Machine synchrone à aimants permanents dotée d'un Observateur d'ordre complet à modes glissants », mémoire magister, Université de Batna, 2003.

[06] A. KADDOURI « Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse pour l'obtention du grade de philosophiae Doctor (Ph.D.), Université Laval, 2000

[07] R.GUEMRI « Surveillance et diagnostic des machines alternatives Détection des court-circuit entre spires », mémoire master, Université des frères mentouri constantine, Juin 2015

[08] M. BARDADI BENDAHA « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel », mémoire magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2015.

[09] M.TOUAIMI, M.DOUAER « La commande prédictive généralisée appliqué a la machine synchrone a aimant permanant », mémoire master, Université de Djilali BOUNAÂMA Khemis Miliana, 2016/2017.

[10] M.AMIRI, O.ALI DAHMANE, « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant », mémoire master, Université Aboubakr Belkaïd–Tlemcen, 2017.

[11] L.BELLAHCENE, M.DJAOUANI « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur MRAS », mémoire master, Université Aboubakr Belkaïd–Tlemcen, 2016/2017.

[12] A.MAAROUK « Commande dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension », mémoire master, Université M'hamed Bougara-Boumerdes, juin 2016.

[13] H.AID, W.AINA « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entrainement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », mémoire master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, 2012 – 2013

[14] S. ZEGHOUDI « commande par passivite de la machine synchrone a aimants permanents », mémoire master, Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, 2014 – 2015

[15] N.SENHADJI, A.CHALABI « commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping », mémoire master, Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, 2014 – 2015

[16] W. BENALI « Commande LQ d'un moteur synchrone », mémoire magister, université de Batna, 2013-2014

[17] M.MERZOUG « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », mémoire magister, Université de Batna,

[18] A.AMEUR « commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants », mémoire magister, Université de Batna, 2003

[19] M.HAMIDA « Introduction aux Méthode de Contrôle Intelligent », Chargé de cours, 2014/2015

[21] S.CHEKROUN « commande neuro-floue sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasee », mémoire magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technologique d'Oran, 2008-2009

[22] O. DJOUDI, R.ABOUBEKR « Application des réseaux de neurone pour la caractérisation géométrique d'un défaut 3D par courant de foucault », mémoire master, université Kasdi Merbah Ouargla, 2014-2015

[23] N. OUKACINE « Utilisation des réseaux de neurones pour la reconstitution de défauts en évaluation non destructive », mémoire magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 03/07/2012

[24] S. BOUHAFNA « Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones », mémoire magister, université de Batna, 16/11/2013

[25] F.GHERS « APPLICATION DES TECHNIQUES DE COMMANDES INTELLIGENTES POUR LE CONTROLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE »,mémoire magister, université badji mokhtar-annaba, Année 2006

[26] P.BORNE, M.BENREJEB, J.HAGGEGE « Les réseaux de neurones présentation et application », Méthodes et pratiques de L'ingénieur, Edition Technip, Paris, 2007

[27] S. NEDJAOUME « Entraînement D'un Réseau De Neurones MLP Par La Méthode BFGS », mémoire master, Université Larbi Ben M'hidi Oum El Bouaghi, 2015/2016

[28] H.OURTEMACHE, M.BENHAMOUCHE « Modélisation d'un machine asynchrone par réseau de neurone », Mini projet, Université A.Mira Bejaia, 2009/2010.

Résumé

Dans ce mémoire, nous avons appliquons les réseaux de neurones artificiels (RNA) pour la commande d'une machine synchrone à aimant permanent (MSAP). Le régulateur Proportionnel -Intégral (PI) est très utilisé dans l'industrie en raison de sa simplicité et de sa robustesse. Mais dans certain cas, quand la dynamique du système change avec le temps ou avec des conditions de fonctionnement, l'efficacité du PI diminue et la qualité du réglage se détériore.

Les réseaux de neurones artificiels utilisés pour la commande de la vitesse semble être une solution pour remédier ces difficultés et d'assurer une bonne performance de la commande. Nous avons réalisé des simulations numériques pour apprécier l'apport des RNA dans notre étude. Les résultats obtenus ont montrés une bonne performances et robustesse excellente du contrôleur RNA dans la régulation de la vitesse de la machine qu'on a étudiée

Abstract

In this memory, we applied artificial neural networks (ANNs) for the control of a Permanent Magnet Synchronous Machine to (PMSM). Proportional-Integral (PI) regulator is widely used in industry due to its simplicity and its robustness. But in some cases, when the dynamics of the system change over time or with operating conditions, the efficiency of the PI decreases and the quality of the adjustment deteriorates.

Artificial neural networks used for speed control seem to be a solution to overcome these difficulties and to ensure a good performance of the control. We performed numerical simulations to assess the contribution of ANNs in our study. The results obtained showed a good performance and excellent robustness of the ANNs controller in the control of the speed of the machine that has been studied.

ملخص

في هذه المذكرة ,قمنا بتطبيق آلية الشبكات العصبية الاصطناعية (RNA) للتحكم في جهاز متزامن ذو مغناطيس الدائم (MSAP), يستخدم منظم التناسب النسبي (PI) على نطاق واسع في الصناعة بسبب بساطته وقوته , ولكن في بعض الحالات, عندما تتغير ديناميكيات النظام بمرور الوقت أو مع ظروف التشغيل , تتناقص كفاءته وتدهور جودة الضبط.

يبدو أن الشبكات العصبية الاصطناعية المستخدمة للتحكم في السرعة هي حل للتغلب على هذه الصعوبات ولضمان الأداء الجيد للسيطرة. أجرينا المحاكاة العددية لتقييم مساهمة RNA في در استنا, أظهرت النتائج التي تم الحصول عليها الأداء الجيد والمتانة الممتازة لآلية (RNA) في التحكم في سرعة الماكينة التي تمت در استها.