

17/621.730

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique



Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Génie Electrique
Spécialité : Commande des machines électriques

**Mémoire de fin d'études
pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

**Commande d'une machine synchrone à aimants permanents avec
un correcteur IP optimisé par l'essai particulaire**

Présenté par :
RAHAL Hanene
LAHAG Rabiha

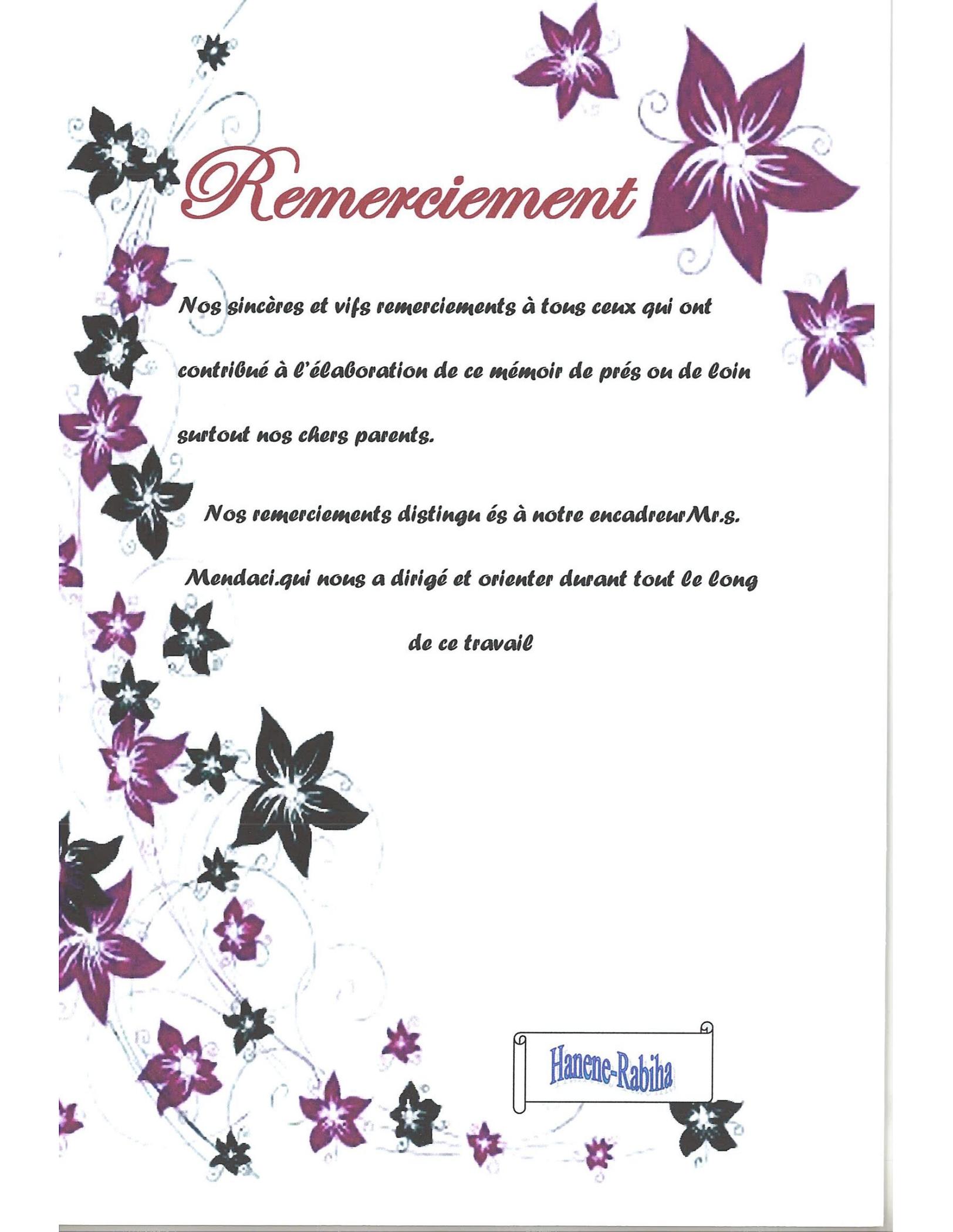
Sous la direction de :
Mr. MENDACI Sofiane

JUIN 2012



12/27/89





Remerciement

*Nos sincères et vifs remerciements à tous ceux qui ont
contribué à l'élaboration de ce mémoire de près ou de loin
surtout nos chers parents.*

*Nos remerciements distingués à notre encadreur Mr.s.
Mendaci. qui nous a dirigé et orienter durant tout le long
de ce travail*

Hanene-Rabiha

Dédicaces

Je dédie ce travail à mes chers parents qui ont payé cher pour mon savoir faire.

A ma mère mon cœur et

Mon âme,

à mon père pour son souffrance et persévérance.

A mes frères et sœurs et à tous les membres de la famille.

Je dédie principalement à tous mes amis et mes copines surtout Rabiha.

*A notre cher encadreur MONSIEUR
MENDJI*

Pour son orientation et son aide durant

L'élaboration de ce mémoire

HANENE



Dédicaces

*Je dédie ce travail à mes chers parents qui ont payé
cher pour mon savoir faire.*

*A ma mère mon cœur et
Mon âme,*

à mon père pour son souffrance et persévérance.

*A mes frères et sœurs et à tous les membres de la
famille.*

*Je dédie principalement à tous mes amis et mes copines
surtout HANENE.*

*A notre cher encadreur MONSIEUR
MEINDI*

Pour son orientation et son aide durant

RABIHA

SOMMAIRE

Introduction Générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I

Modélisation en vue de la commande des machines synchrones

I.1 Introduction.....	3
I.2 Structure de la machine synchrone à aimants permanents	3
I.3 Modélisation de la machine synchrone.....	6
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	6
I.3.2 Equations de tensions et flux.....	8
I.3.3 Modèle de Park de la Machine synchrone à aimants permanents	10
I.4 Schéma bloc de la MSAP.....	14
I.5 conclusion	15

Chapitre II

Commande Vectorielle de la MSAP

II.1 Introduction	16
II.2 commande vectorielle de la MSAP.....	16
II.2.1 Principe de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	16
II.2.2 Commande en courant	19
II.3 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux....	21
II.5 conclusion.....	25

Chapitre III

Synthèse optimale des correcteur IP par essaime de particules

III.1 Introduction	26
III.2 Présentation de l'algorithme génétique standard.....	27
III.2.1 L'intelligence collective.....	27

III.2.2	Méthode d'optimisation par essaim particulaire	27
III.2.3	Principe de base d'un PSO.....	29
III.3	Application de l'algorithme PSO pour la synthèse du correcteur de la vitesse	34
III.3.1	Détermination de l'objectif à optimiser.....	34
III.3.2	Résultats de simulation.....	35
III.4	Conclusion.....	40
	Conclusion générale.....	42
	Bibliographie.....	43

Introduction générale

Bien que la plus ancienne des machines électriques industrielles, la machine à courant continu reste très utilisée et particulièrement comme actionneur. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout ses performances statiques et dynamiques sont exceptionnelles. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteurs et courant d'induit) [1].

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'écartier cet inconvénient.

La machine synchrone à aimants permanents MSAP est un actionneur électrique très robuste et présente un fort couple massique et un faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteur, entraînement à vitesse variable ...etc.) [1], [2]. Mais le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison que sa commande est plus complexe que celle d'une MCC.

Actuellement les commandes de la MSAP les plus performantes sont basées sur l'orientation du flux. En effet, cette technique permet de rendre la commande de la MSAP semblable à celle d'une MCC.

C'est dans ce contexte général que vient s'inscrire notre étude qui porte sur la contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique d'une MSAP. Pour mener à bien cette étude, nous avons fait le plan suivant :

Dans le premier chapitre de ce travail, on présentera la structure et la modélisation analytique, dans le repère de Park, d'une machine synchrone à aimants permanents. Ce modèle est très adapté pour les problèmes de commande et de réglage.

Une technique de commande vectorielle de la machine synchrone sera présentée dans le deuxième chapitre. Aussi dans ce même chapitre, nous présenterons un modèle de l'onduleur, deux niveaux, destiné pour la simulation de l'association MSAP-onduleur.

Le dernier chapitre sera consacré à utilisation d'un algorithme d'optimisation par essaim particulaire (PSO) pour une synthèse optimisée d'un correcteurs IP utilisé dans la commande vectorielle de la MSAP. Des résultats de simulation seront ensuite présentés pour valider cette étude.

CHAPITRE I :

Modélisation en vue de la commande des machines synchrones

1. Introduction :

Dans ce chapitre nous présentons rapidement la structure de la machine synchrone puis nous développons un modèle mathématique destiné pour les applications de la commande.

Ce modèle sera élaboré par l'utilisation de la transformation de PARK qui permet de simplifier remarquablement le modèle réel (a,b,c).

L'intérêt de ce modèle est de permettre de faire des simulations et des commandes efficaces et simples par la suite.

2. Structure de la machine synchrone à aimants permanents

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, 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. Les machines synchrone représentent aujourd'hui une part importante du marché des convertisseurs électromécaniques d'énergie et couvrent une gamme de puissance très large qui s'étend de quelques μW , jusqu'à 1 GW environ. Traditionnellement, les fortes puissances restent le domaine réservé de la production d'électricité. En fonctionnement moteur, en revanche, il est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares [1],[2]. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par

rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé.

Coté structure, la machine synchrone possède deux parties principales [1-4] :

a) l'induit :

Porté par le stator, il est constitué par trois groupes d'enroulement logés dans les encoches du stator, formant trois circuits décalés d'un angle convenable les uns par rapport aux autres. Ils sont parcourus par trois courants qui forment un système triphasé.

Cette structure de bobinage triphasé, utilisée dans toutes les machines à courant alternatif triphasé, permet de créer un champ tournant dans l'entrefer de la machine.

b) l'inducteur :

Constitué d'électroaimants parcourus par un courant continu, figure I.1, ou d'aimants permanents, figure I.2, situés sur le rotor. Il crée dans l'entrefer de la machine un champ tournant.

Pour les rotors bobinés on trouve deux types de machines:

- rotor à pôles lisses, il possède une grande robustesse mécanique, il est adopté pour les alternateurs de fortes puissances, dont la fréquence de rotation est élevée.
- rotor à pôles saillants (utilisé pour des machines tournant à faibles vitesses). Il est plus simple à construire, utilisé pour les groupes électrogènes.

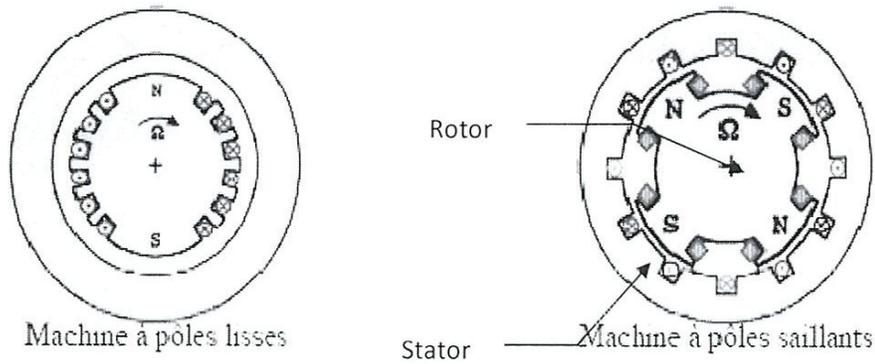


Figure I.1 machine synchrone à rotor bobiné

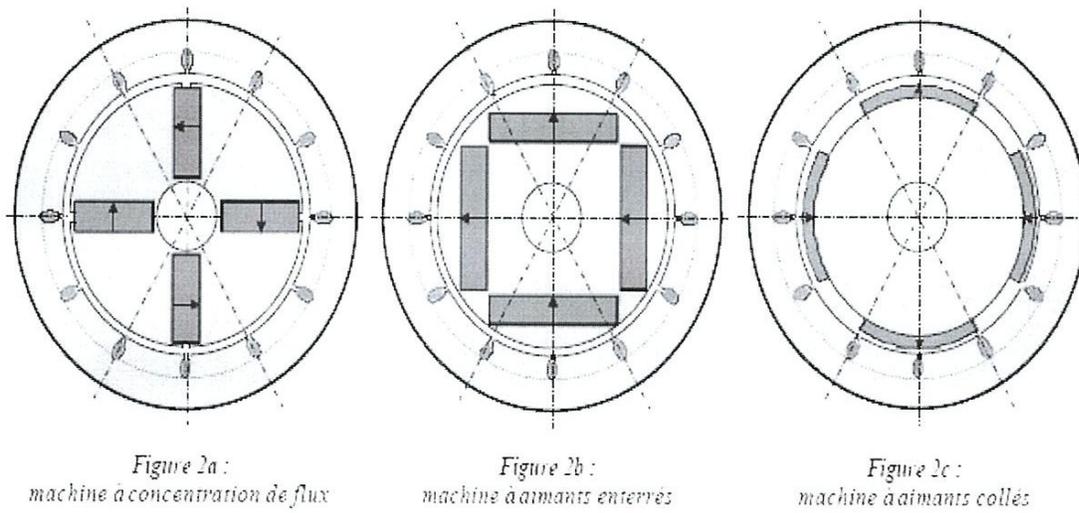


Figure I.2 machine synchrone à aimant permanent

Pour les machines à aimants permanents on distingue, figure I.2 [4-6] :

- La machine à rotor lisse, figure I.2C, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite aimants surfaciques) sont disposés au niveau de l'entrefer sur la surface du rotor. Les aimants composés des terres rares sont généralement utilisés pour cette structure puisque ils ont une rémanence de l'ordre de 0.8 à 1.2 (T). L'épaisseur de l'aimant est souvent de l'ordre de 5 à 6 fois l'entrefer.
- Pour le rotor de la figure I.2b, il existe un couple réluctant qui permet d'améliorer les performances en terme de couple. De plus l'entrefer pour ce type de rotor peut être minimisé par rapport à la machine précédente, les aimants étant naturellement tenus par les tôles rotor. Cela permet d'avoir une réaction magnétique d'induit relativement plus élevée que pour la précédente, et par suite un meilleur défluxage. La Toyota "PRIUS" est équipée d'une structure de ce type. Dans ce type de structure aussi, on utilise souvent des terres rares pour avoir de bonnes performances. Mais ces aimants sont les plus coûteux sur le marché, par comparaison, les aimants ferrites ($B_r = 0,4 \text{ T}$) coûtent eux 25 fois moins cher.
- La figure I.2a, représente le rotor des machines à aimants permanents dite à concentration de flux. L'utilisation du principe de la concentration de flux, permet d'avoir une valeur d'induction assez élevée tout en utilisant des aimants ferrites. Cela permet d'avoir de bonnes performances en couple avec un coût réduit.

3. Modélisation de la machine synchrone

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes

sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire.

Dans ce qui suit nous présenterons un modèle analytique assez précis pour répondre aux exigences citées précédemment. Ce modèle est basé sur la transformation de PARK.

3.1 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 aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs [4-6].

Dans les problèmes de commande des machines électriques, on adopte les suppositions suivantes :

- La saturation est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements;

- Les f.m.m. sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine, il y a une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements;
- L'effet d'encochage est négligé;
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques.

L'excitation étant faite par un aimant permanent, telle que le flux d'excitation est considéré comme constant, par ailleurs, l'aimant est considéré comme un enroulement sans résistance ni inductance propre et mutuelle, mais comme source de flux [6].

3.2 Equations de tensions et flux

Les équations des tensions statoriques, écrites dans un référentiel stationnaire (a,b,c) lié au stator, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle, par :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (I.1)$$

où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

Et :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expression :

$$[\Phi_s] = [l_{ss}] \cdot [I_s] + [\Phi_f] \quad (I.2)$$

Où :

$$[\Phi_f] = \Phi_{sf} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - 4\pi/3\right) \end{bmatrix}$$

Notons que :

Φ_{sf} : est la valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques.

θ : Position absolue du rotor en degré électrique.

$[l_{ss}]$ Étant la matrice des inductances statoriques.

Dans la machine à pôles saillants, la matrice des inductances propre statorique $[L_{ss}]$ est fonction de la position. Elle contient deux termes : $[L_{so}]$ qui est constant, et $[L_{s2}(\theta)]$ qui est fonction de l'angle électrique. On a donc :

$$[L_{ss}] = [L_{so}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (I.3)$$

$[L_{so}]$ et $[L_{s2}(\theta)]$ sont données par les matrices suivantes :

$$[L_{so}] = \begin{bmatrix} l_{so} & M_{so} & M_{so} \\ M_{so} & l_{so} & M_{so} \\ M_{so} & M_{so} & l_{so} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2}(\theta)] = l_{s2} \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta - 4\pi/3) \\ \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta - 4\pi/3) & \cos 2\theta \\ \cos(2\theta - 4\pi/3) & \cos 2\theta & \cos(2\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

On remarque d'après les équations précédentes ce modèle est fortement non linéaire et couplé. Pour supprimer ce problème on adopte des changements de variable et des transformations qui réduisent la complexité du système. Dans ce cas nous procédons à la Transformation de Park, qui consiste à transformer les enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tourne avec le rotor.

3.3 Modèle de Park de la Machine synchrone à aimants permanents

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle revient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel.

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la figure (I.3) [4-5] :

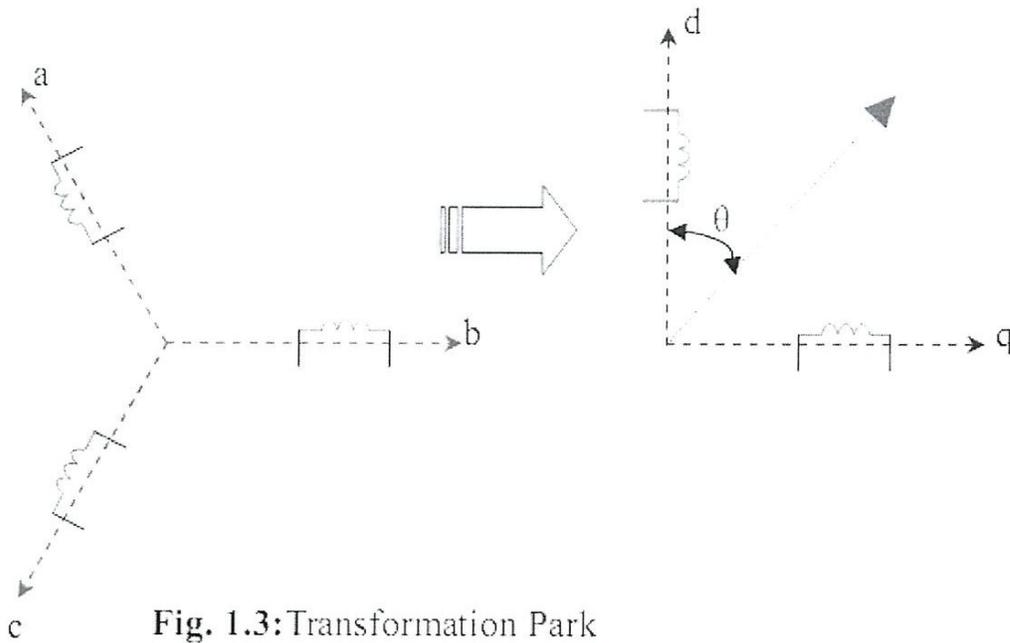


Fig. 1.3: Transformation Park

Les amplitudes directe (d) et en quadrature (q) des grandeurs statoriques sont fictives ; les équivalences pour ces grandeurs avec les grandeurs par phase sont comme suit:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = A^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

où : X Grandeur physique (tension, courant ou flux).

A Matrice de Park normalisée donnée par :

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

A^{-1} La matrice inverse de Park donnée par :

$$A^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

θ_s Angle de rotation du repère (d,q).

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ de cette transformation normalisée est choisi pour donner une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété : $A^t = A^{-1}$.

les équations précédentes peuvent être appliquées aussi pour n'importe quelles autres grandeurs telles que les tensions, les courants et les flux.

a) Application aux équations des tensions :

L'application de la transformation de Park au système donné par les équations (1.1) donne lieu au système suivant :

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

avec :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = l_d I_{ds} + \Phi_f \\ \Phi_{qs} = l_q I_{qs} \end{cases} \quad (I.9)$$

b) Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être calculé à partir d'un bilan des puissances :

$$P_e = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \quad (I.10)$$

En remplaçant les tensions par leurs expressions, on trouve que la puissance instantanée se décompose en trois termes : puissance dissipée en pertes Joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique, ces puissances sont donnée par :

$$P_j = R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) \quad (I.11)$$

$$P_{em} = I_{ds} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \quad (I.12)$$

$$P_{mec} = \omega (I_{qs} \Phi_{ds} - I_{ds} \Phi_{qs}) \quad (I.13)$$

Or la puissance mécanique est reliée au couple électromagnétique par l'expression suivante :

$$C_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} = P \frac{P_{mec}}{\omega} \quad (I.14)$$

En tenant compte de l'expression (I.9), le couple électromagnétique sera donné par :

$$C_e = P \left((l_d - l_q) I_{qs} I_{ds} + \Phi_f I_{qs} \right) \quad (I.15)$$

Avec

p : nombre de paire de pôles

L'équation de mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f \cdot \Omega - C_r \quad (I.16)$$

J : Le couple d'inertie des masses tournantes ;

C_r : Couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique ;

C_e : Couple électromagnétique ;

Ω : vitesse mécanique de rotation ;

f : Coefficients des frottements visqueux

4. Schéma bloc de la MSAP :

D'après les équations des tensions statoriques, du couple et de la mécanique, système d'équation (I.17), nous pouvons établir le schéma bloc de simulation donné par la figure (I.4) :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{ds} &= \frac{1}{L_{ds}} (V_{ds} - R_s I_{ds} + \omega L_{qs} I_{qs}) \\ \frac{d}{dt} I_{qs} &= \frac{1}{L_{qs}} (V_{qs} - R_s I_{qs} - L_{ds} \omega I_{ds} - \omega \Phi_f) \\ Ce &= \frac{3}{2} p [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}] \\ Ce - Cr - f \Omega &= J \frac{d\Omega}{dt} \end{aligned} \right. \quad (I.17)$$

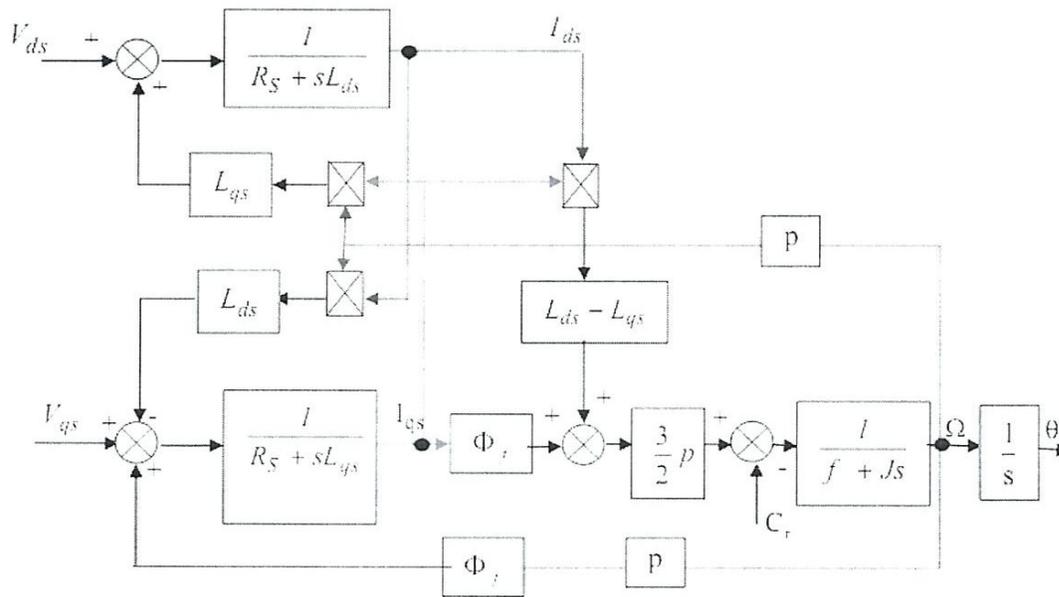


Fig. (I.4) : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

5. conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté d'une façon générale la structure des machines synchrones. Après, nous avons développé un modèle mathématique très utilisé pour le développement des lois de commande vectorielle. Ce modèle doit son succès à la transformation de PARK qui permet des simplifications remarquables du modèle réel.

CHAPITRE II :

Commande vectorielle de la machine synchrone

1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présenterons une commande vectorielle de la machine synchrone. L'objectif de cette commande est de faire un découplage linéaire pour faciliter le réglage du couple et de la vitesse de la machine.

Une modélisation simplifiée de l'onduleur de tension sera aussi présentée à la fin de ce chapitre.

2. commande vectorielle de la MSAP

Les principes généraux des commandes vectorielles des machines synchrones restent identiques à ceux introduits pour les moteurs asynchrones mais avec des spécificités suivant les technologies utilisées (machines à rotor bobiné à pôles saillants ou à pôles lisses, à réluctance variable directe ou inversée, à aimants montés en surface ou enterré).

Notre étude sera consacrée pour la MSAP à pôles saillants [6].

2.1 Principe de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimants en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée. C'est-à-dire un découplage entre le contrôle du couple et du flux dans la machine [4-6].

La figure (II.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe du référentiel (α, β) lié au stator.

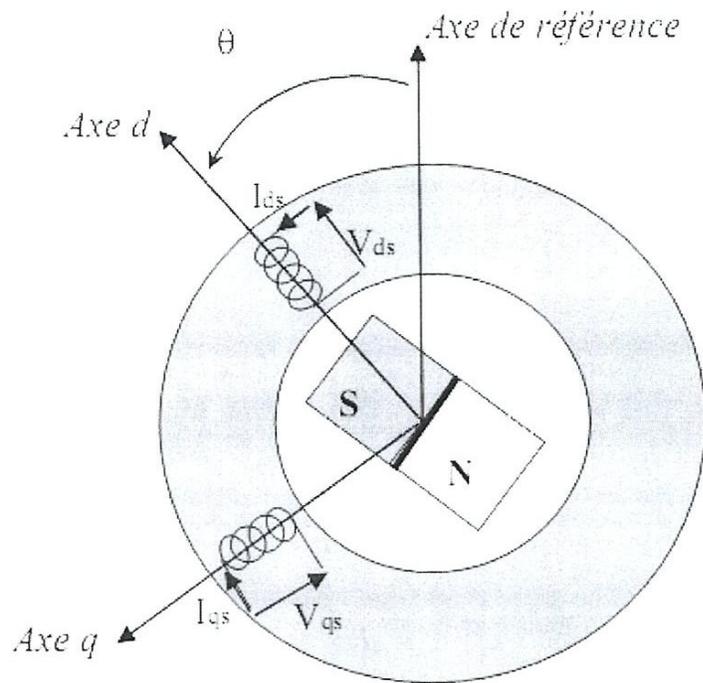


Figure II.1 machine équivalente au sens de PARK

L'application de la commande vectorielle à flux rotorique orienté nécessite que l'axe de la composante I_{qs} soit en quadrature par rapport au flux rotorique par conséquent, la composante I_{ds} du courant statorique doit être linéaire au flux rotorique. Si le courant I_{ds} est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant I_{ds} est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage).

Pour une commande à puissance constante, on choisit I_{ds} égale à zéro et on lui donne des valeurs négatives pour les vitesses élevées.

Donc :

$$I_{ds} = 0 \Rightarrow I_s = I_{qs} \quad (\text{II.1})$$

En remplaçant cette condition dans l'équation du couple électromagnétique donnée par (II.5), nous trouvons l'équation suivante :

$$C_e = P\Phi_f I_{qs} \quad (\text{II.2})$$

Comme le flux Φ_f est constant, le couple est directement proportionnel à I_{qs} , d'où la représentation suivante:

$$C_e = K I_{qs} \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$K = P\Phi_f$$

Cette équation est semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Cela montre que le couple est proportionnel au courant en quadrature I_{qs} .

En remplaçant, de la même manière, l'équation (II.1) dans les équations de tensions statoriques, et après arrangements nécessaires, on aura le système d'équations suivant:

$$\begin{aligned} R_s I_{sd} + L_{sd} \frac{dI_{sd}}{dt} &= V_{sd} - \omega L_{sq} I_{sq} \\ R_s I_{sq} + L_{sq} \frac{dI_{sq}}{dt} &= V_{sq} - \omega L_{sd} I_{sd} + \omega \Phi_f \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

L'équation précédente montre qu'il y a un couplage entre l'axe d et l'axe q. Dans ces conditions, les tensions statoriques ne peuvent pas contrôler efficacement les courants (à cause du couplage). Et par conséquent le couple ne peut pas être contrôlé par les tensions statoriques [6].

Pour sarmenter cette difficulté, on est donc amené à implanter un découplage par anticipation pour permettre l'utilisation d'une commande en tension.

Une autre méthode aussi, très simple et très efficace, qui permet d'éliminer ce couplage consiste à utiliser un onduleur de tension commandé en courant par MLI à hystérésis.

Dans notre étude, nous avons opté pour cette dernière solution, c'est-à-dire la commande en courant par hystérésis.

2.2 Commande en courant

Dans cette méthode, et pour éviter le couplage non linéaire existant dans les équations statoriques (II.4), on impose les courants de référence dans la machine par l'utilisation d'un onduleur de tension contrôlé en courant par des correcteurs à hystérésis [6].

Le schéma de commande basé sur cette technique est, donné par la figure II.2 est très simple à réaliser ou à simuler. Son inconvénient est la détermination de l'angle du flux rotorique pour assurer l'orientation.

Pour le calcul du correcteur PI utilisé pour le réglage de la vitesse, nous utilisons le schéma bloc simplifié de la machine et de la boucle de réglage. Ce schéma est donné par la figure II.3.

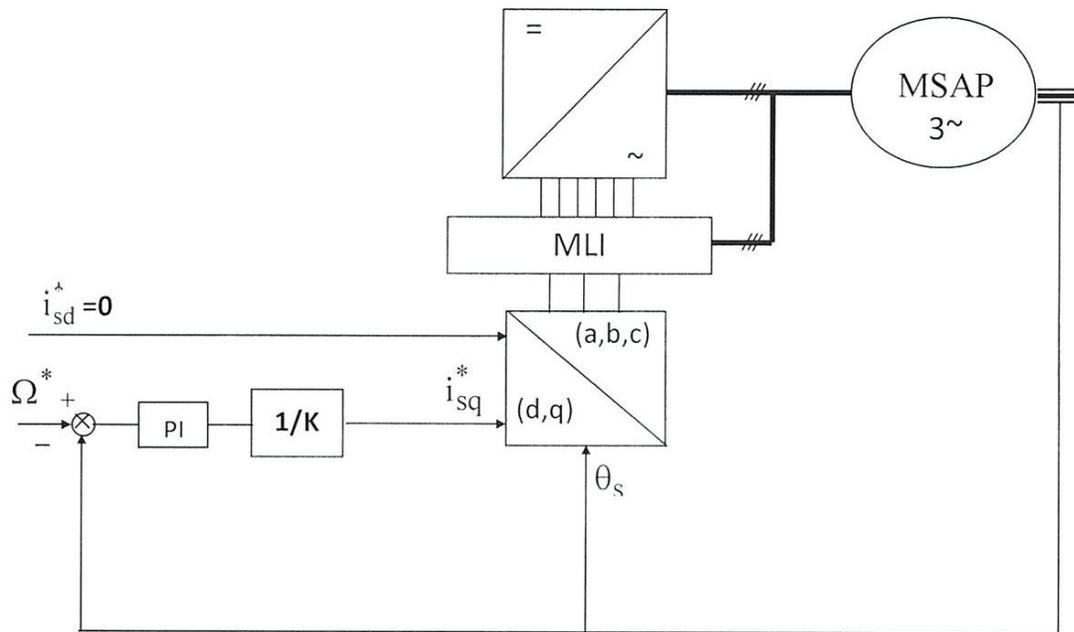


Figure II.2 schéma bloc de la commande de la MSAP

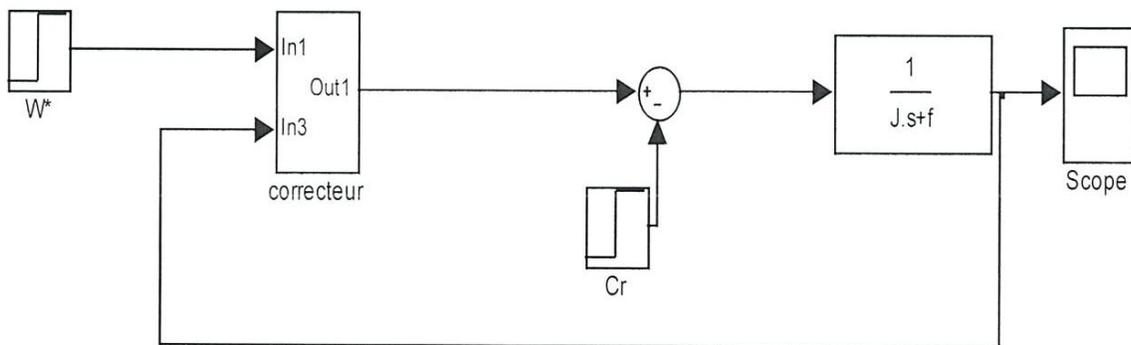


Figure II.3 schéma bloc utilisé pour déterminer le correcteur de la vitesse

Nous signalons que la synthèse du correcteur sera faite dans le chapitre suivant par l'utilisation d'une méthode d'optimisation stochastique moderne

appelée : essaim de particules ou en anglais « Particle Swarm Optimization » PSO.

3. Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

Le schéma représentatif d'une association **onduleur-machine** peut être donné par la figure suivante [7-8].

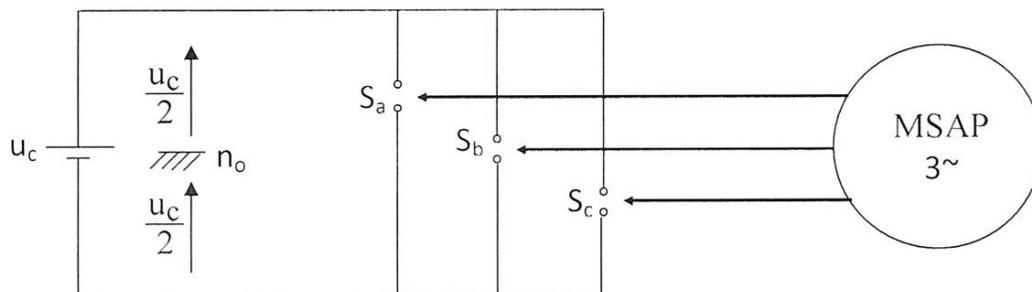


Figure II.4 Schéma de principe de l'onduleur triphasé alimentant une MSAP

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_j ($j = a, b, c$) telles que :

$S_j = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui d'en bas ouvert.

$S_j = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions de phases u_{jno} en fonction des signaux de commande S_j tel que :

$$u_{jno} = S_j u_c - \frac{u_c}{2} \quad (\text{II.5})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (S_a , S_b , S_c) permettent de générer huit vecteurs tensions dont deux correspondent au vecteur nul comme le montre la figure II.5.

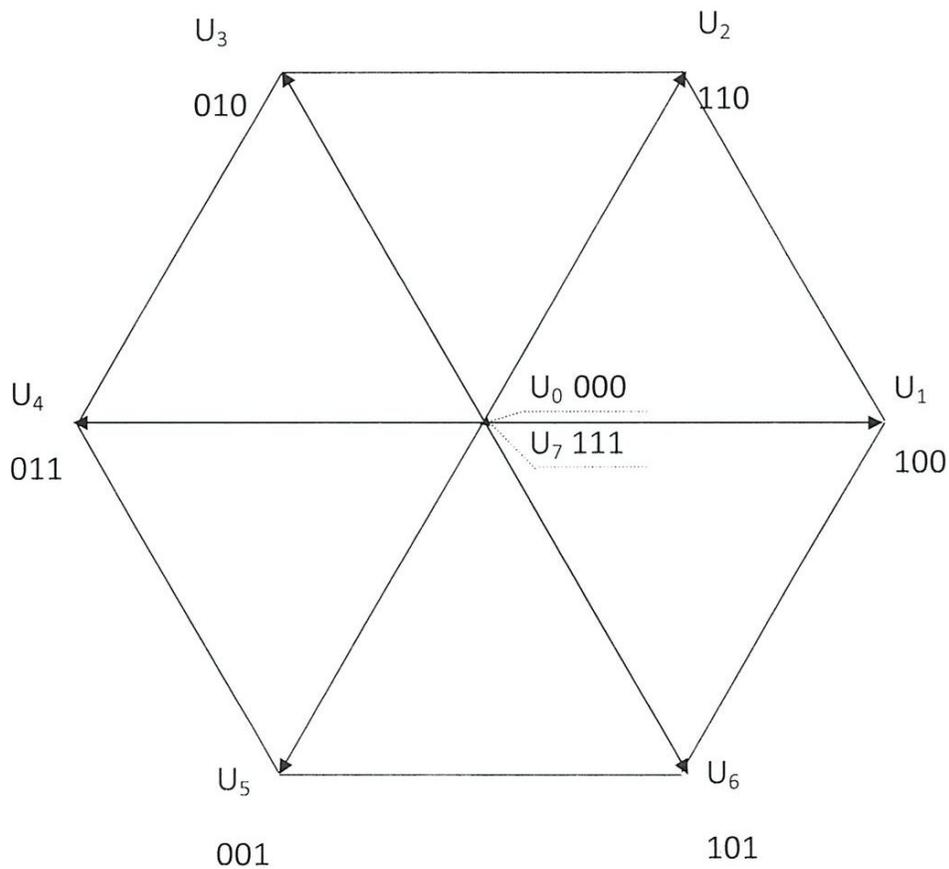


Figure II.5 Vecteurs tension délivrés par l'onduleur

D'après ce qui a été vu, les six vecteurs tensions non nuls peuvent être formulés par :

$$u_i = \sqrt{\frac{2}{3}} u_c e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad i = 1 \dots 6 \quad (\text{II.6})$$

La machine constitue une charge triphasée équilibrée couplée en triangle ou en étoile avec un neutre « n » isolé d'où :

$$u_{san} + u_{sbn} + u_{scn} = 0 \quad (\text{II.7})$$

Cette relation permet d'écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} u_{san} = \frac{1}{3} [2u_{sano} - u_{sbno} - u_{scno}] \\ u_{sbn} = \frac{1}{3} [2u_{sbno} - u_{sano} - u_{scno}] \\ u_{scn} = \frac{1}{3} [2u_{scno} - u_{sano} - u_{sbno}] \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

L'utilisation de l'expression (II.5) et du système (II.8) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commandes.

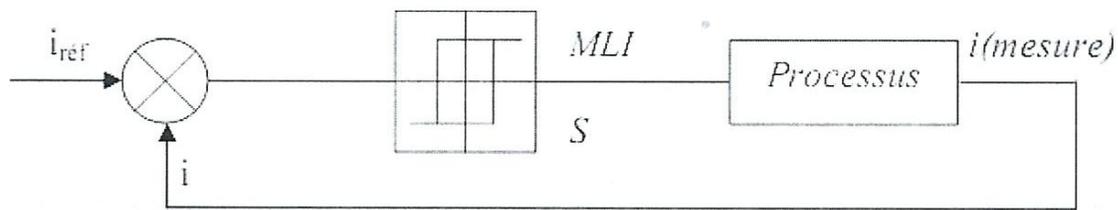
$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{u_c}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Dans la commande que nous avons choisie, les signaux de commande S_a , S_b , S_c sont générés à partir du bloc de la MLI par hystérésis utilisée pour piéger

les courant statorique dans une bande autour de leurs références. Cette technique de la MLI permet une bonne dynamique de réglage des courants tout en assurant un découplage entre les axes de commande.

La MLI à hystérésis est générée par un régulateur à deux positions. La différence entre le courant de référence (i_{ref}) et la valeur du courant mesurée (i), est appliquée à l'entrée du régulateur à hystérésis, figure (II.6).

h étant la bande à hystérésis, figure (II.7). La fréquence de commutation de l'onduleur pour ce cas de MLI est très aléatoire et elle dépend de la bande h et de la dynamique de variation des courants [6-8].



$$\begin{cases} \text{si } [i_{ref} - i] < \Delta i = \frac{h}{2}, & \text{alors } S = 1 \\ \text{si } [i_{ref} - i] > \Delta i = \frac{h}{2}, & \text{alors } S = 0 \end{cases}$$

Figure II.6 Régulateur à hystérésis à deux positions

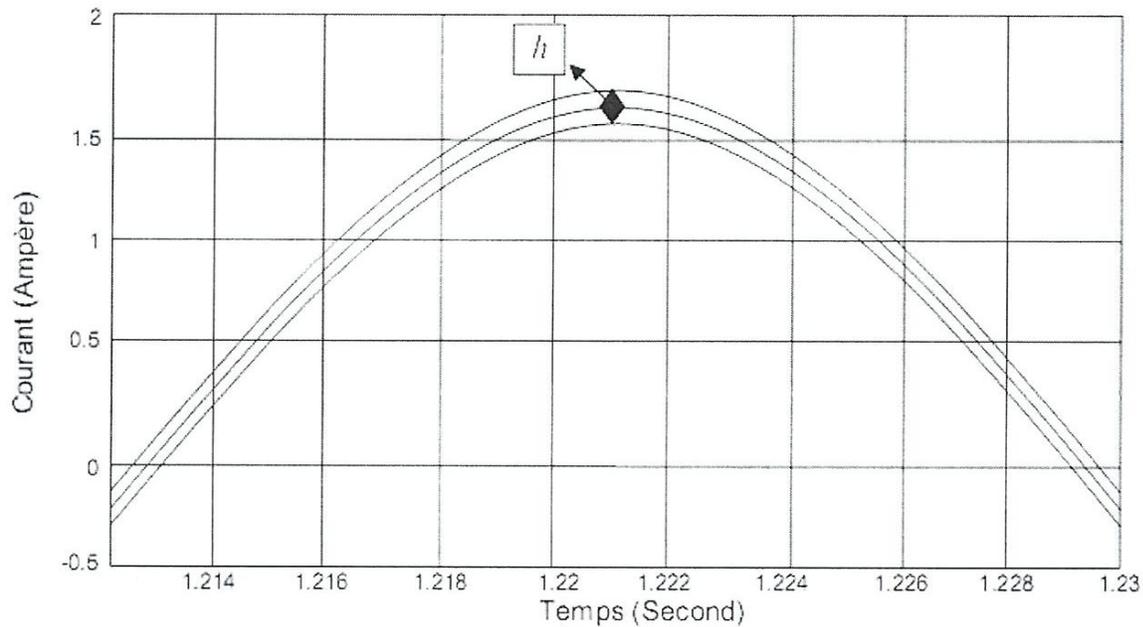


Figure II.7 Présentation de la bande de courant à hystérésis

5. conclusion

Dans ce chapitre nous avons commencé par la présentation du principe de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents et particulièrement, le cas de la commande en courant par MLI à hystérésis. Cette commande, basée sur l'orientation du repère (d,q) suivant le flux rotorique, permet de rendre le commande de la MSAP semblable à celle d'une MCC. En effet le couple devient proportionnel au courant I_{ds} .

Dans la deuxième partie, une modélisation de l'onduleur en vue de l'intégrer dans le schéma de simulation de l'ensemble (régulateur+onduleur+MSAP) à été présenté. Ce modèle simplifié calcule les tensions simples en fonction des signaux de commande de l'onduleur.

CHAPITRE III:

Synthèse optimale des correcteur IP par essaime de particules

1. Introduction :

Ce chapitre sera consacré à l'utilisation d'une méthode d'optimisation par essaim de particule standard, méta-heuristique nouvellement utilisée dans le domaine de l'électrotechnique, pour une synthèse optimale du régulateur de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents MSAP commande par orientation du flux rotorique.

L'objectif de l'utilisation de cette méthode est de concevoir un système de synthèse optimal des régulateurs sans faire un calcul analytique par l'utilisation des méthodes classique. Aussi, cette démarche standard peut être utilisée pour tout type de correcteur plus complexes.

Ce chapitre sera consacré dans une première partie à la description de la méthode d'optimisation par essaim de particules. Puis, dans la deuxième partie, nous appliquons cet algorithme pour la synthèse du régulateur utilisé pour le réglage de la vitesse. Ce chapitre sera terminé par une présentation des résultats de simulation sous l'environnement MATLAB.

2. Présentation de l'algorithme génétique standard:

2.1 L'intelligence collective

La capacité des insectes sociaux à réaliser des tâches hautement complexes a inspiré les chercheurs à donner lieu au concept d'intelligence collective articulé autour des mécanismes d'auto organisation. L'intelligence d'essaim (Swarm intelligence) est le terme utilisé pour désigner les systèmes d'intelligence artificielle, où le comportement collectif de simples agents est bien apparent. Cette expression a été introduite par Berni et Wang en 1989 dans le contexte des systèmes robotisés cellulaires.

Cette capacité de passer du comportements individuels simples à des comportements collectifs complexes et efficaces est appelée “intelligence en essaim” (“swarm intelligence”) ou «intelligence collective » sous domaine de l’intelligence artificielle [9-10].

2.1 Méthode d’optimisation par essaim particulaire

L’optimisation par essaim particulaire (en anglais : Particle Swarm Optimization, PSO) est une technique stochastique développée par Dr. Eberhart et Dr. Kennedy en 1995, inspiré par le comportement social des oiseaux s’assemblant ou le banc de poissons figure (III.1) [9-10].

La méthode PSO partage beaucoup de similitudes avec des techniques évolutionnaires telles que les algorithmes génétiques (AGs), elles sont stochastiques et utilisent une population d’individus pour trouver l’optimum. Cependant, à la différence des AGs qui sont basé sur la compétition entre les individus et des opérateurs biologiques pour la recherche de l’optimum, la méthode PSO n’a aucun opérateur d’évolution et elle se base sur la collaboration des individus entre eux.

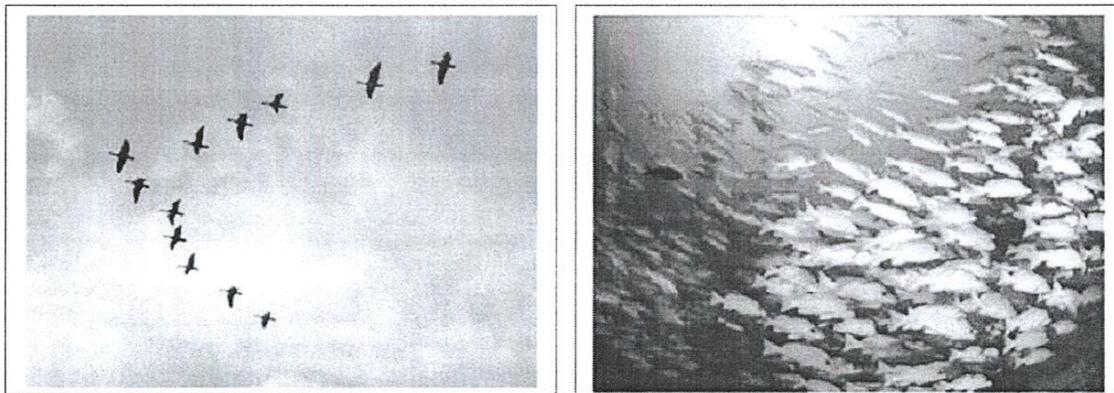


Figure III.1 Groupe d’oiseux et de poissons

Depuis son apparition, PSO a gagné la popularité croissante parmi des chercheurs et des praticiens comme une technique robuste et efficace pour résoudre des problèmes d'optimisation difficiles.

Dans le PSO, les particules individuelles d'un essaim représentent des solutions potentielles, qui se déplacent par le problème, fouillent dans l'espace cherchant un optimal, ou assez bon, la solution. La vitesse de chaque particule est ajustée en additionnant avec pondération sa vitesse à l'instant précédente; la différence entre la position précédente et sa meilleure position puis la différence entre la position précédente et la meilleure position globale. Quant à la position elle est mise à jours simplement par l'addition de la vitesse actuelle et la position à l'instant précédente [9].

PSO obtient de meilleurs résultats d'une manière plus rapide, comparé à d'autres méthodes. Une autre raison pour laquelle PSO est attrayant c'est qu'il y a peu de paramètres à ajuster [9-10].

PSO a été appliquée avec succès dans de nombreux domaines: optimisation des fonctions non-linéaires, optimiser l'entraînement des réseaux de neurones artificiels, les contrôleurs flous, et d'autres zones où AGs peuvent être appliquées.

2.2 Principe de base d'un PSO

Dans la méthode PSO, chaque individu de la population est dit (particule), tandis que la population est connue sous le nom (swarm). Il faut noter, que la particule peut bénéficier des mouvements des autres particules dans la même population pour ajuster sa position et sa vitesse durant le processus d'optimisation. Chaque individu utilise l'information locale à laquelle il peut accéder sur le déplacement de ses plus proches voisins

pour décider de son propre déplacement. Des règles très simples comme “rester proche des autres individus”, “aller dans la même direction”, “aller à la même vitesse” suffisent pour maintenir la cohésion du groupe tout entier.

L’espace de recherche est défini comme « voisinage », différentes topologies sont considérées, figure III.2 : Topologie en (étoile, rayon, circulaire, ..), le plus utilisé est le circulaire.

– **Topologie en étoile** (figure III.2(a)) : le réseau social est complet, chaque particule est attirée vers la meilleure particule et communique avec les autres.

– **Topologie en anneau** (figure III.2 (b)) : chaque particule communique avec n ($n = 4$ (b)) voisines immédiates. Chaque particule tend à se déplacer vers la meilleure dans son voisinage local notée.

– **Topologie en rayon** (figure III.2(c)) : une particule "centrale" est connectée à toutes les autres. Seule cette particule centrale ajuste sa position vers la meilleure, si cela provoque une amélioration l’information est propagée aux autres.

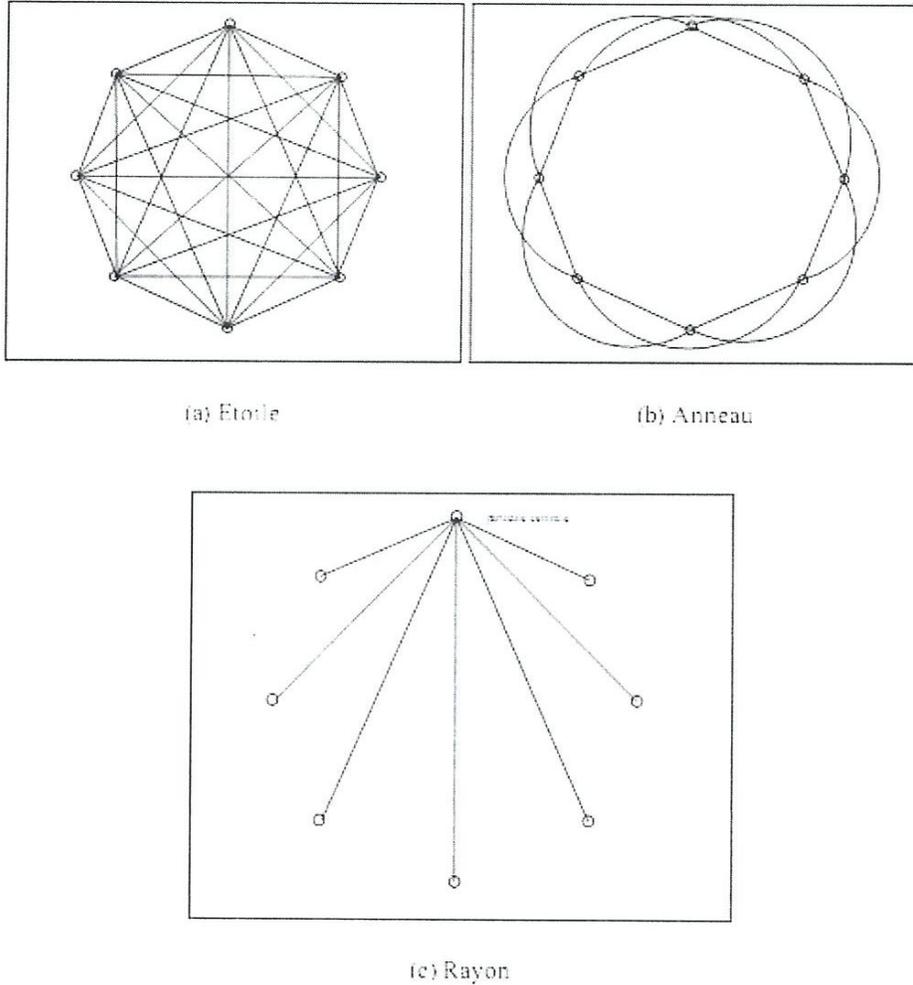


Figure III.2 Trois topologie différentes de voisinage

Au départ de l'algorithme PSO, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).

- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance.
- A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

A partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse.

Pour ce faire, elle combine trois informations :

- Sa vitesse actuelle.
- Sa meilleure position antérieure.
- La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Les équations formalisant le mouvement des particules sont données par [9] :

$$v_i(t+1) = w \cdot v_i(t) + \varphi_1 \cdot r_1(t) \cdot (p_{p_i}(t) - x_i(t)) + \varphi_2 \cdot r_2(t) \cdot (p_g(t) - x_i(t)) \quad (\text{III.1})$$

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t) \quad (\text{III.2})$$

Chaque particule P_i ($i=1 \dots K$) dans le swarm est caractérisé par :

- 1) Sa position courante $x_i(t)$ qui est considérée comme une solution candidate pour le problème d'optimisation à l'itération t ;
- 2) Sa vitesse $v_i(t)$ actuelle;



les équations de mouvement (III.1) et (III.2). Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [9].

Un organigramme pour être dresser comme suit :

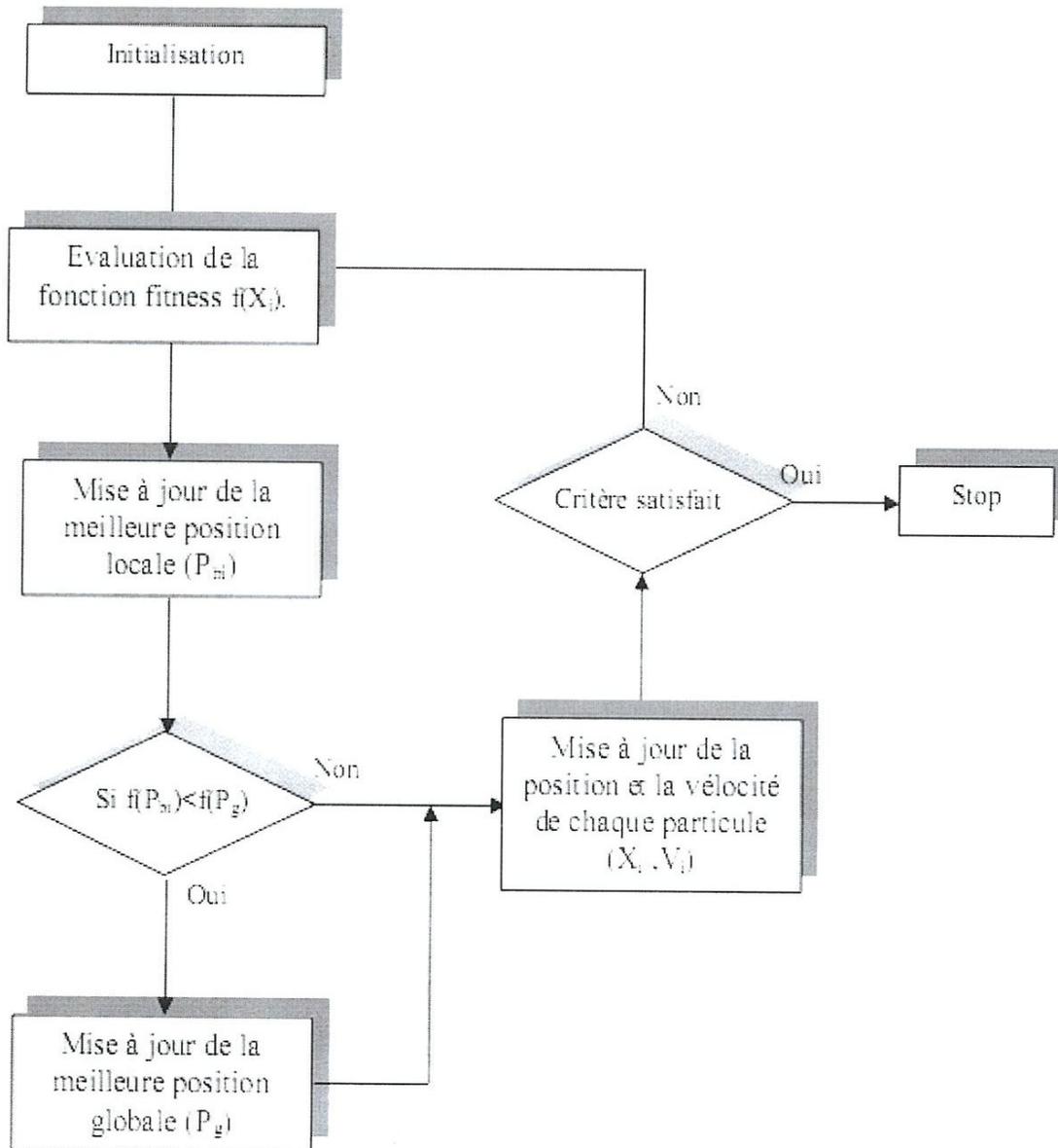


Figure III.3 Organigramme de l'algorithme de PSO

3. Application de l'algorithme PSO pour la synthèse du correcteur de la vitesse

3.1 Détermination de l'objectif à optimiser

Dans notre problème, nous cherchons à déterminer les meilleurs paramètres K et t_i du correcteur IP, utilisé pour le réglage de la vitesse de la MSAP.

Pour que le réglage de la vitesse suive une dynamique bien déterminée à l'avance, nous avons opté pour l'utilisation d'un modèle de référence lors du processus d'optimisation off ligne. Le système utilisé pour la synthèse est donné par la figure suivante :

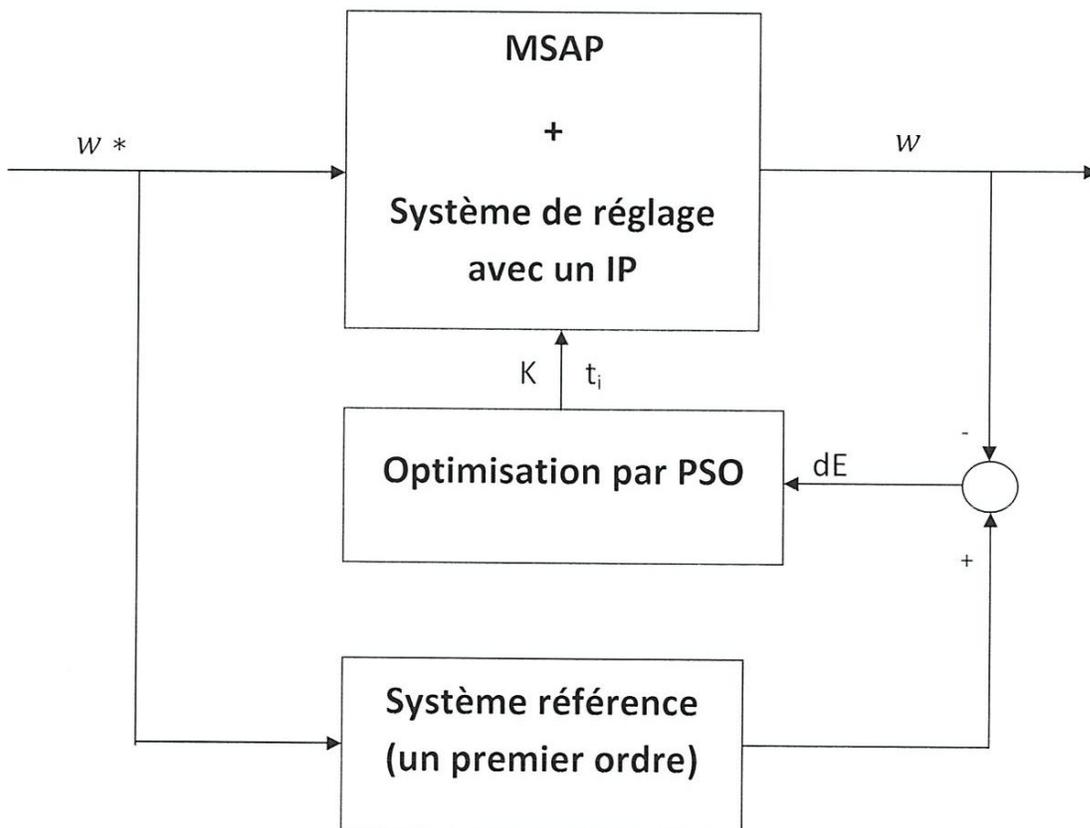


Figure III.4 système utilisé pour la synthèse du correcteur

D'après la figure précédente, la fonction objectif $f_{obj}(k, ti)$ est définie par l'intégrale de la valeur absolue de la différence entre la réponse du système réel et du système de référence. Cette erreur est donnée par l'équation suivante :

$$f_{obj}(k, ti) = \int_0^t |y_{réf} - y| dt \quad (III.3)$$

où : $y_{réf}$ est la sortie du système de référence

y est la sortie du système à régler

Pour des raisons de simplicité et de rapidité de l'algorithme d'optimisation, nous avons utilisé le schéma bloc de la figure II.3 comme système à régler (MSAP + boucle de réglage de la vitesse) et un premier ordre (caractérisé par une constante du temps prédéfinie $t_{réf}$) comme système de référence.

3.2 Résultats de simulation

Pour la simulation, nous avons utilisé les paramètres suivants :

- **Paramètres de la MSAP**

$$V_n = 380 \text{ v;}$$

$$I_n = 6.2 \text{ A;}$$

$$C_n = 6.1 \text{ N.m;}$$

$$R_s = 1.4 \text{ } \Omega\text{;}$$

$$L_d = 6.6 \cdot 10^{-3} \text{ H;}$$

$$L_q = 5.8 \cdot 10^{-3} \text{ H;}$$

$$\Phi_f = 0.1546 \text{ wb};$$

$$J = 0.00176 \text{ kg.m}^2 ;$$

$$f = 0.000388 \text{ Nm.s/rad};$$

$$p = 3;$$

- **Paramètres de l'algorithme PSO**

Nombre de la population=50

Nombre des itérations=150

Constantes d'accélération =1

Inertie : variable en fonction de t par l'équation $w=0.9-0.3*t/t_{max}$;

Intervalle des paramètres K et ti (0.0001 30)

- **Système de référence**

Nous avons utilisé un premier ordre d'une constante de temps égale à 0.1s.

La référence suit un échelon de 0 à 100. Aussi, on applique une charge de 6 N.m après 0.5s.

Les résultats de la variation de la fonction objective et des paramètres sont donnés par les figures (III.5) et (III.6).

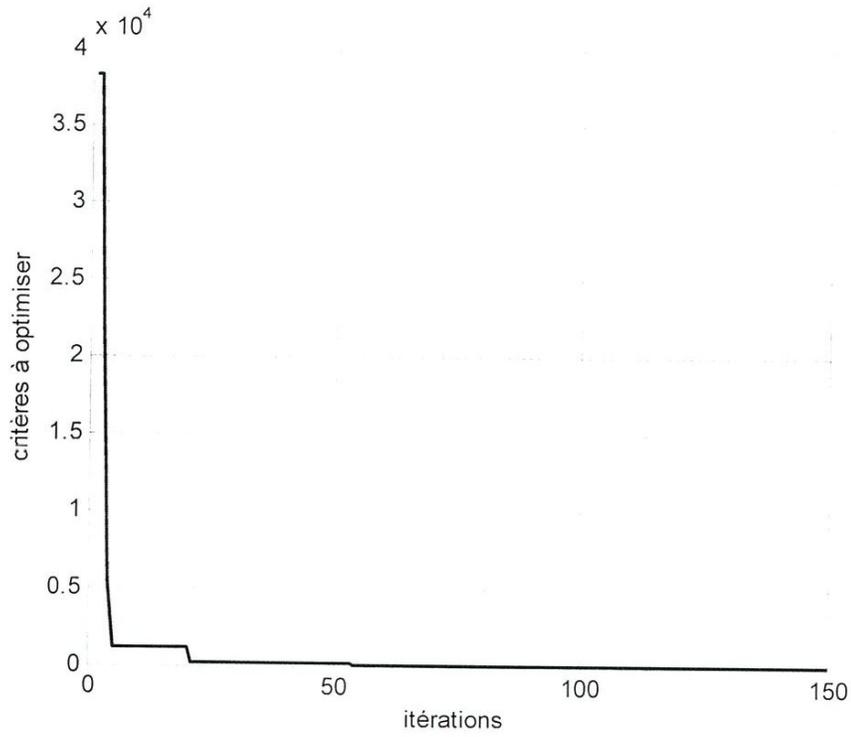


Figure III.5 variation de la fonction objectif

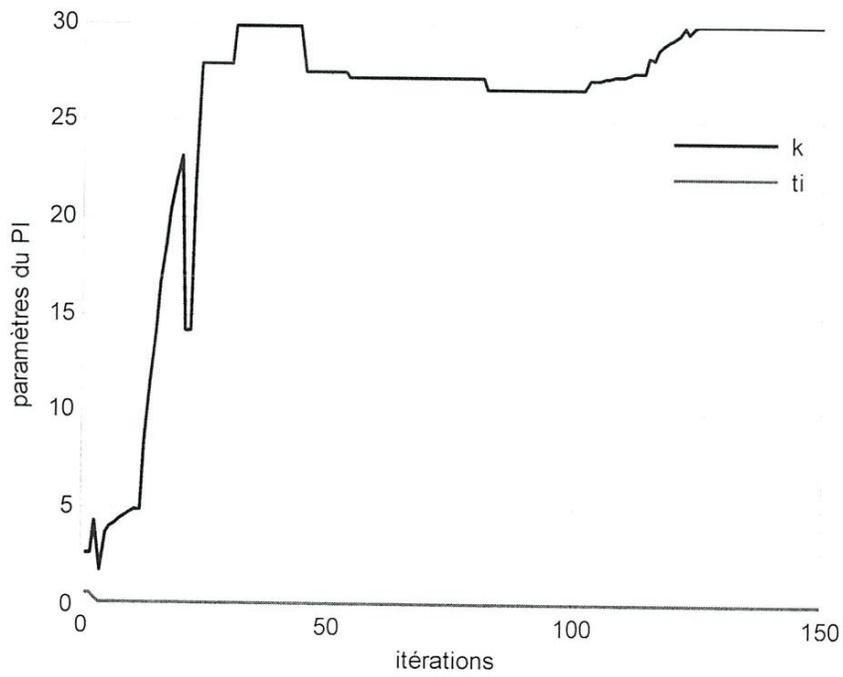


Figure III.6 variation des paramètres du IP

Les paramètres trouvés à la fin du processus d'optimisation sont les suivants :

$$K = 30 \quad \text{et} \quad t_i = 0.1$$

Les schémas bloc de réglage de la vitesse de la MSAP, développés pour faire des simulations sous SIMULINK, sont donnés par les figures suivantes :

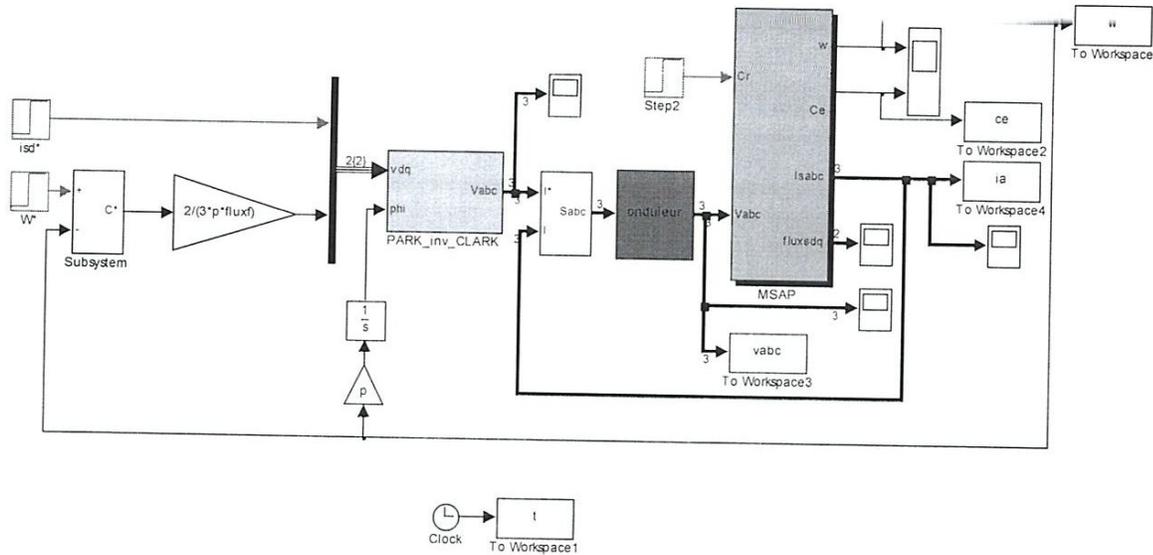


Figure III.7 Schéma bloc de réglage développé sous SIMULINK

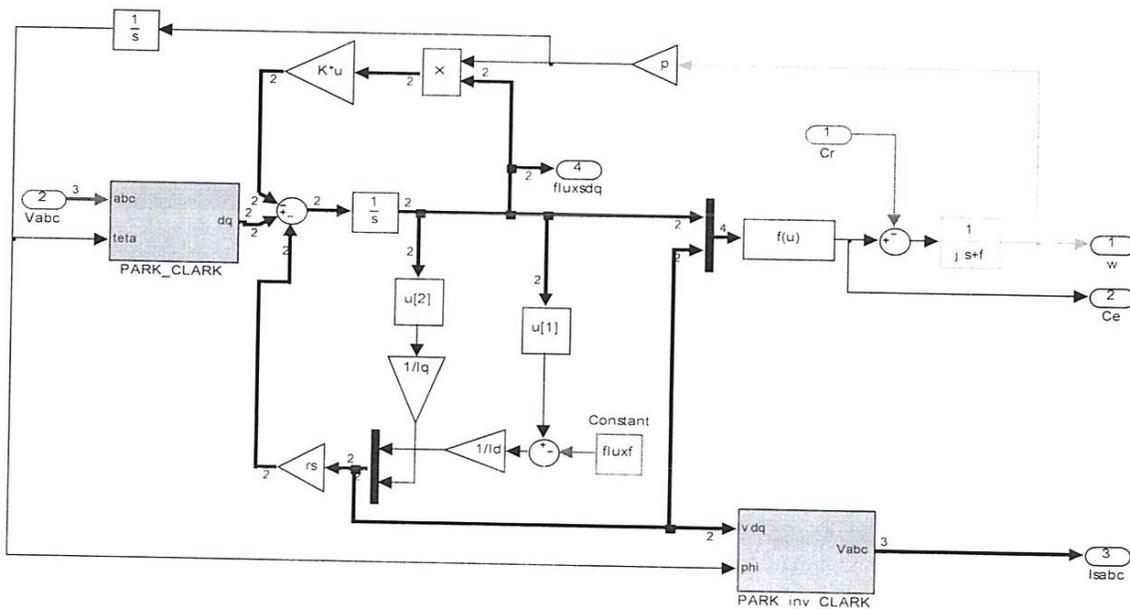


Figure III.8 Schéma bloc de la MSAP développé sous SIMULINK

Les résultats de simulation de la boucle de réglage de la vitesse de la MSAP sont donnés par les figures suivantes :

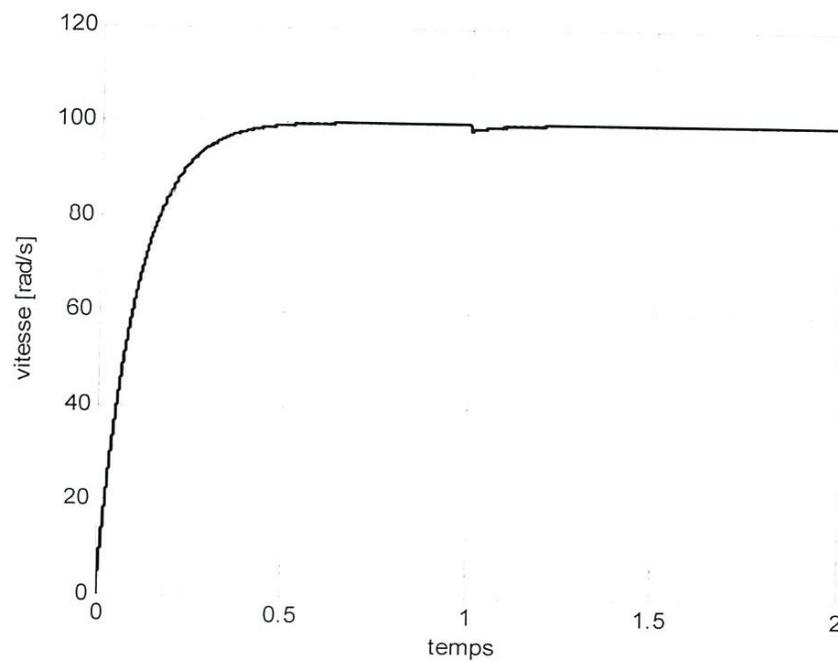


Figure III.9 réponse de la vitesse de la MSAP

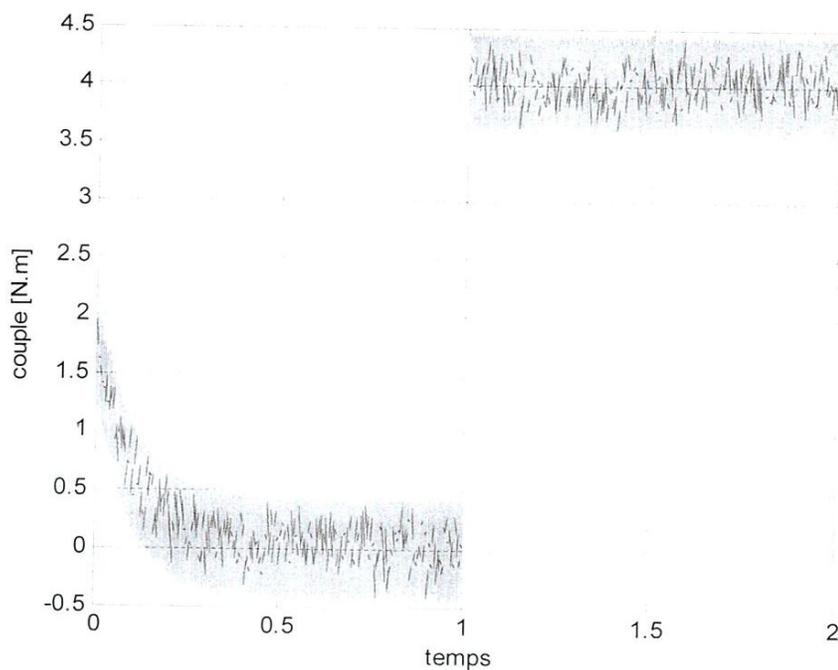


Figure III.10 réponse du couple électromagnétique

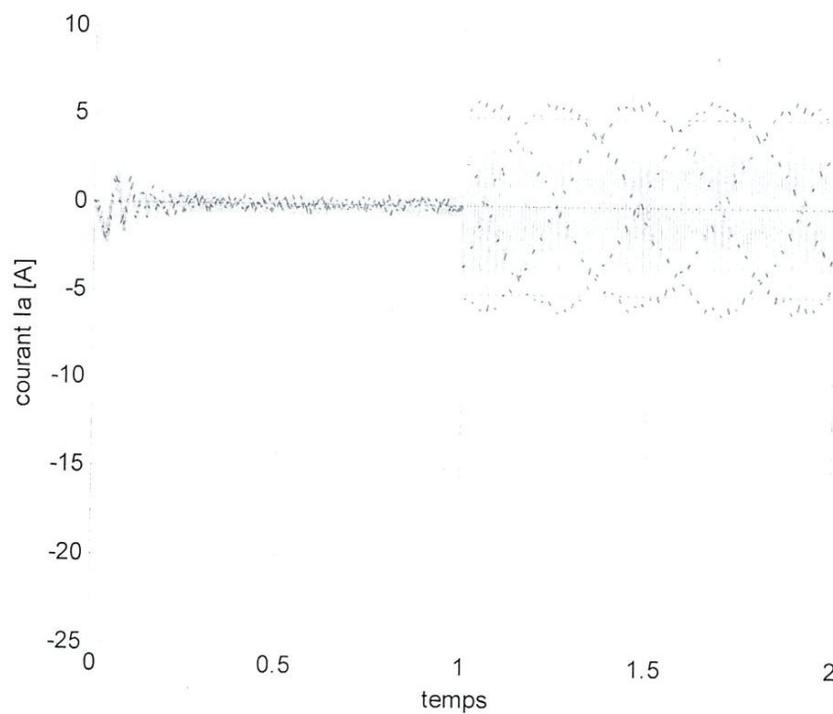


Figure III.11 réponse du courant I_a

D'après les résultats obtenus, on constate que le réglage de la vitesse par un IP optimisé présente de bonnes performances en termes de dynamique de réponse et rejet de perturbations. En effet, la vitesse poursuit avec précision la référence imposée à l'entrée du système (figure III.9). En plus, on voit clairement que la dynamique de réponse est égale à celle du système de référence choisi lors du processus d'optimisation. Cela confirme l'efficacité de cet algorithme utilisé pour la synthèse des correcteurs IP.

Aussi, On remarque aussi que les pics du couple et du courant au démarrage sont bien maîtrisés et ne dépassent pas les limites acceptables.

4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe d'un algorithme d'optimisation stochastique appelé PSO, puis nous l'avons appliqué pour la synthèse du correcteur utilisé pour le réglage de la vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents MSAP.

Les résultats de simulation sous l'environnement MATLAB/SIMULINK montre clairement l'efficacité de cette commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Ces résultats, valident aussi l'approche standard proposée pour la synthèse des régulateurs.

Conclusion générale

Dans ce travail nous avons présenté la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension commandé en courant. En plus, dans le but de faire une synthèse optimale du régulateur de la vitesse, nous avons utilisé une méthode heuristique appelée essaim particulaire PSO.

Les volets principaux de ce mémoire de fin d'étude peuvent être résumés comme suit :

- La première partie de ce travail est l'étude de la modélisation de la machine synchrone en vue de sa commande, qui est indispensable. Pour cela nous avons utilisé la transformation de Park pour simplifier le modèle abc de la MSAP.
- La deuxième partie est consacrée à l'étude de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MSAP. Une modélisation simplifiée de l'onduleur de puissance a été aussi présentée.
- Pour assurer une bonne synthèse du correcteur IP utilisé dans la boucle de réglage de la vitesse, nous avons utilisé une méthode d'optimisation par essaim particulaire PSO dont le principe a été présenté dans le troisième chapitre. A la fin du troisième chapitre, des résultats de simulation ont été présentés pour mettre en évidence l'efficacité de la démarche utilisée.

Nous pouvons conclure que cette démarche de synthèse optimisée peut être appliquée pour d'autre type de correcteurs plus complexes que le IP et dont la synthèse par des méthodes analytiques est très laborieuse (logique floue, RN, etc.).

Enfin, nous recommandons la poursuite des recherches sur la commande de la MSAP qui ne cesse de s'imposer comme une concurrente potentielle des autres machines surtout avec la baisse continue des prix des aimants. Dans cet axe plusieurs améliorations peuvent être apportées à savoir :

- L'utilisation des techniques intelligentes (logique floue, réseaux de neurones) pour concevoir des lois de commande non linéaire et plus performante. Le PSO dans ce cas, peut être utilisé pour optimiser des correcteurs intelligents.
- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux.

Bibliographique

- [1] **N. BERNARD**, « machine synchrone: de la boucle ouverte à l'autopilotage », Revue 3EI, n° 30, septembre 2002, pp. 24-39.
- [2] **P. WETZER**, « Machine synchrone », Technique de l'ingénieur, traité Génie électrique, D 3 545.
- [3] **MAKARA KHOV**, « surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : détection des courts-circuits par suivi paramétrique », thèse de doctorat de l'université de Toulouse le 17 décembre 2009.
- [4] **EDOURD BOMME**, « modélisation et optimisation des machines électriques discoïdes à double entrefer », thèse de docteur de l'institut polytechnique de Grenoble le 11 décembre 2009.
- [5] **AMEUR AISSA**, « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants », thèse de Magistère en Electrotechnique, Université de BATNA 2005.
- [6] **HAMDOUCHE SONIA**, « Contribution à l'amélioration des structures de régulation des courants des machines à courant alternatif », thèse de Magistère en Electrotechnique, Université de BATNA 2007.
- [7] **M. LAJOIE-MAZENC**, « Alimentation des machines synchrones », Technique de l'ingénieur, traité Génie électrique, D 3 630.
- [8] **BOUSSIALA Boubakr, IDOUGHI Mohand Laid**, « Commande Vectorielle de la Machine Synchrone Autopilotée à Pôles Saillants par un Onduleur Trois Niveaux Commandé en Tension », projet de fin d'étude, Ecole Nationale Polytechnique, 2006.
- [9] **BAZI Smail**, « Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO « Particle Swarm Optimization » », thèse de Magistère en Electrotechnique, Université de BATNA 2009.
- [10] **Guillaume CALAS**, « Optimisation par essaim particulaire », rapport de recherche, EPITA 2009.