

UNIVERSITE AMMAR THLIDJI LAGHOUAT

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques et électronique de puissance

Présenté par :

BOUDAUD Fatima

MAKHLOUF Fatna

Sous la direction du Dr BIRAME M'hamed

Thème :

**Commande vectorielle d'une machine synchrone
à aimant permanent optimiser par PSO
(Optimisation par essaim de particule)**

Devant le jury:

M^r SAROUTE Mohamed	MA "A"	President
Mr BESSEDIK Sid Ahmed	MC "A"	Examineur
Mr BIRAM M'hamed	MC "B"	Encadreur

Année universitaire 2020/2021

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à la prunelle de mes yeux, mes très chers parents pour leur aide et leur soutien tout au long de mes études, et qui ont fait de moi ce que je suis aujourd'hui et j'espère qu'un jour je serai capable de leur donner au-moins le minimum de ce qu'ils m'ont offert car quoi qu'on fasse on n'arrivera jamais à leurs rendre tout.

En premier ; je dédie cet événement marquant de ma vie à la mémoire de mon père disparu trop tôt, j'espère que dans le monde qui est sien maintenant il apprécie cet humble geste comme preuve de reconnaissance de la part d'une fille qui l'a toujours prié pour le salut de son âme, puisse dieu le tout puissant l'avoir en sa sainte miséricorde

À l'homme de ma vie, mon exemple éternel, celui qui s'est toujours

sacrifier pour me voir réussir,

à toi mon père «-Bella-Ahmed-» Allah yarehimou

*A celle qui m'a arrosé de tendresse et d'espoir à la source des sentiments fragiles qui m'a bény pas ces paroles, à toi ma mère « **MESSAOUDA** », Allah ytawal fi omerha*

BOUDAUD Fatima

Remerciements

Mes remerciements vont premièrement à Allah le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces années d'études.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à mon encadreur Monsieur : **BIRAM M'hamed**, Maître de Conférences à l'Université de Laghouat, pour m'avoir aidé par ses idées, ses conseils précieux et ses encouragements incessants durant la préparation de ce travail.

Je tiens à remercier sincèrement madame **BENDAOUD Zohra** pour ses conseils, ses encouragements, sa disponibilité son énergie et son enthousiasme, qui m'ont guidé et motivé durant la préparation de ce travail.

Je remercie vivement et très profondément : **Monsieur SAROUTE Mohamed** pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de mon mémoire, ainsi que **Monsieur BESSEDIK Sid Ahmed** pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Nos remerciements s'adressent aussi à tous les enseignants qui ont contribué à notre réussite dans nos études et spécialement **madame CHETIH Saliha**, **messieurs AMER Aissa**, et **HEMIDAT Mohamed**, pour avoir toujours été prêt à répondre à mes questions et à me conseiller et/ou m'orienter vers des références. Leurs conseils et encouragements m'ont énormément aidée dans mon travail.

Je remercie mes très chères frères et sœurs **Saad eddine**, **Saber**, **Djaouad**, **Safaa**, **Maya Mb'arka**, **Bouchra**, **Djihad** et son fils **ZAABTA Riyad Ali** ainsi que tous mes oncles surtout **Messaoud** et **Mohamed** pour leur soutien et leurs encouragements.

Merci à mes chères amis **GHEZAL Bouthaina**, **DJAUBAR Rachid « M'V »**, **MERZOUG Taher**, **Nouh**, **Mohamed**, **Taher**, **Hichem**, **Fethi**, **Radia**, **Imen**, **Dounia** et **Bouchra « BIBA »**, grâce à qui j'avais passé des moments, inoubliables, agréables et fructueux.

Un grand merci à mon grand père **Saad**, mes grands mères **Fatima**, **Halima**, **Hadda** pour leur éternel amour, que ce rapport soit le meilleur cadeau que je puisse offrir à tous.

Que tous ceux qui m'ont un jour aidé ou soutenu durant la préparation de mon mémoire sachent que malgré l'oubli, une place dans mon cœur leur est toujours réservée.

Je dédie ce modeste travail.

A ma chère mère.

A mon cher père.

A mes frères.

A tout ma famille.

A tous mes amis chaque un à son.

MAKHOULF Fatna

Sommaire

Notation et symboles.....	I
Liste des figures.....	IV
Introduction générale.....	VI
Chapitre 1 : Généralité sur la machine synchrone a aimant permanent	
I.1. Introduction.....	2
I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	2
I.3. Construction de la machine synchrone.....	3
I.3.1 Stator	3
I.3.2 Rotor	4
I.4 Domaines d'application	4
I.5 Avantages et inconvénients de la MSAP	5
I.5.1 Avantages	5
I.5.2 Inconvénients	5
I.6. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent	5
I.6.1 Hypothèses simplificatrices	5
I.6.2 Modèle générale de la MSAP.....	6
I.6.2.1 Equation électrique	6
I.6.2.2 Equation magnétique	6
I.6.2.3 Equation mécanique	7
I.7 Principe de la transformation de Park et application a la MSAP	8
I.7.1 Principe de transformation de Park.....	8
I.7.2 Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère dq.....	9
I.7.3 Équation des flux du MSAP dans le repère de Park	10
I.7.4 Équation des tensions du MSAP dans le repère de Park	10

I.8 Système d'alimentation de la MSAP.....	11
I.9 Modélisation de l'alimentation de la MSAP.....	12
I.9.1 Onduleur de tension.....	12
I.9.2 Modélisation de l'onduleur de tension	12
I.9.3 Stratégies de commande de l'onduleur	14
I.9.4 Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle.....	15
I.10 Principe de la commande vectorielle.....	16
I.10.1 Description du système global.....	17
I.10.2 Découplage.....	19
I.10.3 découplage par compensation.....	19
I.11 Conclusion.....	20

Chapitre II :Commande vectorielle de la MSAP

II Introduction.....	22
II.1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension	22
II.1.1 Principe de la Commande vectorielle.....	22
II.1.2 Découplage.....	23
II.1.3 Découplage par compensation.....	23
II.2 Synthèse des différents régulateurs.....	25
II.3 Calcul des régulateurs	25
II.3.1 Régulateur de courant.....	25
II.3.2 Régulateur de vitesse.....	28
II.4 Schéma global de simulation de la Commande vectorielle	29
II.5 Résultats de simulation et interprétations.....	30
II.5.1 Essai à vide et en charge.....	30
II.5.2 Essai de l'inversion de sens de rotation.....	33
II.5.2 Résultat de test de robustesse.....	33
II.6 Conclusion.....	35

Chapitre III : Optimisation par essaim de particules (PSO)

III.1 Introduction.....	37
III.2 Optimisation par Essaim de Particules (PSO).....	37
III.2.1 Concept de base de PSO.....	37
III.3 Voisinage.....	40
III.4. Algorithme de principe les étapes.....	41
III.5. Optimisation de paramètre du PI par la technique PSO.....	43
III.5.1. Estimation des gains de régulateur (K_p , K_i) par PSO.....	43
III.5.2 Régulateur proportionnel (classique).....	44
III.6. Conclusion.....	46
Conclusion générale.....	48
Annexe.....	50
Bibliographies.....	52

Liste des notations et symboles :

MSAP : Machine synchrone à aimants permanents.

MCC : Machine à courant continu.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

PI : Correcteur Proportionnel intégrale.

PID : Action Proportionnel intégrale dérivée.

FTBO : Fonction de transfert en boucle ouverte.

FTBF : Fonction de transfert en boucle fermée.

[V_s] : Vecteur tension statorique. [V]

[I_s] : Vecteur courant statorique. [A]

[φ_s] : Vecteur flux statorique. [Wb]

[R_s] : Matrice résistance du stator. [Ω]

[L_s] : Matrice inductance du stator. [H]

[φ_{sf}] : Vecteur flux engendré par l'aimant. [Wb]

θ : Angle de charge. [Rad]

M_{ab}, M_{ac}, M_{bc} : Mutuelle inductance entre phases (a et b), (a et c), (b et c). [H]

ω : Pulsation électrique. [Rad/s]

J : Moment d'inertie. [Kg. m²]

P : Nombre de paires de pôles.

Ω : La vitesse de rotor. [Rad/s]

C_{em} : Couple électromagnétique. [Nm]

C_r : Couple résistant. [Nm]

f : Coefficient de frottement visqueux. [Nm / rad / s]

V_d, V_q : Tensions statorique du repère de Park. [V]

L_d, L_q : Inductance du stator selon les axes d, q.[H]

I_d, I_q : Courant statorique sur l'axe d et l'axe q. [A]

φ_d, φ_q : Flux des axes d et q.[Wb]

e_d, e_q : Composantes de la force électromotrice de compensation.

E : Tension d'entrée de l'onduleur. [V]

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Tension de sortie de l'onduleur. [V]

f_p : Fréquence de la porteuse. [Hz]

f_r : Fréquence de la référence. [Hz]

V_p : Tension de la porteuse. [V]

V_r : Tension de la référence. [V]

W : Coefficient d'inertie

W_{min} : Coefficient minimum d'inertie

$W_{\max}$: Coefficient maximum d'inertie

C_1, C_2 : Coefficients d'accélération

G_{best} : Meilleure position atteinte par toutes les particules

$K, K_{\max}$: Nombre d'itération et nombre maximum des itérations

r_1, r_2 : Nombres aléatoires tirés uniformément dans $[0,1]$

t : temps

P_{ibest} : Vecteur de meilleure position des particules

V_i : Vecteur de vitesse des particules

X_i : Vecteur de position des particules

Liste des figures

Fig. I.1 présentation de la MSAP	3
Fig. I.2 Stator de l'MSAP	3
Fig. I.3 Rotor de la MSAP	4
Fig.I.4 Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation.....	11
Fig.I.5 Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension.....	12
Fig. I.6 Schéma de l'onduleur triphasé.....	13
Fig.I.7 Schéma équivalent de l'onduleur à MLI.....	15
Fig.I.8 Principe de la commande MLI- Sinus-Triangle.....	16
Fig.I.9 Principe de la commande vectorielle.....	17
Fig.I.10 Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux.....	18
Fig.I.11 Description des couplages.....	19
Fig.I.12 Découplage par compensation.....	20
Fig.II.1 Découplage par compensation.....	24
Fig.II.2 Commande découplée.....	24
Fig. II.3 commande des courants en deux boucles indépendantes.....	25
Fig.II.4 Régulateur de vitesse.....	28
Fig.II.5 schéma globale de la commande vectorielle de la MSAP.....	29
Fig.II.6 résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide.....	31
Fig. II.7 résultat de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5N.m à $t=0.5$ s.....	33
Fig. II.8 résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t=0.1$ s.....	33
Fig. II.9 résultats de simulation pour variation du flux et le couple de charge.....	34
Fig.III.1 Schéma du déplacement d'une particule.....	39
Fig.III.2 Voisinage étoile.....	40
Fig. III.3 Voisinage Anneau.....	40
Fig.III.4 Voisinage rayon.....	41

Fig.III.5 Organigramme de PSO.....	42
Fig. III.6 Régulateur PI classique optimisé par PSO.....	44
Fig. III.7 Résultats de simulation de la MSAP munie d'un réglage de la vitesse de rotation par PI classique et PI classique optimisé.....	45
Fig. III.8 Résultats de simulation de la MSAP munie d'un réglage du couple par PI classique et PI classique optimisé.....	45
Fig.III.9 résultat de simulation pour variation du moment d'inertie J.....	45

Introduction générale

Les actionneurs électriques sont de plus en plus présents dans tous les secteurs domestiques et industriels ainsi que dans les secteurs technologiques de pointe, les machines synchrones à aimants permanents, sont de plus en plus utilisées dans les systèmes embarqués à cause de l'absence de pertes au rotor et compte tenu de leur compacité. De plus, avec une diminution des coûts des aimants permanents, les MSAPs sont utilisés dans les actionneurs électromécaniques. Ce type de moteur est omniprésent dans les applications industrielles en raison de sa simplicité de commande, son rendement, sa robustesse et sa puissance massique élevée [1].

Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible coût d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative.

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances.

La commande vectorielle proposée par Hasse en **1969** et Blaschke en **1972** permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celui des entraînements à courant continu, cette structure de commande nécessite une information précise sur la position du rotor. Cette information qui assure l'autopilotage de la machine provient habituellement d'un capteur mécanique (de la position et/ou de la vitesse) placé sur l'arbre de la machine.

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée.

Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis, ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des régulateurs de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire [2-3].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus complexe que celle de la machine à courant continu ; car il est très difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande, qui sont le flux magnétique et le couple mécanique qu'il faut réguler indépendamment l'un de l'autre [3-4].

Dans cette optique, nous avons proposés un outil de commande pour la MSAP basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en machine, ce dernier met en évidence entre les grandeurs rotoriques et statoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue du contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [14].

Il est évidemment impossible de cerner toutes les techniques qui traitent la commande et ses contraintes. Alors, on examine plus précisément la régulation ainsi que son optimisation. On s'intéresse exceptionnellement aux coefficients des régulateurs (PI) utilisés au sein de la commande vectorielle, où ils sont directement calculés à partir des paramètres de la machine. Lors des dérives de ces derniers provoquent une altération de la commande de la machine. Une recherche dans ce contexte est présentée, tout en remplaçant le régulateur optimisé par la méthode Essaim de particules, dont l'objectif de commander la machine avec de hautes performances [04]. Plus récemment, une autre méthode d'optimisation nommée « optimisation par essaim de particules », soit en anglais « Particle Swarm Optimization » (PSO), inspirée de l'intelligence d'essaim a attiré les chercheurs et faite exploiter dans différents domaines d'optimisation. Cette méthode est devenue de plus en plus populaire, elle est caractérisée par une façon décentralisée de travail qui imite le comportement des Essaims d'insectes sociaux, les masses d'oiseaux, ou les écoles de poisson. L'avantage de ces approches sur les techniques traditionnelles est la robustesse et la flexibilité [15].

Ainsi l'objectif principale de ce travail de mémoire est d'étudier les techniques de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent par l'optimisation de gains de régulateur PI par la méthode Essaim de particules. Pour ce faire, Le mémoire

présenté est organisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre concerne, dans une première partie, la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité. L'utilisation de la transformation de Park permet d'obtenir un modèle plus simple. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI (sinus-triangle).

Le deuxième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI.

Le troisième chapitre exposera, brièvement, la technique d'essaim de particules (PSO), fondée sur la notion de coopération entre particules qui peuvent être vus comme des « animaux » aux capacités assez limitées (peu de mémoire et de facultés de raisonnement). L'échange d'information entre eux fait que, globalement, ils arrivent néanmoins à résoudre des problèmes difficiles. Un exemple d'optimisation sera traité par cette technique. Ensuite, l'implantation de la technique PSO, dans le but d'optimiser les gains du régulateur PI, afin d'avoir une commande robuste des puissances active et réactive de la machine synchrone à aimant permanent.

Enfin, le mémoire se termine par une **conclusion générale** sur le travail effectué.

Chapitre I

Généralité sur la machine synchrone à aimant permanent

I.1 Introduction

Pendant plusieurs années, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu offrant le principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel du flux et du couple. Cependant la présence du système balais collecteur dans les moteurs électriques a toujours été un grand inconvénient qui limite de plus son utilisation.

Grace aux progrès de l'électronique de puissance et de l'informatique, le moteur synchrone à aimants permanents a pu s'imposer dans les systèmes d'entrainements électriques. L'apparition d'aimants performants et le développement des composants de l'électronique de puissance ont poussés un bon nombre de chercheurs et industriels à lancer des investigations dans le domaine des associations convertisseurs – machines électriques en utilisant en le moteur synchrone à aimants permanents [5].

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour pallier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [5].

Le premier chapitre traite des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents. et présenter le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (onduleur à MLI).

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par désaimant permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à

l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu. [16]



Fig.I.1 présentation de la MSAP

I.3. Construction de la machine synchrone

Comme dans toutes les machines tournantes, on distingue la partie fixe appelé stator, de la partie tournante appelée rotor.

- **Stator**

Le stator d'une machine synchrone triphasé 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. Le stator permet de créer un champ tournant au moyen de courant alternatif.

La vitesse de rotation du champ tournant :

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



Fig.I.2 Stator de l'MSAP

- **Rotor**

Parfois c'est un aimant permanent pour les petites machines, mais en général c'est un électroaimant sous forme d'un cylindre ferromagnétique massif recevant un bobinage qui, alimenté en courant continu (excitation), génère p paires de pôles sud et nord alternés.



Fig.I.3 Rotor de la MSAP

I.4 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 :

- 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. [16]

I.5 Avantages et inconvénients de la MSAP

I.5.1 Avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- ✓ Puissances massiques élevées.
- ✓ Absence de contacts glissants.
- ✓ Un bon rendement.
- ✓ Absence des balais et d'alimentation continue.
- ✓ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- ✓ Fonctionnement en survitesse. [15]

I.5.2 Inconvénients

- ✓ Commutateur mécanique remplacé par un commutateur autre électronique, ce
- ✓ qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui
- ✓ d'un moteur à courant continu.
- ✓ Prix des aimants le rend plus cher,
- ✓ La présence de pulsation de couple,
- ✓ Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation dans des contraintes
- ✓ physiques comme la température max, courant max....etc,

I.6 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

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

I.6.1 Hypothèses simplificatrices

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, dont la modélisation obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- La distribution des forces électromotrices, le long de l'entrefer, est supposée sinusoïdale.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault, Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligeables.
- Absence de la saturation dans le circuit magnétique.

On admet que la FMM créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I.6.2 Modèle générale de la MSAP

La modélisation d'une MSAP comprend trois types d'équations : électrique, mécanique et électromagnétique.

I.6.2.1 Equation électrique

$$[V] = [R_s] \cdot [i] + \frac{d\varphi}{dt} \quad (I.1)$$

En définissant les vecteurs suivants :

$[V] = [V_a V_b V_c]^T$: Vecteur tensions statorique.

$[i] = [i_a i_b i_c]^T$: Vecteur courants statorique.

$[\varphi] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$: Vecteur flux statorique.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} : \text{Matrice de la résistance équivalente d'un enroulement statorique.}$$

I.6.2.2 Equation magnétique

$$[\varphi] = [L_s][i] + [\varphi_f] \quad (I.2)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} : \text{Matrice d'inductance propre d'une phase statorique.}$$

M_s : L'inductance mutuelle entre phases du stator.

$[\varphi_f] = [\varphi_{af} \varphi_{bf} \varphi_{cf}]^T$: Vecteur flux des aimants.

Les flux induits par les aimants dans les trois phases statoriques (a, b, c) sont donnés par

$$[\varphi_f] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Du fait que la machine est équilibrée à neutre isolé, on a ($i_a + i_b + i_c = 0$), d'où les expressions des flux se déduisent par :

$$[\varphi] = [L_{sc}][i] + [\varphi_f] \quad (I.3)$$

Avec :

$$[L_{sc}] = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix}; L_{sc} = L_s - M_s \text{ L'inductance cyclique d'un enroulement statorique.}$$

I.6.2.3 Equation mécanique

L'équation mécanique s'écrit comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (I.4)$$

$$C_f = f_c * \Omega$$

$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$: Vitesse mécanique de rotation de la machine.

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_f : Couple de frottement.

J : Moment d'inertie.

f_c : Coefficient de frottement.

p : Nombre de paires de pôles.

W_r : Vitesse électrique du rotor. [16]

I.7 Principe de la transformation de Park et application a la MSAP

I.7.1 Principe de transformation de Park

La transformation de Park est souvent appelée transformation à deux axes. C'est un outil mathématique consiste à transformer le système triphasé (a, b, c) (repère réel) en un système diphasé (d, q) (repère fictif). 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.

Pour les machines synchrones à aimants permanents θ donne la position du rotor par rapport au stator.

Toutes les grandeurs homopolaires sont nulles.

La transformation de Park est définie par :

- $[V_{dq}] = [T(\theta)] \cdot [V_{abc}]$: Transformation directe.
- $[V_{abc}] = [T(\theta)]^{-1} \cdot [V_{dq}]$: Transformation inverse.
- Avec : $[T(\theta)]$ et $[T(\theta)]^{-1}$ sont les matrices de passage directe et inverse, qui sont données par:

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

$$[T(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

I.7.2 Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère dq

La loi des mailles s'exprime sur l'un des enroulements statoriques par la relation :

$$v = r_s i + \frac{d\phi}{dt} \quad (I.7)$$

Une équation compacte peut être établie pour les trois phases repérées par les indices a, b, c sous forme matricielle :

$$[v_{abc}] = [r_s][i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt}$$

La transformation de *Park* est appliquée à l'équation comme suit :

$$[P]^{-1} [v_{dqo}] = [r_s][P]^{-1} [i_{dqo}] + \left(\frac{d}{dt}\right) [P]^{-1} [\phi_{dqo}]$$

Soit en multipliant à gauche par $[P]$:

$$[v_{dqo}] = [r_s][i_{dqo}] + \frac{d[\phi_{dqo}]}{dt} + [P] \left(\frac{d[P]^{-1}}{dt}\right) [\phi_{dqo}]$$

Où : $[P]$ et $[P]^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Et :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & 1 \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Tel que ψ est la position du repère choisi pour la transformation ($\psi = \psi_s$ pour le stator ou $\psi = \psi_r$ pour le rotor).

Après simplification, on obtient le système des équations des tensions et de flux dans le repère de *Park*, qui constitue un modèle électrique dynamique pour l'enroulement équivalent :

$$\begin{cases} v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \phi_{qs} \\ v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \frac{d\psi}{dt} \phi_{ds} \\ v_o = r i_o + \frac{d\phi_o}{dt} \end{cases} \quad (I.10)$$

Dans le cas où le système est symétrique et fonctionne en régime d'équilibre (la somme des composantes a, b, c est nulle), la troisième équation, toujours vérifiée car identiquement nulle, devient inutile.

I.7.3 Équation des flux du MSAP dans le repère de *Park*

Les équations des flux statoriques s'écrivent dans le repère de *Park* lié au rotor sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_e \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Où :

$$l_d = (L_s - M_{se}) + \frac{3}{2} L_{se} \text{ et } l_q = (L_s - M_{se}) - \frac{3}{2} L_{se}.$$

I.7.4 Équation des tensions du MSAP dans le repère de *Park*

Les équations des tensions statoriques s'écrivent dans le repère de *Park* lié au rotor sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + p \Omega_r \begin{bmatrix} 0 & -l_q \\ l_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + p \Omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_e \end{bmatrix}$$

D'autre part, on peut déduire le modèle d'un *MSAP* dans le repère de *Park* lié au référentiel statorique (α, β) :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + p \Omega_r \begin{bmatrix} 0 & -l_q \\ l_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + p \Omega_r \begin{bmatrix} -\phi_e \sin \theta_r \\ \phi_e \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

Où θ_r et Ω_r sont la position du rotor et la vitesse mécanique du *MSAP* respectivement.

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_e = \frac{3}{2} p ((l_d - l_q) i_{ds} i_{qs} + \phi_e i_{qs}) \quad (I.12)$$

Avec :

$$C_{ep} = \frac{3}{2} p \phi_e i_{qs} \quad C_{ep} = 3/2 p \quad \text{qui représente le couple principal du MSAP ;}$$

$$C_{er} = \frac{3}{2} p (l_d - l_q) i_{ds} i_{qs} \quad \text{qui est le couple de réluctance variable.}$$

I.8 Système d'alimentation de la MSAP

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la figure sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable.

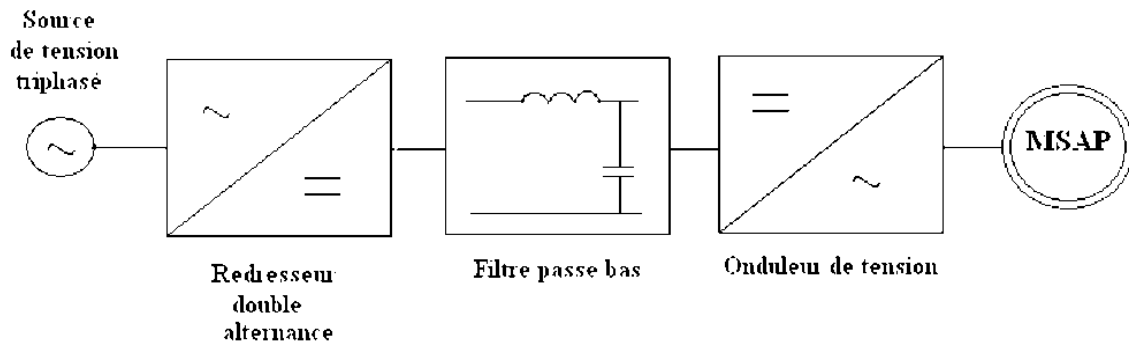


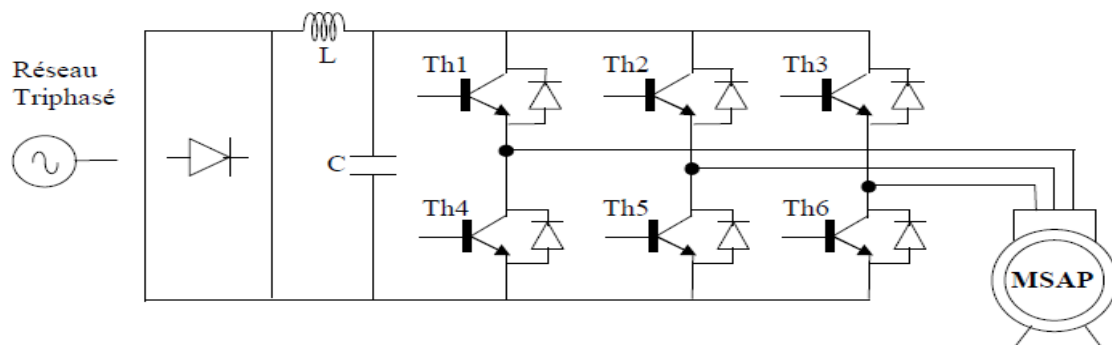
Fig.II.4 Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation

I.9 Modélisation de l'alimentation de la MSAP

Les onduleurs tiennent une place importante dans les entraînements de vitesse des moteurs électriques. L'onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter les machines à courant alternatif par un système de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude variables. Néanmoins, plusieurs problèmes se posent, particulièrement celui de l'apparition des harmoniques d'ordre supérieur. Ces harmoniques ont un effet indésirable sur le comportement dynamique de la machine ; elles nuisent le fonctionnement normal de la machine. En effet, la présence de ces harmoniques entraîne des couples pulsatifs indésirables, ainsi que des pertes supplémentaires.

I.9.1 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 anti



FigI.5 Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension.

I.9.2 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.

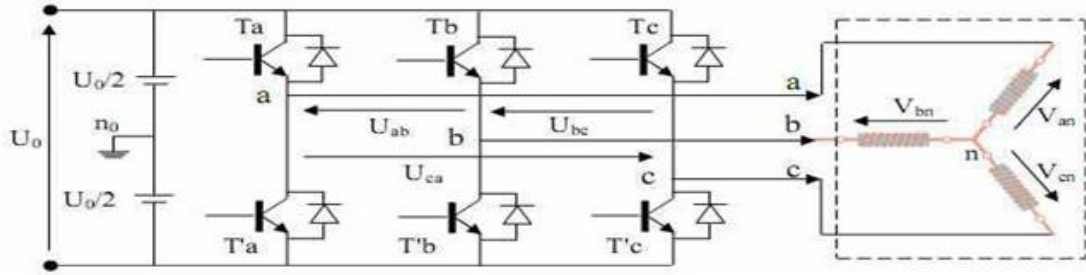


Fig.I.6 Schéma de l'onduleur triphasé

Si $S_i=0$ alors T'_i passant et T_i ouvert

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Les tensions composées délivrées par l'onduleur sont données comme suit :

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = U_0 * (S_a - S_b) \quad (I.13)$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = U_0 * (S_b - S_c) \quad (I.14)$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = U_0 * (S_c - S_a) \quad (I.15)$$

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

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.16)$$

D'après les équations précédentes on obtient :

$$V_{an} = \frac{U_0}{3} * (2.S_a - S_b - S_c) \quad (I.17)$$

$$V_{bn} = \frac{U_0}{3} * (S_a - 2.S_b - S_c) \quad (I.18)$$

$$\bullet \quad V_{cn} = \frac{U_0}{3} (S_a - S_b - 2.S_c) \quad (I.19)$$

Alors :

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

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

I.9.3 Stratégies de commande de l'onduleur

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- 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, Plusieurs types de MLI se présentent pratiquement, dont on peut citer :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations post calculées appelées MLI Vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée.

I.9.4 Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle

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

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.
- L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur.

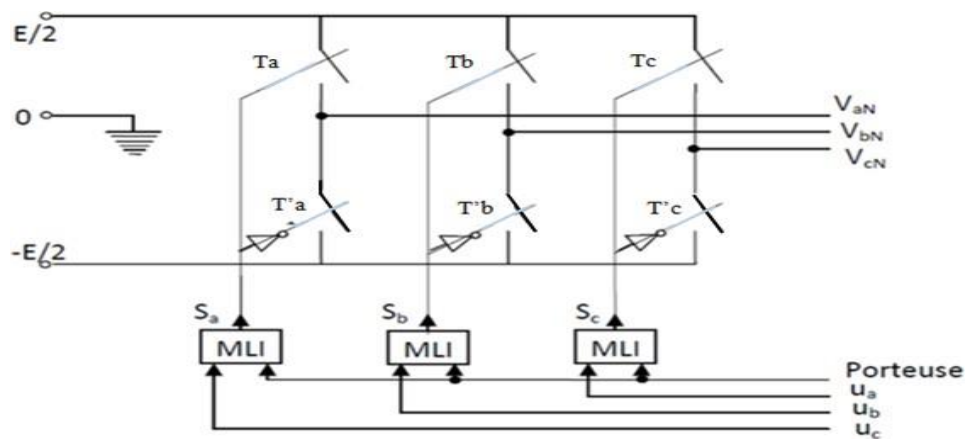


Fig.I.7 Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

- Deux paramètres caractérisent cette commande :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad r = \frac{V_r}{V_p}$$

Avec :

➤ m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

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

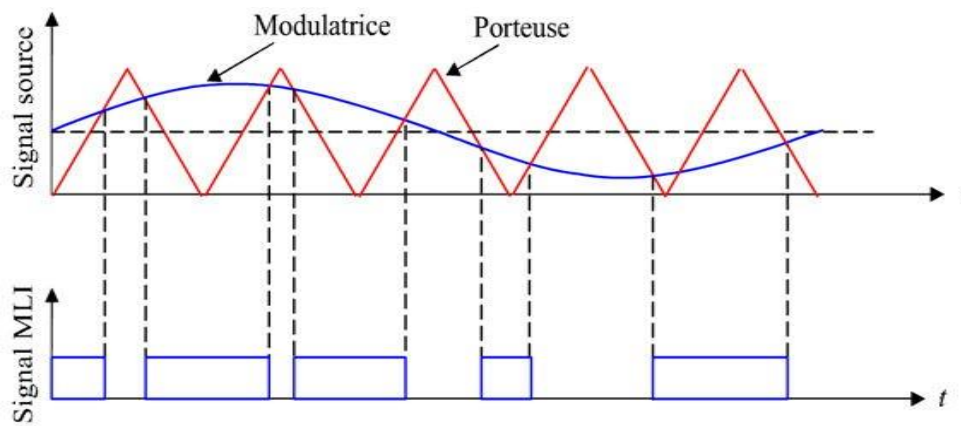


Fig.I.8 Principe de la commande MLI- Sinus-Triangle

I.10 Principe de la commande vectorielle

En analysant le système d'équations précédentes, nous pouvons relever Que Les deux composantes du courant et le couple sont fortement couplée, il est donc nécessaire de trouver un moyen pour rendre leur contrôle indépendant en vue d'améliorer les performances en régimes dynamiques. C'est pour cette raison, qu'il faut faire un découplage entre ces variables pour que la machine réponde aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable et avoir des hautes performances dans le régime dynamique.

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 à 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 à courant continu.

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 I_d nul et le courant statorique réduire à la seule

composante I_q : ($I_q = I_s$) 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.

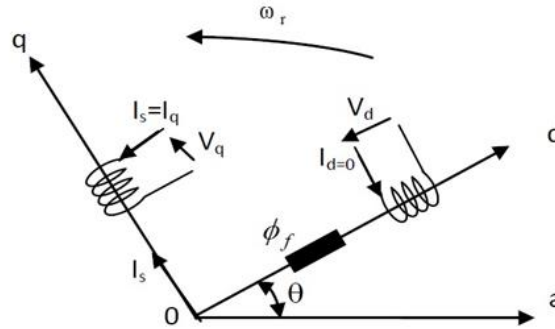


Fig.I.9 Principe de la commande vectorielle

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à I_q :

$$C_{em} = k \cdot I_q = P \cdot \phi_{sf} \cdot I_q \quad (I.20)$$

Alors, Le modèle de la machine dans le repère de Park est devenu :

$$V_d = -\omega \cdot L_q \cdot I_q \quad (I.21)$$

$$V_q = R_s \cdot I_q + L_q \cdot \frac{d}{dt} I_q + \omega \cdot \phi_{sf} \quad (I.22)$$

I.10.1 Description du système global

La figure (I.7) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux

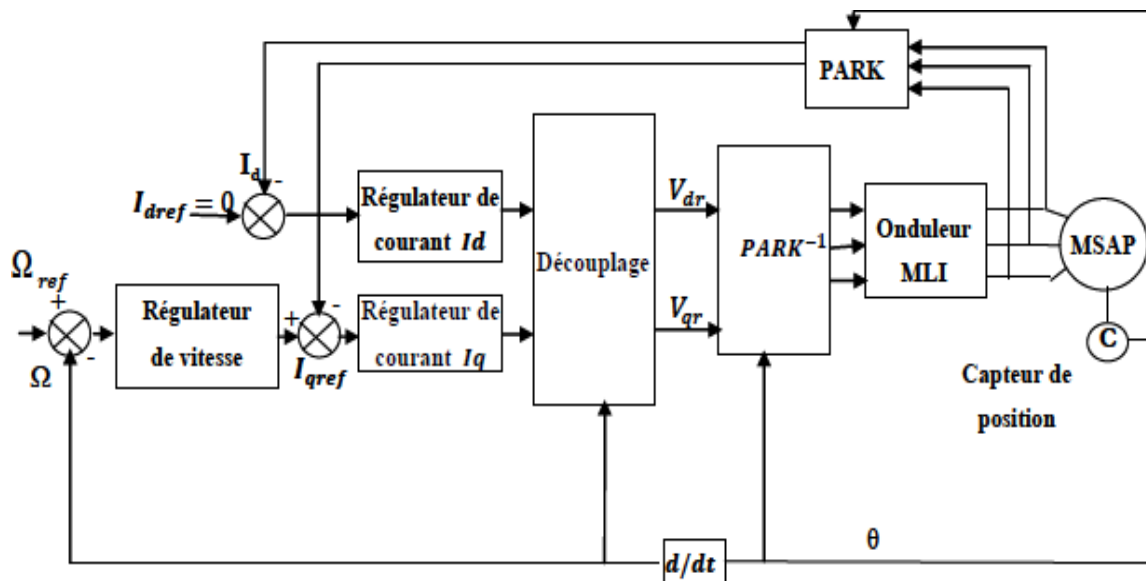


Fig.I.10 Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants I_d et I_q et la transformation directe et inverse de Park.

- La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence I_q^* .
- Cette référence est limitée de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine.
- Les références des courants I_d^* et I_q^* sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q . (Avec I_d^* est maintenu à zéro).
- 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^* .

Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (abc), servent de références de tensions (V_a^* , V_b^* , V_c^*) pour la commande de l'onduleur à MLI.

I.10.2 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires comme : $\omega L_s I_q$, $\omega L_s I_d$, I_d , I_q

La figure (II.8) représente le couplage entre les axes d et q :

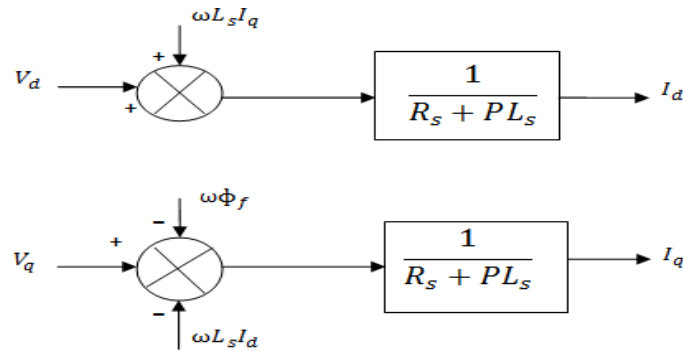


Fig.I.11 Description des couplages

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation, cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

I.10.3 Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d et e_q telle que :

$$V_d = V'_d + e_d V_q = V'_q + e_q \quad (I.21)$$

$$e_d = -\omega \cdot L_q \cdot I_q e_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \varphi_{sf} \quad (I.22)$$

- $\frac{I_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + s \cdot L_d}$
- $\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + s \cdot L_q}$

La perturbation $\mathbf{e_d}$ est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. (La même chose pour la perturbation $\mathbf{e_q}$).

Le schéma suivant représente le découplage par compensation :

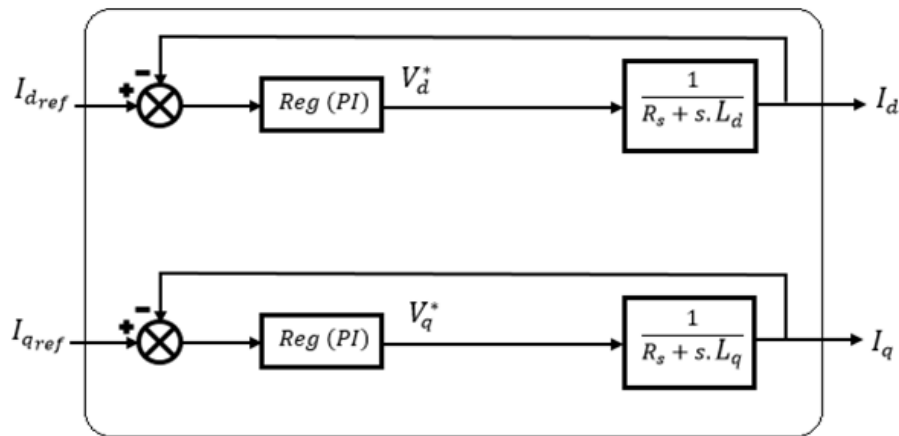


Fig.I.12 Découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la structure de la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, le principe de fonctionnement, ainsi que sa modélisation. Malgré les hypothèses simplificatrices adoptées, le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage entre ses équations. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Ensuite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par : MLI sinus-triangle

Chapitre 2

Commande vectorielle de la MSAP

II. Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [12].

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel –Intégral (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application.

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

II.1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

II.1.1 Principe de la Commande vectorielle

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant i_d nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant i_q via la tension V_q . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation [9]. En utilisant l'équation (2.1) l'expression du couple devient comme suit :

$$C_e = P_f i_q \quad (II.1)$$

La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes (i_d) et (i_q) du courant statorique en imposant les tensions (V_d) et (V_q) qui conviennent. Pour imposer ces tensions il suffit d'imposer les tensions de référence (V_{dref}) et (V_{qref}) à l'entrée de l'onduleur. A l'aide des régulateurs, nous allons obtenir des courants de référence (i_{dref}) et (i_{qref}).

II.1.2 Découplage

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

$$\begin{cases} V_d = (R_s i_s + L_d \frac{di_d}{dt}) - \omega L_q i_q \\ V_q = (R_s i_s + L_q \frac{di_q}{dt}) - \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (II.2)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [13]. Cette dernière méthode Consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

II.1.3 Découplage par compensation

La compensation donc, à pour but de découpler les axes d et q Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [13].

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d , e_q représentée dans la **figure II.1** telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (II.3)$$

Avec :

$$\begin{aligned} V_{d1} &= L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} &= L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{aligned} \quad (II.4)$$

et

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (II.5)$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que de V_{q1} , à partir de l'équation (2.4) les courant i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{v_d}{R_s + pL_d} \\ I_q = \frac{v_q}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

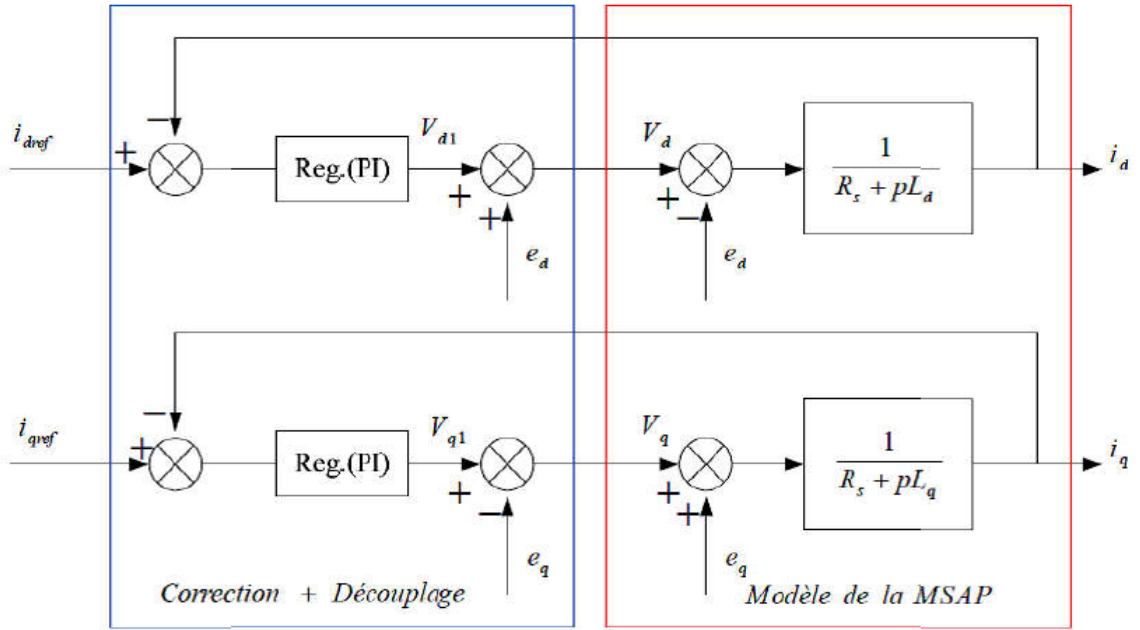


Fig II.1 Découplage par compensation.

Le terme e_q a été compensé du côté commande, il est utilisé pour éliminer le découplage de deux axes d et q.

De la même manière que pour le courant i_d , le terme e_d est utilisé pour éliminer le découplage.

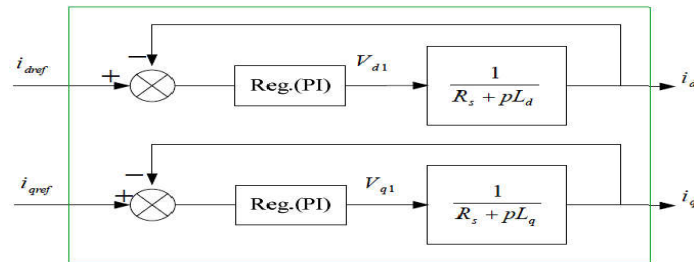


Fig II.2 Commande découplée.

II.2 Synthèse des différents régulateurs

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

Théoriquement :

- Une action proportionnelle (P) suffit à garantir les critères de performance exigés par la boucle de vitesse.
- Une action intégrale (I) est donc nécessaire pour annuler cette erreur statique entre la consigne et la sortie en régime permanent.

Pour notre cas Nous allons régler la vitesse de la machine en proposant un régulateur de type PI, ce choix justifier par :

- Simplicité de la réalisation et de son réglage.
- La connaissance maitrise de ce type de régulateur et de son application dans l'industrie et sa robustesse de commande.

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

$$F(S) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (II.7)$$

II. 3. Calcule des régulateurs

II.3.1 Régulateur de courant

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

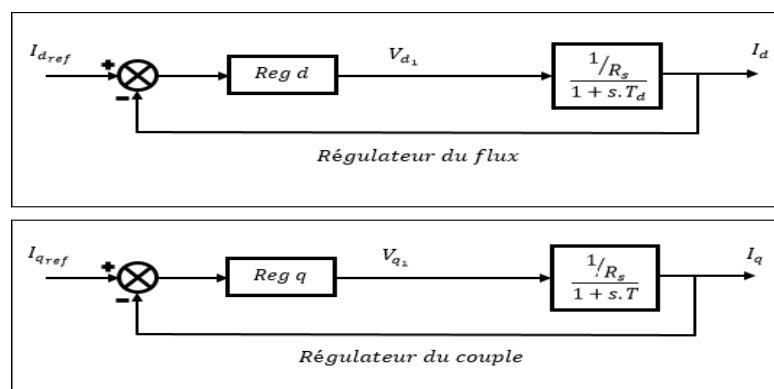


Fig. II.3 commande des courants en deux boucles indépendantes

On peut écrire à partir des équations précédentes les fonctions de transfert suivantes

$$F_d(S) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1+T_d.S} = \frac{I_d}{V_{d1}} \quad (II.8)$$

$$F_q(S) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1+T_q.S} = \frac{I_q}{V_{q1}} \quad (II.9)$$

Avec : $T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad T_q = \frac{L_q}{R_s}$

T_d : est la constante de temps électrique relative à l'axe d.

T_q : est la constante de temps électrique relative à l'axe q.

Les régulateurs (Reg_d) et (Reg_q) sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$Reg_d = K_{i_d}/S(1 + (K_{p_d})/(K_{i_d}) * S) \quad (II.10)$$

$$Reg_q = (K_{i_q})/S(1 + (K_{p_q})/(K_{i_q}) * S) \quad (II.11)$$

- K_{p_d} , K_{p_q} : est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i.
- K_{i_q} , K_{i_d} : est le gain de l'action intégrale.

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont données par :

$$FTBO_d = \frac{K_{i_d}}{S} \left(1 + \frac{K_{p_d}}{K_{i_d}} * S \right) * \frac{\frac{1}{R_s}}{1+T_d.S} \quad (II.12)$$

$$FTBO_q = \frac{K_{i_d}}{S} \left(1 + \frac{K_{p_d}}{K_{i_d}} * S \right) * \frac{\frac{1}{R_s}}{1+T_d.S} \quad (II.13)$$

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

$$T_d = \frac{K_{p_d}}{K_{i_d}} \quad (II.14)$$

$$T_q = \frac{K_{p_q}}{K_{i_q}} \quad (II.15)$$

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

$$FTBF_d = \frac{1}{1+\tau_d} = \frac{I_d}{I_{dref}} \quad (II.16)$$

$$FTBF_q = \frac{1}{1+\tau_q} = \frac{I_q}{I_{qref}} \quad (II.17)$$

Avec :

$$\tau_d = \frac{R_s}{K_{i_d}} \tau_q = \frac{R_s}{K_{i_q}} \quad (II.18)$$

- τ : le constant du temps en boucle fermée.

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_q et τ_d .

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.

En imposant le temps de réponse :

$$Tr = 3. \tau \quad (II.19)$$

Alors on obtient :

- Pour le courant I_d :

$$K_{i_d} = \frac{3.R_s}{Tr} \quad (II.20)$$

Avec :

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_{p_d}}{K_{i_d}} \quad (II.21)$$

$$K_{p_d} = \frac{K_{i_d}.L_d}{R_s} = \frac{3.L_d}{Tr} \quad (II.22)$$

- Pour le courant I_q :

$$K_{i_q} = \frac{3.R_s}{Tr} \quad (II.23)$$

$$K_{p_q} = \frac{K_{i_q}.L_q}{R_s} = \frac{3.L_q}{Tr} \quad (II.24)$$

II.3.2 Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$J \cdot \frac{d}{dt} \Omega + f \cdot \Omega = (C_{em} - C_r) \quad (II.25)$$

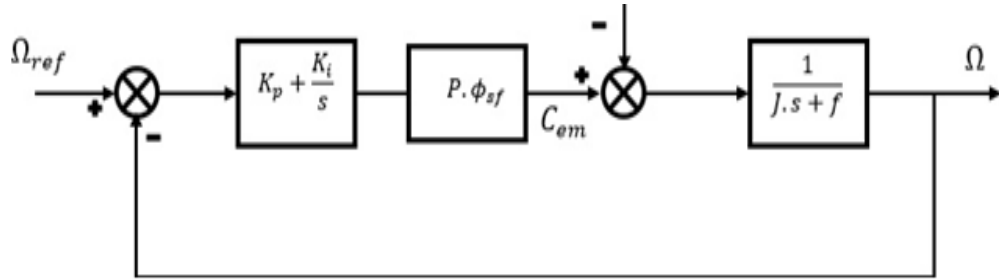


Fig .II.4 régulateur de vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_i}{s} \cdot \left(1 + \frac{K_p}{K_i} \cdot s\right) \cdot P \cdot \varphi_{sf} \cdot \frac{1}{J \cdot s + f} \quad (II.26)$$

On sait que :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{FTBO_{\Omega}}{1 + FTBO_{\Omega}} \quad (II.28)$$

Alors :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{K_p \cdot \left(\frac{K_i}{K_p} + s\right) \cdot P \cdot \varphi_{sf}}{J \cdot s^2 + s \cdot (f + K_p \cdot \varphi_{sf} \cdot P) + K_i \cdot \varphi_{sf} \cdot P} \quad (II.29)$$

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

$$FTBF_{\Omega} = \frac{s^2}{\omega_0^2} + \left(\frac{2 \cdot \xi}{\omega_0}\right) \cdot s + 1 \quad (II.30)$$

Avec :

- ω_0 : Pulsation propre du système.
- ξ : Coefficient d'amortissement.

Par identification, on obtient :

$$\frac{1}{\omega_0^2} = \frac{J}{K_i.P.\varphi_{sf}} \quad (II.31)$$

$$\frac{2.\xi}{\omega_0} = \frac{f+K_p.\varphi_{sf}.P}{K_i.P.\varphi_{sf}} \quad (II.32)$$

Alors on déduit les valeurs de K_i et K_p :

$$K_p = \frac{J.\omega_0^2}{P.\varphi_{sf}} \quad (II.33)$$

$$K_i = \frac{2.\xi.J.\omega_0 - f}{P.\varphi_{sf}} \quad (II.34)$$

II.4 Schéma global de simulation de la Commande vectorielle :

Le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q) est représenté dans la **figure II.8** On effectue un ensemble d'essais pour tester les performances de la commande associée au régulateur PI.

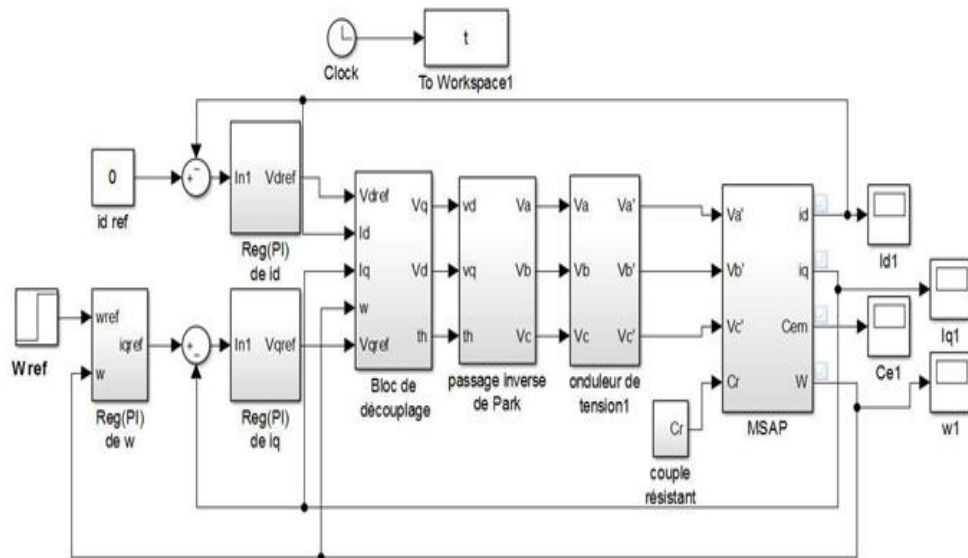


Figure II.5 Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

II.5 Résultats de simulation et interprétations

Une simulation de la commande vectorielle de la MSAP sous Matlab Simulink est effectuée, les paramètres de la machine sont donnés en (annexe A). La vitesse nominale (100 rad/s).

Les résultats de la simulation sont donnés par les figures (II.1), (II.2), (II.3), (II.4) représentés des variables fondamentales qui sont la vitesse W_r , le couple C_{em} , le flux et les courants.

II.5.1 Essai à vide et en charge

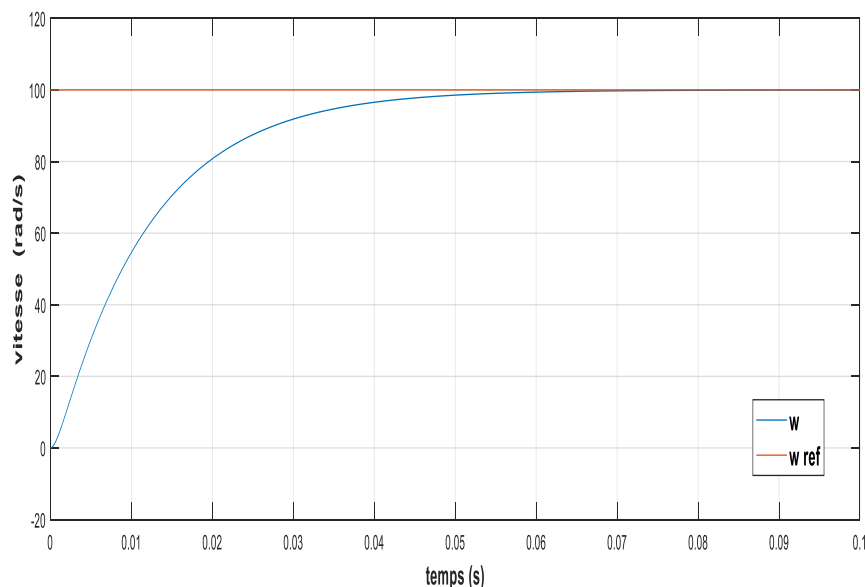
Essai à vide et en charge : La figure II.9 et figure II.10 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.5s$. On remarque que :

L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5s$, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence,

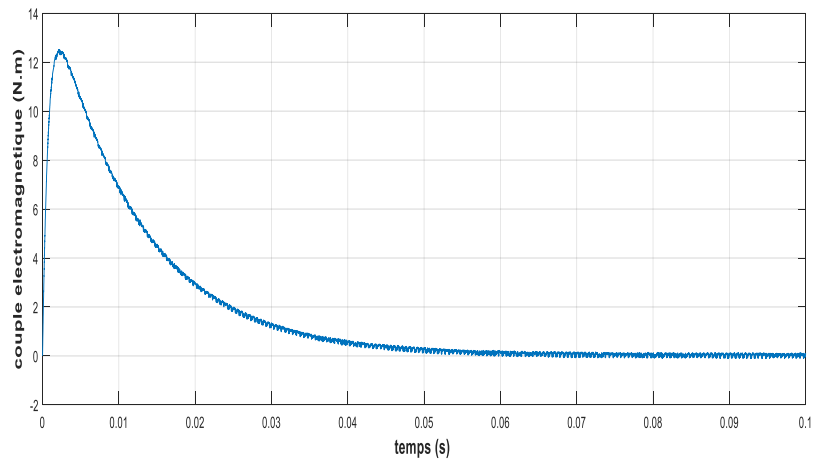
Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($i_d = 0$)

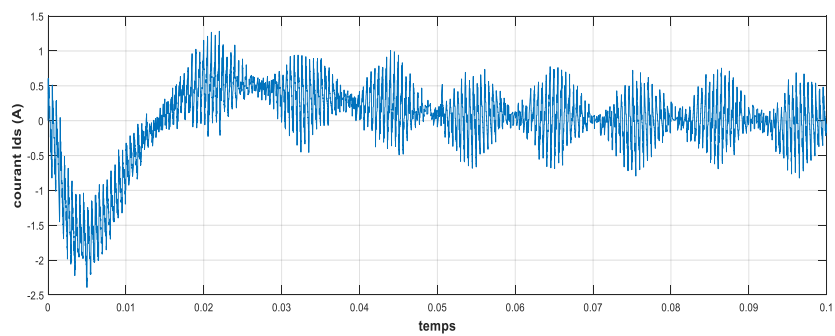
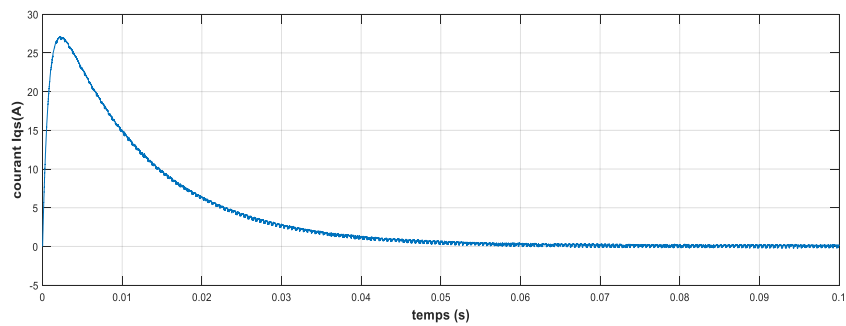
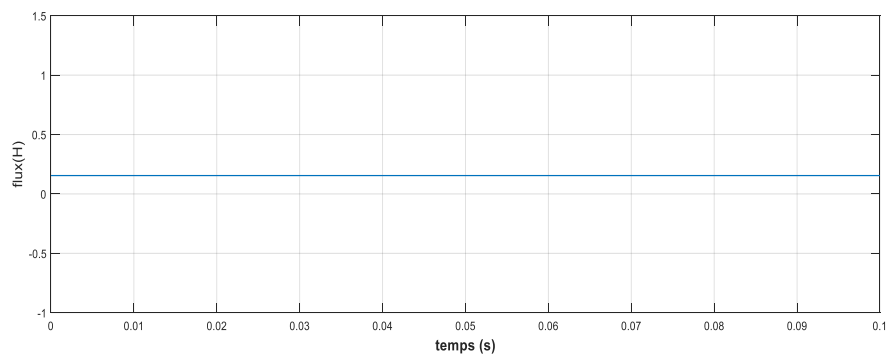
Le courant i_q est l'image du couple.



Vitesse (rad/s)

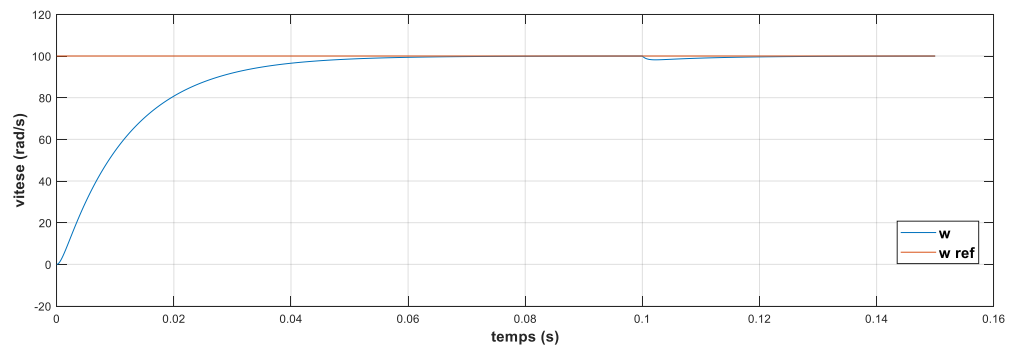


Couple électromagnétique (N.m)

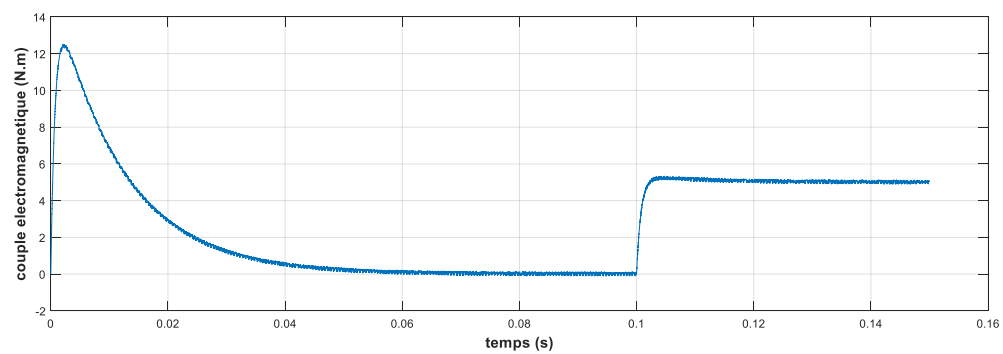
Courant i_d (A)Courant i_q (A)

Flux (H)

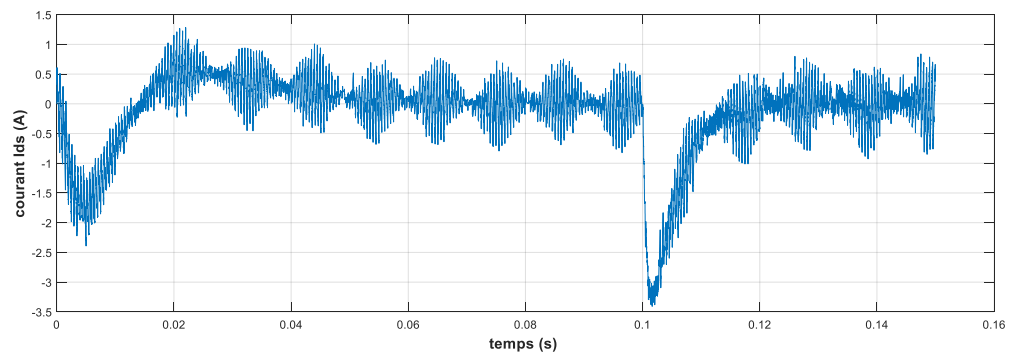
Fig II.6 Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide.



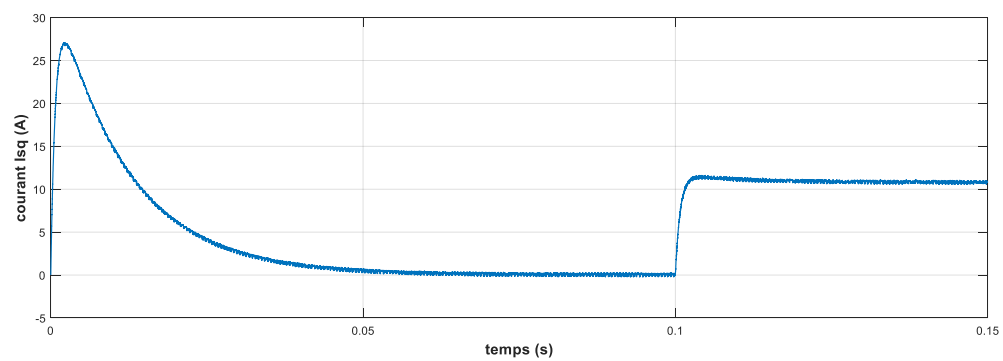
Vitesse (rad/s)



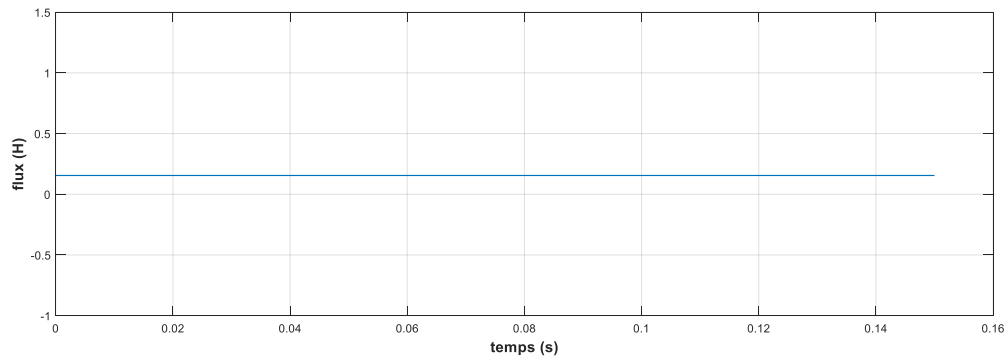
Couple électromagnétique (N.m)



Courant id (A)



Courant iq (A)



Flux (H)

Fig II.7 Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.5$ s.

II.5.2 Essai de l'inversion de sens de rotation

Dans la figure II.11, on a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle +100 rad/s à la valeur -100 rad/s à l'instant $t=0.1$ s sans charge. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

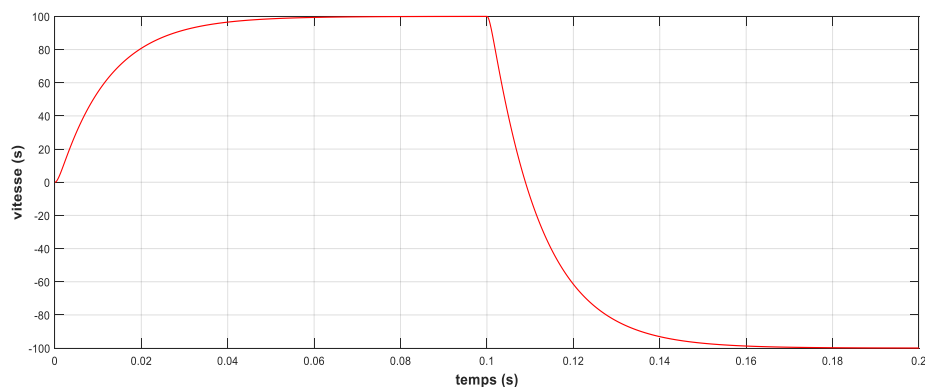
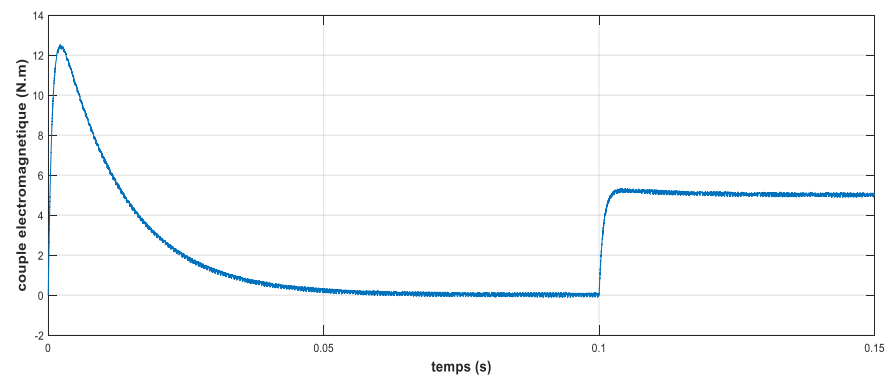
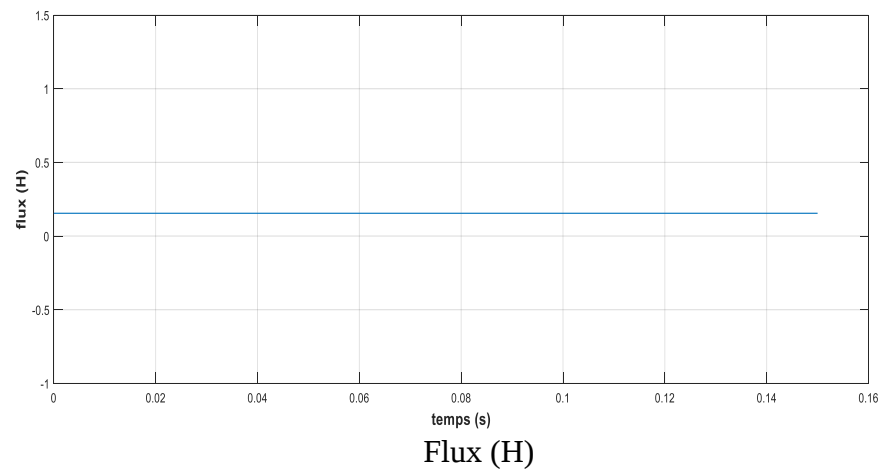


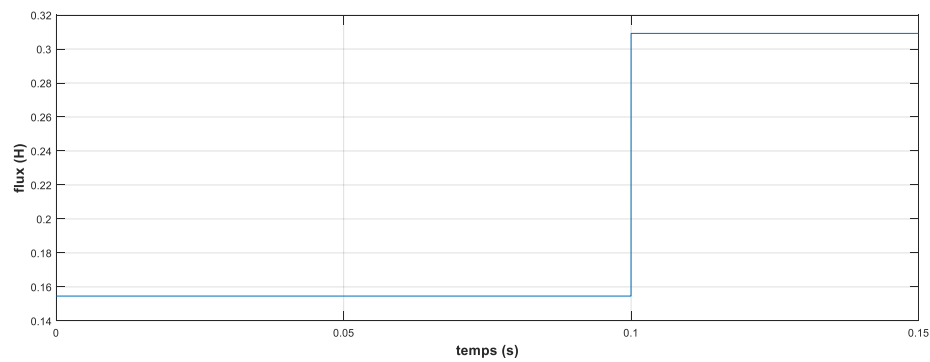
Fig II.8 Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 0.1$ s

II.5.2 Résultat de test de robustesse

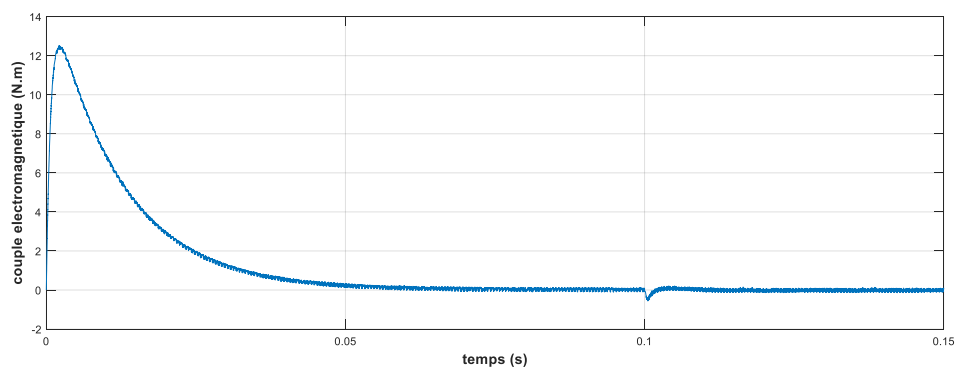
La figure II.12 illustre les résultats de simulation du test de robustesse. Après un démarrage de la machine, nous avons appliqué une charge de 5 N.m, suivie d'une variation du flux à (0 ; 0 ; 0.1546) de à (0.1 ; 0.1546 ; 2*0.1546). À partir de la figure II.12, on constate que la commande est sensible à la variation du flux, donc cette technique est non robuste vis à vis des variations paramétriques internes.



Couple électromagnétique (N.m)



Flux (H)



Couple électromagnétique (N.m)

Fig II.9 Résultats de simulation pour variation du flux et le couple de charge.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes. Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine. Si ces derniers varient dans une large plage de fonctionnement, les performances sont détériorées, alors il est préférable de voir d'autres techniques de réglage robuste. La commande par l'optimisation par essaim des particules (PSO) est connue par leur robustesse, qui est le sujet du chapitre suivant.

Chapitre III

Optimisation par essaim de particules (PSO)

III.1 Introduction

En engineering plusieurs problèmes nécessitent l'utilisation des méthodes d'optimisation pour s'approcher ou avoir la solution optimale. Les méthodes déterministes semblent avoir rempli ce besoin, mais le problème des optimums locaux constitue un véritable piège pour accéder à l'optimum global. D'où, l'utilisation des méthodes stochastiques dites métaheuristiques qui, en général, évitent ce problème et ayant une grande capacité de trouver l'optimum global. Parmi ces techniques, celles basées sur l'intelligence collective, inspirées de la nature, les plus répandus sont à savoir : les algorithmes de colonies de fourmis (ACO), les algorithmes génétiques (AG) et plus particulièrement l'optimisation par essaim de particules soit en anglais (Particle Swarm Optimisation) (PSO).[15]

Ce chapitre, présentera brièvement le principe de fonctionnement les PSO et comme exemple d'application on applique cette méthode pour optimiser les gains des régulateurs PI.

III.2 Optimisation par Essaim de Particules (PSO)

L'optimisation par essaim de particules (PSO) a été proposée pour la première fois en 1995 par Kennedy et Eberhart. Tout comme le gracieux mouvement d'une volée d'oiseaux, l'algorithme simule une population de particules qui se déplace doucement vers la solution optimale dans un espace de recherche multidimensionnel. La position d'une particule représente une solution possible et est initialisée aléatoirement. Chaque particule se déplace selon leur vecteur de vitesse unique. À chaque itération, cette vitesse est modifiée pour s'orienter vers la meilleure position déjà occupée par la particule (mémoire locale) et la meilleure position de la meilleure particule de l'essaim (mémoire sociale), tel qu'expliqué dans Cet ajustement tient compte de l'inertie de la particule et inclut une certaine influence stochastique.[15]

III.2.1 Concept de base de PSO

La méthode met en jeu de larges groupes de particules sous forme de vecteurs se déplaçant sur l'espace de recherche. Chaque particule i est caractérisée par sa position x_i et par un vecteur de changement de position appelé vitesse v_i . La i ème particule est représentée comme $X_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{in})$. Le cœur de la méthode consiste à choisir comment définir v_i . D'après la socio-psychologie, chaque individu est influencé par son comportement passé et par celui de ses voisins pour décider de son propre déplacement. [5],[15]

Autrement dit, à chaque itération, chaque particule se déplace en fonction des deux meilleures valeurs suivantes :

- La meilleure position passée de la particule, appelée p_{best} .
- La meilleure position obtenue parmi n'importe quel voisin (voisin dans le réseau social et non, nécessairement dans l'espace), appelée g_{best} . Lorsqu'une particule considère une partie de la population comme ses voisins topologiques (voisins dans l'espace de recherche), la meilleure valeur est une meilleure position locale, appelée dans ce cas l_{best} .

À chaque itération, ces deux meilleures valeurs sont combinées afin d'ajuster la vitesse et calculer ainsi un nouveau mouvement pour la particule. p_{best} est considéré comme étant le composant cognitif (*cognition component*) relatif à l'expérience individuelle et g_{best} (ou l_{best}) est considéré comme étant le composant social (*social component*) relatif à la communication sociale. Notons qu'il semble être communément admis qu'un voisinage social g_{best} (un individu x_2 ayant, par exemple, pour voisins les individus x_1 et x_3 , quelles que soient les localisations spatiales de x_1 , x_2 , x_3) donne de meilleurs résultats qu'un voisinage spatial l_{best} (fonction de la proximité des individus dans l'espace de recherche). La figure IV.1 schématise le déplacement d'une particule selon ces informations.

Les équations de changement de position sont donc les suivantes [11],[15] :

$$v_{i+1} = w.v_i + c_1.random(0,1)(p_{best_i} - x_i) + c_2.random(0,1)(g_{best_i} - x_i) \quad (III.1)$$

$$x_{i+1} = x_i + v_{i+1} \quad (III.2)$$

Où $random(0, 1)$ est un nombre aléatoire tiré dans l'intervalle $[0,1]$ et c_1 et c_2 sont deux paramètres qui ont pour rôle de pondérer les rôles relatifs de l'expérience individuelle (c_1) et de la communication sociale (c_2) (habituellement, on prend $c_1 = c_2 = 2$). [15]

Le tirage aléatoire uniforme est justifié si l'on ne considère aucun à priori sur l'importance de l'une ou l'autre source d'informations. Notons également qu'il est possible de considérer, à la place de ce tirage aléatoire et uniforme, un tirage basé sur la distribution de Lévy ou encore sur la distribution de Cauchy.

W est la fonction de pondération, elle est donnée par l'équation suivante :

$$w = w_{\max} - \frac{w_{\max} - w_{\min}}{iter_{\max}} \cdot iter \quad (III.3)$$

tel que :

- $w_{\max}$: Poids initial.
- $w_{\min}$: Poids final.
- $iter_{\max}$: Nombre d'itérations maximum.
- $iter$: Itération courante.

Le facteur de pondération (inertie) w permet de définir la capacité d'exploration de chaque particule en vue d'améliorer la convergence de l'algorithme. Une grande valeur ($w > 1$) est synonyme d'une grande amplitude de mouvement et donc une capacité d'exploration globale, et à contrario, une faible valeur ($w < 1$) est synonyme de faible amplitude de mouvement et donc une capacité d'exploration locale. Fixer ce facteur revient donc à trouver un compromis entre l'exploration locale et l'exploration globale.

Pour éviter que les particules ne se déplacent trop rapidement dans l'espace de recherche, passant éventuellement à côté d'une solution optimale, il est essentiel de saturer la vitesse de déplacement des particules $v_{\max}$. [15]

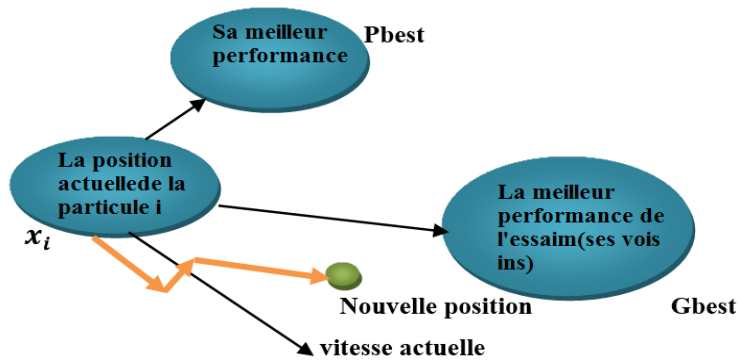


Fig.III.1 Schéma du déplacement d'une particule

$$v_i = \begin{cases} v_i = v_{\max} & \text{si } v_i \geq v_{\max} \\ v_i = v_{\min} & \text{si } v_i \leq v_{\min} \\ v_i & \text{si non} \end{cases} \quad (III.4)$$

Une fois la mise à jour terminée, l'algorithme réitère en mettant à jour à chaque étape d'une itération la vitesse et la position des particules et ce, jusqu'à atteindre un critère d'arrêt. [10]

Les avantages de l'algorithme PSO est qu'il utilise très peu de paramètres. D'autre part, il converge très rapidement vers une solution optimale.

III.3 Voisinage

Le voisinage constitue la structure du réseau social. Les particules à l'intérieur d'un voisinage communiquent entre-elles. Différents voisinages ont été étudiés [27]:

- **Topologie en étoile (Fig.III.2)** : le réseau social est complet, chaque particule est attirée vers la meilleure particule notée g_{best} et communique avec les autres.

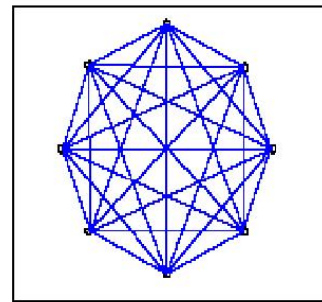


Fig.III.2 Voisinage étoile

- **Topologie en anneau (Fig.3.4)** chaque particule communique avec n (e.g. $n = 3$) voisines immédiates. Chaque particule tend à se déplacer vers la meilleure dans son voisinage local notée l_{best} .

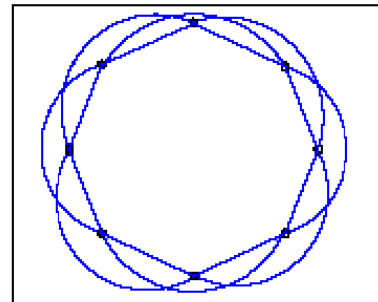


Fig. III.3. Voisinage Anneau

- **Topologie en rayon (Fig.III.4)** : 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.

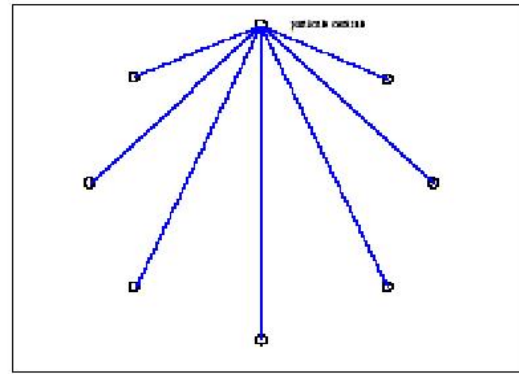
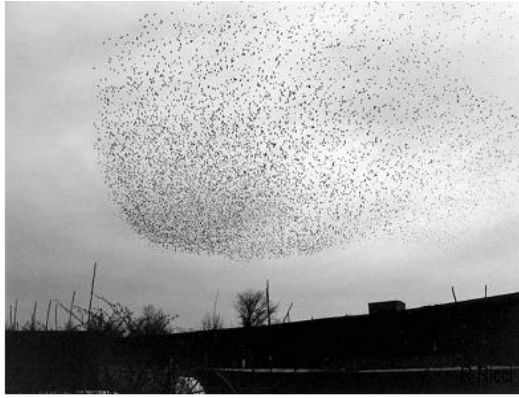


Fig.III.4. Voisinage rayon

Le choix de la topologie de voisinage a un grand effet sur la propagation de la meilleure solution trouvée par l'essaim. En utilisant le modèle *gbest* la propagation est très rapide (c.-à-d. toutes les particules dans l'essaim seront affectées par la meilleure solution trouvée dans l'itération t , immédiatement dans l'itération $t+1$)

Cependant, en utilisant les topologies anneau et rayon ralentiront la convergence parce que la meilleure solution trouvée doit propager par plusieurs voisinages avant d'affecter toutes les particules dans l'essaim. Cette propagation lente permettra aux particules d'explorer plus les secteurs dans la recherche espacée et diminuent ainsi la chance de la convergence. [47,48,49]

Avec t l'itération courante et t_{max} le nombre maximal d'itérations, on peut remarquer que la taille du voisinage croît avec le temps.

III.4. Algorithme de principe

Pour expliquer le principe de l'algorithme PSO appliqué pour résoudre un problème de minimisation ou de maximisation, considérons le problème d'optimisation : [11]

$$\min \{ f(x_j) \} \quad , \quad j = 1, 2, 3 \dots$$

La fonction fitness associée est :

$$fitness(x_i) = f(x_i)$$

L'algorithme PSO se déroule suivant les étapes suivantes :

Etape 1 : initialiser une population de particules et de vitesses, uniformément réparties dans l'espace de recherche, et fixer le critère d'arrêt ;

Etape 2 : évaluer la fonction objective, pour chaque particule ;

Etape 3 : mettre à jour la meilleure position p_{best} pour chaque particule et la meilleure position globale g_{best} dans la population ;

Etape 4 : mettre à jour la position et la vitesse utilisant les équations (IV.1) et (IV.2) ;

Etape 5 : vérifier le critère d'arrêt. Si le critère d'arrêt n'est pas satisfait, aller vers l'étape 2; sinon, le programme se termine, et la solution optimale est produite.

La figure III.5. montre l'organigramme général de la méthode PSO :

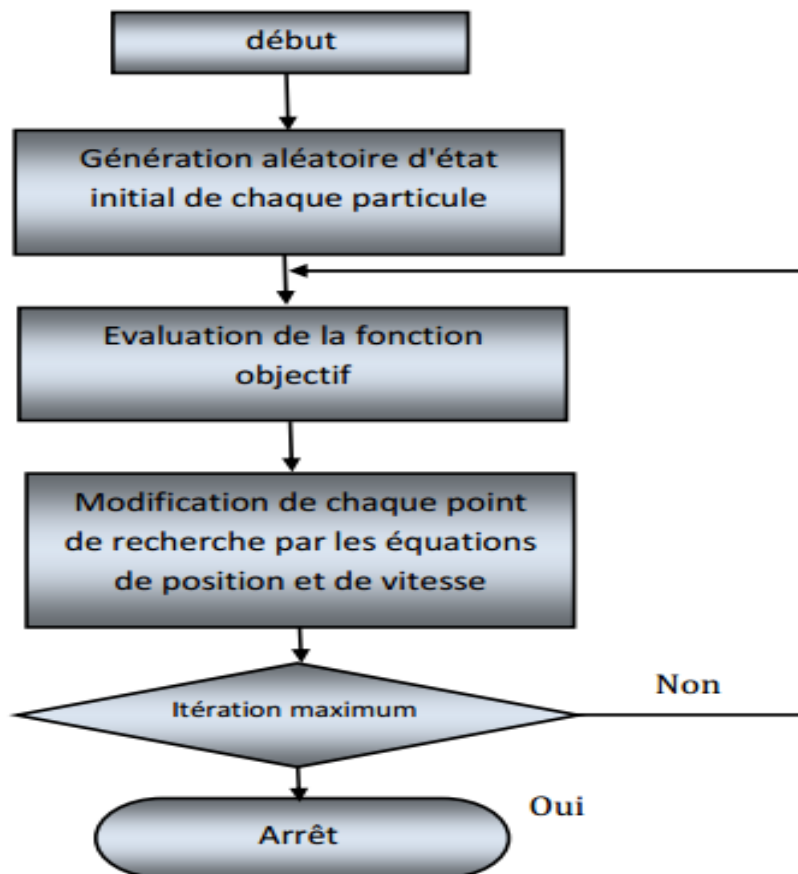


Fig.III.5. Organigramme de PSO

L'approche d'optimisation par essaim de particules possède des avantages certains sur la méthode des algorithmes génétiques qui se résument comme suite :

- Technique récente.
- Convergence plus rapide.
- Nombre réduit d'itérations, inférieur à celui de GA.

- Moins d'opérations que GA (sélection, croisement, mutation).

III.5. Optimisation de paramètre du PI par la technique PSO

III.5.1. Estimation des gains de régulateur (K_p , K_i) par PSO

Ce chapitre vise la détermination précise des gains de régulateur classique utilisant l'approche d'optimisation par essaim de particules, nous essayons donc d'appliquer cette approche d'optimisation pour augmenter la robustesse de la commande par FOC appliquée au MSAP.

Notre objectif est d'optimiser les gains de régulateur de la vitesse du rotor pour améliorer la commande par FOC, c'est-à-dire de minimiser l'erreur entre la vitesse estimée et la vitesse de référence. Pour cela, le problème d'optimisation peut s'écrire sous la forme suivante :

$$F_{obj} = \sum_{t=0}^{t_{final}} (\Omega_{ref} - \Omega_r(kp, ki))^2 \quad (IV.5)$$

Cet ensemble d'équations doit être minimisé sur K_p et K_i .

Au début de l'algorithme PSO, la vitesse et la position des particules sont créées de façon aléatoire. F_{obj} (la fonction objectif ou fitness) est l'objectif du groupe des particules. A l'aide des particules de recherche, nous pouvons obtenir le minimum de F_{obj} , ainsi les valeurs de K_p et K_i .

Le processus de calcul pour estimer les paramètres de régulateur PI classique et par l'algorithme PSO peut être décrit dans les étapes suivantes :

Etape 1 : la vitesse et la position de toutes les particules sont fixées de façon aléatoire à l'intérieur de l'intervalle prédéterminé de chaque régulateur ;

Etape 2 : à chaque itération, les vitesses de toutes les particules sont mises à jour suivant l'équation (III.1) ;

Etape 3 : à chaque itération, les positions de toutes les particules sont mises à jour suivant l'équation (III.2) ;

Etape 4 : mettre à jour p_{best} et g_{best} lorsque la condition est remplie ;

$$\begin{cases} p_{besti} = p_i & \text{if } f(p_i) < f(p_{besti}) \\ g_{i,besti} = g_i & \text{if } f(g_i) < f(g_{besti}) \end{cases} \quad (III.6).$$

Avec $f(.)$ est la fonction objective soumise à la minimisation.

Etape 5 : répéter les étapes 2 à 4 jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit satisfait (nombre maximum de générations atteint).

III.5.2 Régulateur proportionnel (classique)

Pour le régulateur classique de la figure III.6., les valeurs des gains de régulateur K_p et K_i varient respectivement dans les intervalles $[0, 20]$ et $[0, 1]$. Ainsi, les valeurs optimales des gains qui rendent la fonction fitness F_{obj} minimale en utilisant l'approche PSO sont sélectionnées comme des gains les plus appropriés.

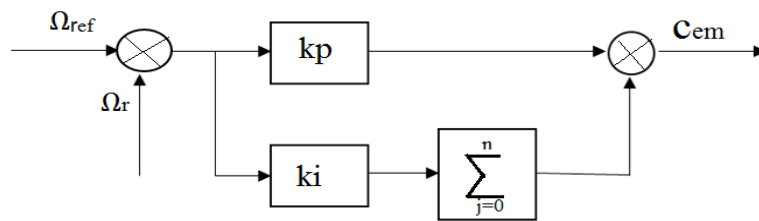


Fig. III.6. Régulateur PI classique optimisé par PSO

Les paramètres de l'algorithme PSO (la taille de l'essaim, le coefficient d'inertie ω , les coefficients d'accélération c_1 et c_2 ...) jouent un rôle primordial dans l'efficacité et la performance de l'algorithme. Les paramètres du régulateur (K_p et K_i) optimaux trouvés par l'approche proposée seront par la suite utilisés pour une régulation optimale de la vitesse du rotor à la vitesse désirée. D'après les résultats de simulation obtenus (figures 8 et 9), on remarque bien une bonne amélioration de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique en utilisant le régulateur PI classique optimisé par rapport au régulateur PI classique.

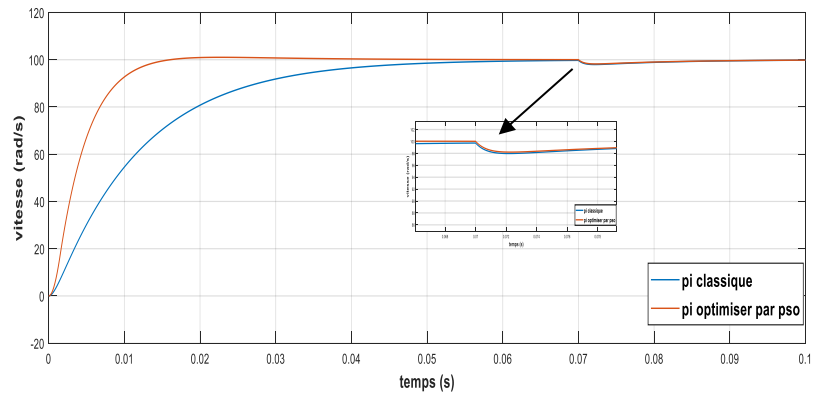


Fig. III.7. Résultats de simulation de la MSAP munie d'un réglage de la vitesse de rotation par PI classique et PI classique optimisé

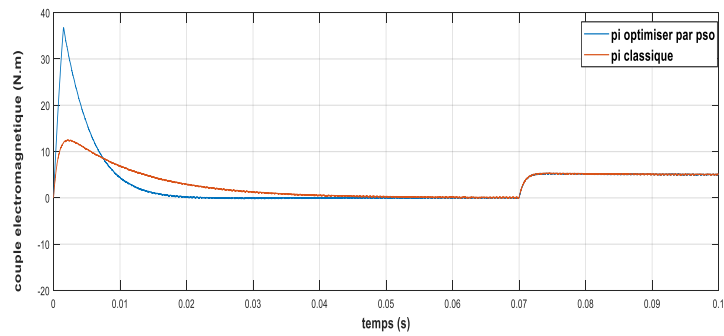


Fig. III.8. Résultats de simulation de la MSAP munie d'un réglage du couple par PI classique et PI classique optimisé

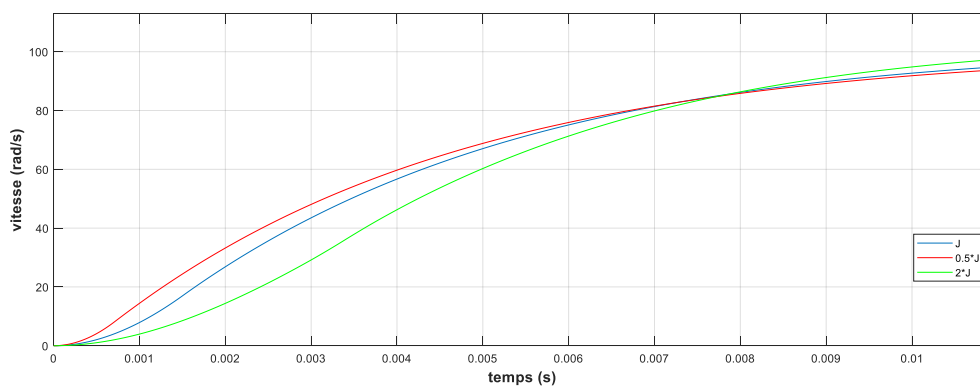


Fig. III.9. Résultats de simulation pour variation du moment d'inertie J

III.6. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de la variation de la vitesse de rotation et de couple par la commande vectorielle du MSAP, des résultats de simulation détaillés ont été présentés, qui ont pu juger l'efficacité de régulateur PI.

D'après les résultats obtenus le *PI utilisé* pour l'amélioration de la variation de la vitesse et de couple a rétabli la performance du système et a renforcé la robustesse de la commande *vectorielle du MSAP*, Pour les mêmes raisons citées auparavant, et dans le but d'améliorer l'opération de dimensionnement de régulateur *PI classique*, on a utilisé une technique d'optimisation basée sur des PSO, qui facilite la recherche et diminue l'effort et le temps comparativement à la méthode de dimensionnement par tâtonnement qui nécessite une durée d'essais importante. L'application de ces techniques à la conception optimale des deux régulateurs nous a permis d'avoir de bons résultats dans un temps très court (quelques minutes). En effet, d'après ces résultats, on a noté une nette amélioration de régulateur PI qui optimise les performances dynamiques de la *MSAP*.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de ce mémoire est l'étude et la commande FOC de la machine synchrone à aimant permanent qui présente un bon compromis technico-économique. Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension de commande MLI qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées. Pour atteindre cet objectif, dans **le premier chapitre** nous avons tout d'abord présenté quelque généralité sur les machines synchrone à aimant permanent et leurs caractéristiques générales et nous avons détaillé la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent puis ont appliqué ces équations sur le modèle de Park ce qui simplifie la commande, ensuite nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus-triangle.

Dans **le deuxième chapitre**, on a donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage qui est la commande vectorielle, cette commande permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent et la discussion des résultats de simulation, et les interprétations obtenues qui permettant ainsi de montrer les caractéristiques d'une MSAP.

L'objectif du **troisième chapitre** est de concevoir un algorithme de commande par des régulateurs optimisée par Essaim de Particules pour le réglage des puissances active et réactive générées par la MSAP à partir du réglage de puissance active et réactive par rapport à leurs références imposées, afin de simuler l'ensemble MSAP et le convertisseur de puissance sous l'environnement MATLAB/Simulink.

Les résultats obtenus par la simulation montrent bien que le réglage par des régulateurs PI optimisés par Essaim de Particules apporte des hautes performances et robustesse au réglage de puissance active et réactive. De plus, cette technique de commande a permis d'obtenir un découplage parfait entre les deux puissances en tout instant. Ainsi que, l'utilisation de la stratégie de commande MLI pour le contrôle de l'onduleur a permis d'obtenir des courants parfaitement sinusoïdaux sans harmoniques au niveau du stator, ce qui implique une énergie

propre fournie au réseau.

Comme perspectives à ce travail, on propose :

- Le remplacement des onduleurs de tension par des onduleurs multi-niveaux.
- L'application d'autres techniques de commande telles que la commande par mode de glissement, la commande adaptative.
- Les combinaisons des différentes techniques associées à la commande par mode de glissement, à titre d'exemples : la commande par mode de glissement adaptative, le flou glissant, le flou adaptatif glissant et neuro flou....
- Réalisation pratique de la stratégie de commande proposée.
- La disponibilité de cette machine à l'université pour des tests expérimentaux.

Annexe

Paramètre du MSAP utilisé :

Résistance statorique (R_s)	1 Ohm
Inductance statorique direct (L_d)	0.0066 H
Inductance statorique quadratique (L_q)	0.0058 H
Flux des aimants (φ_{sf})	0.1546 Wb
Moment d'inertie (J)	0.00176 Kg. m ²
Coefficient de frottement (f)	0.00038818 Nm/ rad / s
Nombre de paires de pôles (P)	3 pôles

Paramètres d'onduleur

$$E = 100$$

$$F_p = 8000$$

$$V_p = 400$$

$$T_p = 1/F_p$$

Coefficient du régulateur PI de vitesse

$$K_t = p \cdot \phi$$

$$K_{si} = 0.707$$

$$W_n = 117$$

$$K_i(w) = (W_n^2 \cdot J^*) / (K_p - W \cdot K_t)$$

$$K_p(w) = (2 \cdot K_{si} - w_n \cdot j - F) / K_t$$

Régulateur PI de courant iq

$$T_r = 0.001$$

$$K_i(i_q) = 3 \cdot R_s / T_r$$

$$K_p(i_q) = 3 \cdot L_q / T_r$$

Régulateur PI de courant id

$$T_r = 0.0001$$

$$K_p(i_d) = 3 \cdot L_q / T_r$$

$$K_i(i_d) = 3 \cdot R_s / T_r$$

$$C_r = 0$$

$$R_1 = \begin{bmatrix} -R & 0 \\ 0 & -R \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_q & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}$$

$$R_2 = \begin{bmatrix} 0 & L_q \\ -L_q & 0 \end{bmatrix}$$

$$\phi_F = \begin{bmatrix} 0 \\ \phi \end{bmatrix}$$

$$B = \text{inv}(L)$$

$$A_1 = B \cdot R_1$$

$$A_2 = B \cdot R_2$$

Bibliographie

- [1] AL.Aouicha, A.Mazouz et A.Cherifi « modélisation électromagnétique par éléments finis 2d des machines à aimants permanents », mémoire de fin d'études, UMMTO, 2011.
- [2] J.A.Farooq, « Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents », Thèse de doctorat, UTBM, 2008.
- [3] T.Wildil et G.Sybille, « Electrotechnique », 4ème édition de Boeck, 2005.
- [4] M.Khov, « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique », Thèse de doctorat, université de Toulouse, 2009.
- [5] B.Vaseghi, « contribution à l'étude des machines électriques en présence de défaut entre spires » thèse de doctorat, INPL, 2009.
- [6] P.Salminen, « fractional-slot permanent magnet synchronous motors for low speed application », thèse de doctorat, Lappeenranta university of technology, Finlande, 2005.
- [7] R.Lateb, « Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en Compte des harmoniques d'espace et de temps : application à la propulsion marine par POD », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, France, 2006.
- [8] S.Gahant, « contribution à l'étude de moteurs à flux transverse », Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, France, 2003.
- [9] B.Boukais, « Contribution a la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines a aimants permanents (bdc-m-pmsm) », Thèse de doctorat, UMMTO, 2012.
- [10] F.leprince-Ringuet, « Aimants permanents, matériaux et applications », Technique de L'ingénieur, traité de génie électrique Doc D2100.
- [11] PH.Robert, « Matériaux de l'électrotechnique », Volume II Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne presse polytechnique et universitaires, 1987.
- [12] AMIRI Mohammed, ALI DAHMANE Oussama, « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant », Mémoire de magister, Université Aboubakar BELKAÏD– Tlemcen –Faculté de TECHNOLOGIE, 2017.

- [13] SENHADJI Nawel, CHALABI Ammaria, « commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping », Mémoire de magister, Université Aboubakar BELKAID – Tlemcen, 2015.
- [14] BENCHABANE Fateh, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », mémoire de magister, université Mohammed khider de Biskra, 2005.
- [15] AIT AMARA Nassim, ALITOUCHE Karim, « etude comparative des machines synchrones excitées par aimants et courants électriques », Mémoire de magister, Université A. Mira – BEJAIA, 2014.
- [16] BELAIDI. KACI, HAMDOUN. Oussama, commande robuste d'un moteur synchrone à aimant permanent, thème master académique, université KasdiMerbahOuargla, 2015/2016.
- [17] SEDDAR MOUSSA, commande cbp-aia d'un msap alimenté par un onduleur à commande svm, projets de fin d'études, université de Bejaïa , 2011/2012.
- [18] : SENHADJI Nawel, CHALABI Ammaria, commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping, Mémoire de Master, Université Abou BekrBelkaid– Tlemcen, 2014/2015.
- [19] HOUICHE Nasma, commande dtc flou d'un moteur synchrone à aimant permanent, mémoire master, université MOUHAMED Boudiaf de m'sila, 2015/2016.
- [20] K. Azeddine, « *Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents* », Thèse de doctorat, Université de Laval, Québec, 2000.
- [21] H. Mohammed Ilyes, « *Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents* par l'utilisation de la commande du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2012.
- [22] M, Kadjoudj, « *Contribution à la commande d'une MSAP* », Thèse de doctorat de d'état Université de Batna, 2003.
- [23] A, Chibani, « *Commande non linéaire adaptative de la machine asynchrone* », Thèse de Magister, Université de Batna, 2005.
- [24] ML. Ouellabi, D. Imad, « *Commande tolérante aux défauts du capteur mécanique d'un MSAP* », Mémoire de Master, Université de Bordj Bou Arreridj, 2016.
- [25] AM. Karoui, B. Ammar, « *Détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un moteur synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2014.
- [26] A. Benbrahim, « *Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents* », Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.
- [27] N. Choug, « *Etude de la robustesse des contrôleur flous d'une machine synchrone à aimants permanents* », Thèse de Magister, Université de Batna, 2011.

- [28] B. Abde Raouf, « *commande vectorielle de la MSAP* », Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2014.
- [29] F. Abdelmalek, « *Commande non-linéaire de la MSAP sans capteur de vitesse. Apport des méthodes de l'intelligence artificielle* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2011.
- [30] B. Fateh, « *Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring* », Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [31] R. Sadouni, « *Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile* », Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [32] N. Bounasla, « *Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Magister, Université de Sétif, 2014.
- [33] A. Houssem, A. Wafaa, « *Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2013.
- [34] S. Blais, M. Ghribi, « *Développement d'un Outil de conception automatisée des contrôleurs non-linéaires Basées sur la théorie de la géométrie* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2002.
- [35] B. Belabbes, A. Meroufel, MK. Felleh, « *Etude Comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents* », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2002.

Webographie :

- [36] : [file:///C:/Users/Dell/Downloads/COMMANDE_DYNAMIQUE_DUNE_MACHINE_SYNCHRON%20\(2\).pdf](file:///C:/Users/Dell/Downloads/COMMANDE_DYNAMIQUE_DUNE_MACHINE_SYNCHRON%20(2).pdf)
- [37] : <https://sites.uclouvain.be/energie-plus/index.php?id=11531#c6748+c6751+c6750>
- [38] : <https://oatao.univ-toulouse.fr/7701/>