

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère d'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi -
Faculte des Sciences et science appliqué
Filière Génie Électrique



Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du

Diplôme de Master

Spécialité : Génie Electrique

Thème :

***Optimisation énergétique d'un moteur
synchrone à aimants permanents***

Soutenue publiquement à Ain el Beida le : 15 Juin 2014

Présenté par :

Zerari hafida

Dirigé par :

Pr. Rahem Djamel

Promotion : Juin 2014

Remerciement

Avant tout on dieu qui je a aide accomplir notre travail dans les bonnes conditions

A l'issue de ce mémoire, je tenon à exprimer vif

Remerciement à notre encadreur Mr : Rahem Djamel d'avoir proposé et dirige ce travail, je tenon également à lui exprimer nos profonde gratuite pour sa compréhension, sa patience et ses conseilles avisés

Et je remercie tout l'ensemble des enseignants de département de science et technique de l'institue de génie électrique

Qu'ils je n'ai pas épargné d'effort pour notre formation ont à exprimer

Et finalement un grand merci a tout ceux qui j'ai aide de loin ou prés pour accomplir ce travail

Dédicace

Je dédie ce mémoire :

A mes parents que dieu les protège qui ont m'encouragé à poursuivre mes études

A mes frères, et a toute ma famille

A tous mes amis

A la promotion de génie électrique 2014

Sommaire

Introduction Générale	(1)
<hr/>	
Chapitre un : généralités sur les machines synchrones à aimants permanents	
<hr/>	
I.1 Introduction	(3)
1.2 Machine synchrone à aimant permanent	(3)
1.2.1 Structure	(3)
I.3 avantages et inconvénients des MSAP	(4)
I.3.1. Avantages	(4)
I.3.2. inconvénients	(5)
I.4 domaines d'application du MSAP	(5)
I.5 Aimant permanent	(5)
I.5.1 caractéristique de désaimantation	(6)
I.5.2 cause de la désaimantation	(7)
I.6 matériaux des aimants permanents	(7)
I.7 alimentation des machines à aimants permanents	(9)
I.7.1 moteur à f.e.m trapézoïdale	(9)
I.7.2 moteur à f.e.m sinusoïdale	(10)
I.8. différents types de machines à aimants permanents	(10)
I.8.1 moteur à rotor intérieur	(11)
I.8.2 moteur à rotor extérieur	(11)
I.8.3 moteur à entrefer axial	(11)
I.9. principe de l'outopilotage	(12)
I.10 Conclusion	(13)
<hr/>	
Chapitre deux modélisation de la MSAP	
<hr/>	
II.1 Introduction	(14)
II.2 modélisation de la MSAP	(14)
II.2.1 équation de tension et flux	(15)
II.2.2 transformation de park	(16)
II.2.3 expression de la puissance et du couple électromagnétique	(18)
II.3 schéma fonctionnelle de la MSAP	(19)
II.4 modélisation de l'association MSAP-onduleur de tension	(20)
II ;4.1 définition de l'onduleur	(20)

II.4.2 modélisation de l'onduleur de tension	(20)
II.5 commande vectorielle de la MSAP	(22)
II.5.1 pourquoi la commande vectorielle ?	(23)
II.5.2 principe de base de la commande vectorielle	(24)
II.6. régulateurs de vitesse par le régulateurs pi	(25)
II.7 Résultats de simulation et interprétations	(26)
II.8. Conclusion	(29)

Chapitre trois : optimisation du rendement du la MSAP

III.1 Introduction	(30)
III.3 optimisation des pertes d'un MSAP	(30)
III.4. pertes dans les moteurs à aimant permanents	(31)
III.5. modèle de base de minimisation des pertes	(32)
III.5.1 rendement dans la MSAP	(34)
III.6 Résultats de simulation et interprétations	(34)
III.6. condition de minimisation des pertes	(36)
III.7 commande avec optimisation energetique.	(37)
III.8 conclusion	(38)
CONCLUSION GENERALE	(39)

LISTE DES ABREVIATIONS ET SYMBOLES

MSAP : machine synchrone à aimants permanents

MCC : machines à courant continu

F e m : force électromotrice

M L I : modulation de largeur d'impulsion

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Courants des phases statoriques de la machine.

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux des phases statoriques de la machine.

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions des phases statoriques.

Φ_f : Flux des aimants.

I_{ds}, I_{qs} : Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.

J : Moment d'inertie des masses tournantes

C_r : Couple résistant

C_e : Couple électromagnétique

Ω : vitesse mécanique de rotation

p : nombre de paire de pôles

f : Coefficients des frottements visqueux

I_f : Le courant d'excitation (inducteur)

I_a : Le courant induit

L_d, L_q : L'inductance magnétisante suivant l'axe d et q.

Introduction Générale

Introduction générale

Grâce aux nombreuses avancées technologiques, aussi bien dans le domaine des semi-conducteurs de puissance, de la conception des machines électriques, que dans les méthodes de traitement de l'énergie électrique, les applications de moyennes et fortes puissances à vitesse variable sont de plus en plus réalisées à base d'ensembles convertisseurs statiques -machines électriques. Ceci est d'autant plus vrai pour la propulsion de systèmes embarqués comme la propulsion navale. Pour ce type d'application, de par ses propriétés intrinsèques de puissance massique élevée, de pertes rotoriques faibles et d'inertie réduite, les machines synchrones à aimants permanents sont parfaitement adaptées.

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre aux variateurs synchrones à aimants permanents d'atteindre ces performances. Cependant le contrôle vectoriel, qui permet un découplage entre les variables de commande, reste le plus utilisé vu les performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'applications.

Pendant une utilisation permanente de la MSAP, le problème de la consommation énergétique peut influencer sur les performances de cette dernière. Alors , il est nécessaire de s'intéresse aux approches technologiques et algorithmiques permettant de diminuer la consommation énergétique dans le système de commande, puisque la commande vectorielle conventionnelle a été mise en application sans considération des pertes dans le moteur. Cependant, dans la réalité il existe des pertes qui peuvent être minimisées par un modèle d'optimisation, afin d'optimiser la consommation énergétique et améliorer les performances dynamiques du MSAP.

Le présent mémoire est articulé sur les parties suivantes :

- Le premier chapitre est consacré à présenter un aperçu général sur les moteurs à aimants permanents ainsi que les différents types des aimants permanents utilisés.
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du MSAP et l'étude de la stratégie de commande vectorielle de ce type de moteur.

- Le dernier chapitre présente un modèle d'optimisation des pertes et amélioration des performances dynamiques du MSAP.

Chapitre I

Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents

CHAPITRE I

GENERALITE SUR LES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

I.1.INTRODUCTION

Dans l'industrie, le moteur synchrone à aimant permanents essaye de plus en plus de remplacer le moteur à courant continu dans les applications ou l'on cherche des performances dynamiques et statiques très élevées avec des puissances importantes.

Ce type de moteur s'impose sur le marché en raison de sa simplicité de commande et sa puissance massique élevées, vu que les aimants modernes ont la capacité de produire une forte induction dans l'entrefer sous un faible volume, ce qui est impossible avec inducteur bobiné. [4]

I.2 .MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS (MSAP).

De nombreuses tentatives ont été faites par des chercheurs pour réaliser des moteurs synchrones à aimants, mais ce n'est qu'avec l'apparition des matériaux à fort champ coercitif et induction rémanente assez élevée qu'elles ont pu, réellement se concrétiser [6] .

I.2.1. Structure d'une MSAP.

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer [4].

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

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

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternants pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.e.m.) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone [4].

La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface.



Figure. I.1. structure d'un moteur synchrone à aimants permanents

I.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES MSAP.

I.3.1 Avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [2]

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

- Fonctionnement en survitesse.

I.3.2 Inconvénients

Comme inconvénients de la MSAP on cite [2] :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

I.4. DOMAINES D'APPLICATION DU MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [2],[4]:

- Equipements 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,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous marins
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.5. AIMANTS PERMANENTS.

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer – cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'aluminium-Nickel-Cobalt). Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite (AFel2019 ou A=Ba, Sr,Pb.....) [7].

I.5.1. Caractéristique de désaimantation

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leur cycle d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan (fig.I.2)

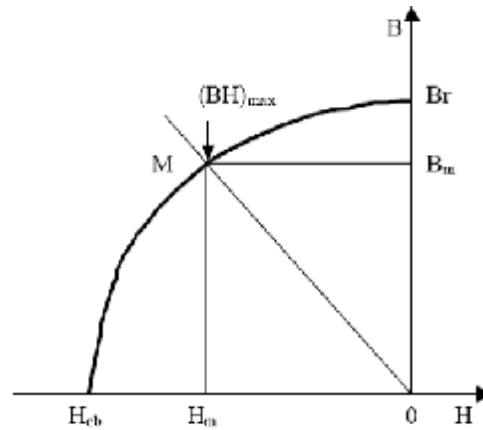


Figure. I.2. Illustration d'une courbe B-H des aimants

Cette courbe est caractérisée par :

- Une induction rémanente B_r
- Un champ coercitif H_{cb} , qui est le champ démagnétisant annulant l'induction ; plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Une grandeur également importante appelé « énergie spécifique de l'aimant ». Cette énergie caractérise la qualité du matériau, car l'énergie spécifique est inversement proportionnelle au volume de l'aimant.

Les matériaux magnétiques peuvent être de deux formes isotropiques ou anisotropiques, les matériaux isotropiques présentent les mêmes caractéristiques dans toutes les directions. Contrairement aux matériaux anisotropiques qui ont une direction privilégiée suivant laquelle ils ont de meilleures performances magnétiques.

La présence d'un entrefer dans le circuit magnétique contribue à réduire la valeur de l'induction dans l'aimant par rapport à son induction rémanente, d'où l'appellation « charge » l'entrefer varie (effets d'encoches ou réluctance variable avec aimants), la pente de la droite de charge fluctue et fait varier le point de fonctionnement, ce qui peut avoir, entre autres effets, de créer des pertes magnétiques dans l'aimant.

I.5.2. Causes de la désaimantation

Le champ magnétique, vu à travers l'aimant peut être variable, soit par la modification de la géométrie du circuit magnétique, soit par l'application d'un champ magnétique extérieur variable, les différentes causes de désaimantation sont les suivantes :

a- variations de la température

A des températures de fonctionnement qu'on appelle critiques, les grandeurs essentielles de l'aimant, (B_r et H_{cb}) subissent des variations dont les effets se matérialisent par des pertes de flux dans l'entrefer de la machine. On a généralement deux sortes de diminutions :

- **Diminutions réversibles d'induction** : elles sont annulées par le retour de l'aimant à la température initiale et elles s'expriment par le coefficient de la température de la rémanence.

- **Diminutions irréversibles d'induction** : elles sont dues à la dépendance en température du champ coercitif. En effet, à des températures élevées, le champ coercitif diminue et l'aimantation de certaines zones ne peut être ramenée à l'état initial. Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale. Elles ne pourront l'être que par une réaimantation.

I.6. MATERIAUX DES AIMANTS PERMANENTS

Un aimant permanents est un matériau ferromagnétique ayant la propriété de posséder une aimantation pratiquement constante en l'absence d'un champ démagnétisant relativement important .cette aimantation provient des dipôles magnétiques, contenus dans ce matériaux constitués d'ensembles de moments orbitaux et spin d'électrons

Les matériaux pour aimants permanents les plus utilisées dans les machines électriques sont classés en trois catégories [8] :

a- Les ferrites : ce sont des composés d'oxyde de fer de baryum et de strontium .ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais ils se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leurs faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée.

En raison de leurs faibles d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimant de faible puissance à faible cout [1].

Pour atteindre des couples massiques plus élevés, les structures de machines plus complexes à concentration de flux pourraient être envisagées.

b - Les Alnicos : les aimants d'Alnico sont composés d'Aluminium, de Nickel et de Cobalt.ils se caractérisent par un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible ce qui rend difficile leur utilisation dans les machines électriques. Toutefois, ils présentent une haute stabilité sous des températures extrêmes. Ils maintiennent leurs caractéristiques magnétiques entre 250°C et 450°C.

Ce genre d'aimants est utilisé principalement pour les appareils de mesure et systèmes de détection à travers des champs magnétiques [4].

c - Les terres rares : ce sont des matériaux très abondants dans la nature. ils sont les meilleurs matériaux pour aimants performants. Étant caractérisés par un champ coercitif supérieur à celui des ferrites et une densité d'énergie très importante, ils sont recommandés pour les structure de machines électriques de puissances moyennes de très hautes performances. Les samarium-cobalt autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C) ; mais ils sont très couteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition [2].

Les Nd-Fe6B ont des performances supérieur aux SmCo et sont beaucoup moins couteux mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

Matériaux	Br en tesla	Hc en KA/m	T° de curie en °C	Remarque diverses
Ferrites	0.2 à 0.4	200	300	Les moins chers
Alinco	1.2	50	750 à 850	Se démagnétisent trop facilement
Samarium cobalt	0.5	800	700 à 800	Prix élevé à cause du cobalt
Néodyme Fer bore	1.3	1500	310	Prix en baisse (brevets) , sujet à l'oxydation

Tab.I.1. Tableau récapitulatif des caractéristiques des aimants

La figure (I.3) présente la caractéristique $B(H)$ de certains types d'aimants.

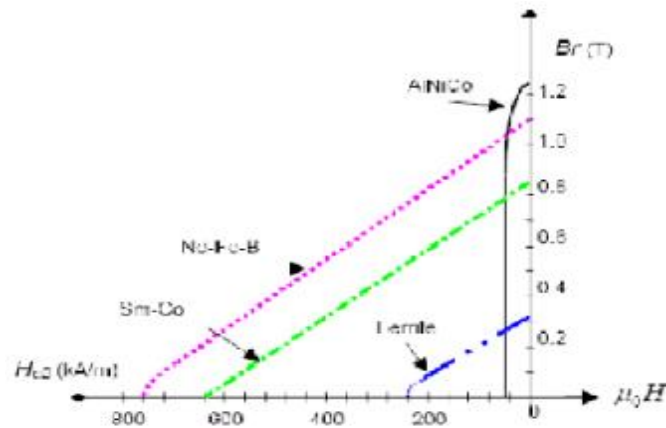


Figure I.3. Caractéristique des aimants permanents

En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques. Pour des applications à haute température, les aimants Samarium cobalt sont utilisés. Dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants utilisé et le cout associé, on préfère employer les aimants (ND-Fe-B).

Au-delà des avantages des aimants permanents, nous avons estimé important de signaler le placement des aimants sur le rotor est sujet à des difficultés dues aux forces d'attraction.

I.7.ALIMENTATION DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

Ces machines sont regroupées en deux grandes familles : les machines dont la force électromotrice (f.e.m) est sinusoïdale et ceux dont la f.e.m est trapézoïdale.

I.7.1. Moteur à f.e.m trapézoïdale.

Pour les machines dites à f.e.m trapézoïdale, la forme du courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur son couple) est de type à 120° , les actionneurs correspondant sont communément appelés actionneurs à courant continu sans balais (BDCM : brushless direct current Motors).

La commande des (BDCM) est simple, car leur autopilotage consiste à alimenter à tout instant deux phases, et cette commande nécessite uniquement une seule boucle de courant et un capteur de position de faible résolution. Mais à cause de l'effet de la

commutation, le couple produit n'est pas constant. Des techniques de minimisation des ondulations de couple sont généralement nécessaires. Les BDCM sont utilisés pour les applications à basses performances (peu sensible au couple) comme les pompes et les ventilateurs [1,2]

I.7.2. Moteur à f.e.m sinusoïdale.

Pour obtenir un couple constant, les courants d'alimentation doivent être également sinusoïdaux, les actionneurs correspondant c'est-à-dire les ensemble moteur-alimentation –autopilotage sont communément appelés actionneurs synchrones (PMSM : permanent Magnet synchronous motors).

Le pilotage du moteur en courants sinusoïdaux permet de supprimer les commutations brutales (source de bruit) et d'obtenir une meilleure régularité du couple moteur.

Le capteur de position du rotor doit avoir une grande résolution .on utilise un résolveur ou un codeur incrémental.

Les PMSM sont utilisés pour les applications à grande qualité de couple. Mais rien n'empêche, en pratique, d'alimenter une machine à f.e.m trapézoïdales en courant sinusoïdaux et vice-versa, l'intérêt des associations précédentes est généralement d'offrir les qualités de couple avec les secondes [2],[4].

I.8 DIFFERENTS TYPES DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS.

Le développement des aimants permanents a permis d'envisager plusieurs structures soit au niveau du rotor, ou bien au niveau du stator . La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont tous des besoins spécifiques. Par exemple pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être plus faible possible afin de permettre une accélération et une décélération très rapide, il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que pour application où la vitesse doit rester constante, un moteur à rotor extérieur est préférable.

Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur et ceux à enterfer axial[2].

I.8.1 Moteur à rotor intérieur.

La figure (I.2.a) montre un exemple d'un moteur à rotor intérieur. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique et le stator est similaire à celui des machines triphasé à induction .

L'avantage majeur de cette structure est le rapport éléver couple /vitesse, mais il faut être en mesure de maintenir les aimants même à vitesse élevée [1].

I.8.2 Moteur à rotor extérieur.

La figure (I.2.b) présente la section d'un moteur à rotor extérieur, les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu avec balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué des aimants permanents montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilations à cause de son faible coût et sa facilité de fabrication [2].

I.8.3 Moteur à enterfer axial.

Dans certaines applications à encombrement réduit, des enterfers axiaux ont fait leurs apparition (exp : moteur de disque dur d'ordinateur), les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile et les bobines sont fixées en général sur un circuit imprimé. La figure (I-2-c) présente une coupe d'un moteur à entrefer axial. Ces machines ont en générale un grand nombre de pôles et fonctionnent à basse vitesse (inférieur à 1000tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de foucault[2] [4].

Les avantages du moteur à aimants permanents à entrefer axial sont :

- Le faible coût
- La forme plate
- L'absence ducouple réluctant à faible vitesse

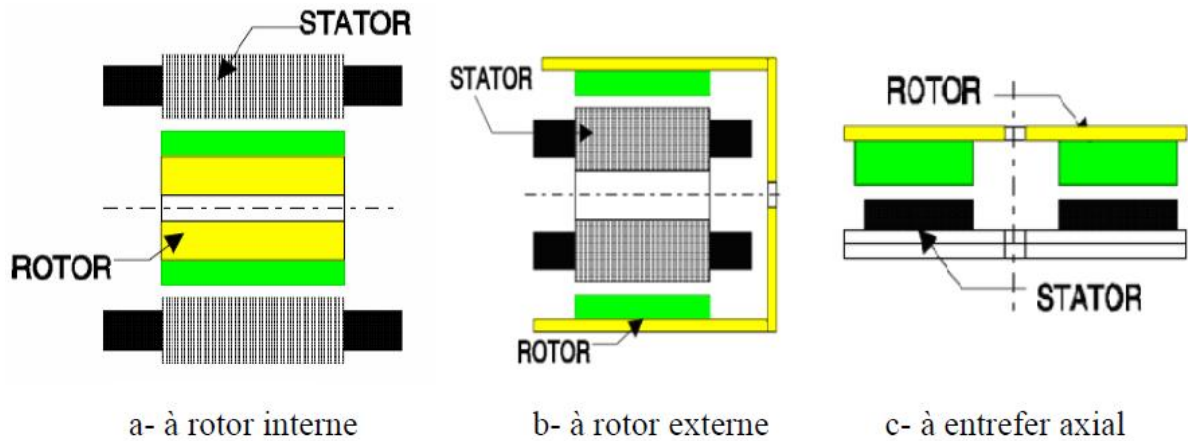


Figure.I.4. Types de moteurs à aimants permanents

I.9. PRINCIPE DE L'AUTOPILOTAGE

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable, parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques. Une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant), il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [9].

Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable, cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas, il est indispensable de contrôler non seulement son amplitude mais aussi sa fréquence ou la phase. La machine synchrone excitée de manière indépendante exige un capteur de position qui permet :

- La détection de la position relative rotor/stator, c'est -à-dire, la position du champ inducteur par rapport au champ induit.
- La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformateur d'impulsions et envoyés sur les gâchettes de la machine synchrone. On dit que la machine est « autopilotée ». L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesses, et d'établir une

commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courant continu.

I.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents. On a discuté sur leurs différentes structures, leurs modes d'alimentation ainsi que les caractéristiques des différents types des aimants permanents. A travers cette étude, on peut constater l'utilité de l'utilisation des MSAP dans le domaine industriel particulièrement dans les applications qui ne demandent pas un fort couple.

Chapitre II

Modélisation de la MSAP

Chapitre II

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

A AIMANTS PERMANENTS

II.1. INTRODUCTION

La modélisation des machines électrique est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. A niveau de la conception, aura recours aux équations de maxwell afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique. Sur un aspect commande, devoir simuler une chaine de commande à l'aide de méthodes comme les éléments finis ou les intégrales de frontières sont actuellement envisageables.

Un modèle basé sur les équations de circuit est en générale suffisant pour faire la synthèse d'une commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation courts [11]

II.2. MODELISATION DE LA MSAP

Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la Machine, l'établissement de son modèle mathématique sera développé sur la base des Hypothèses à savoir que :

- Le moteur possède une armature symétrique non saturée, les inductances propre et Mutuelle sont indépendant des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- La distribution des forces électromotrice, le long de l'entrefer, est supposée Sinusoïdale
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.

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 [2].

II.2.1. Equations de tensions et flux

Les tensions, flux et courants statorique triphasés, sont écrits avec les notations Vectorielles suivantes $[V_s]$, $[F_s]$, $[I_s]$

L'équation tension dans le référentiel du stator s'écrit [12]

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[F_s] \quad (\text{II.1})$$

Avec:

$$[V_s] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T, [I_s] = [I_{as} \ I_{bs} \ I_{cs}]^T, [F_s] = [F_{as} \ F_{bs} \ F_{cs}]^T$$

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

R_s : Résistance des enroulements statoriques.

Les flux statoriques et rotoriques ont pour expressions :

$$[F_s] = [L_{ss}][I_s] + [F_f] \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Avec : } [F_f] = F_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Où :

F_{sf} : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant permanent à travers les Enroulements statoriques. F_{sf}

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 : $[L_{s0}]$ qui est constant, et $[L_{s2}(\theta)]$

Qui est en fonction de l'angle : $\theta = p\theta_m$, θ : étant l'angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator [8].

$$[L_{ss}] = [L_{s0}][L_{s2}(\theta)] \quad (\text{II.3})$$

Le terme $[L_{s0}]$ à pour expression

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Le terme $[L_{s2}]$ s'écrit, dans le cadre de la théorie du premier harmonique [2]

$$[L_{s2}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Les inductances propre et mutuelle L_{s0} , M_{s0} et L_{s2} sont des constantes.

En introduisant (I.2) dans (I.1) on aura :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s] + [F_f]) \quad (\text{II.6})$$

On remarque que l'équation (II.6) est non linéaire et couplée 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.

II.2.2. Transformation de Park

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statorique réelles (tension, Flux courant) à leurs composantes fictives appelés les composantes d-q [13]

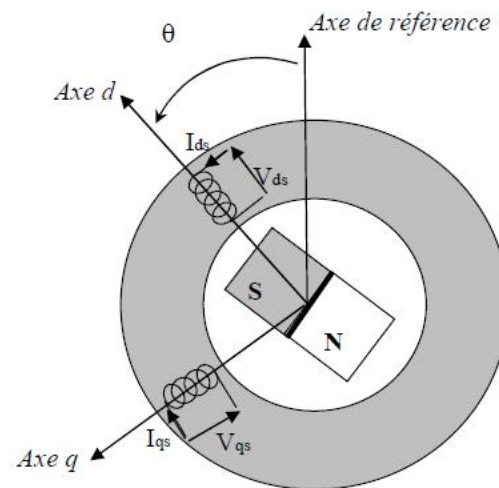


Fig. (II.1) : Machine équivalente au sens de Park

Dans le système d'équations (II.6) effectuons le changement de la variable suivant :

$$\begin{cases} [P(\theta)][V_{dqhs}] = [V_s] \\ [P(\theta)][I_{dqhs}] = [I_s] \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin\theta \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$[P(\theta)]$: étant la matrice de la transformation de Park qui permet le passage des grandeurs statorique $[V_s]$, $[F_s]$ et $[I_s]$ à leurs composants relatives $[V_{dqhs}]$ et $[I_{dqhs}]$

L'application de la transformation de Park à l'équation (II.8) donne [2]:

$$[P(\theta)][V_{dqhs}] = [R_s][P(\theta)][I_{dqhs}] + \frac{d}{dt} \left([L_{ss}][P(\theta)][I_{dqhs}] + \frac{d[\Phi_f]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \right) \quad (\text{II.9})$$

Si on prémultiplie tous ces termes par $[P(\theta)]^{-1}$ et en sachant que $[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

On peut écrire les équations simplifiées des tensions :

$$[V_{dqhs}] = [R_s][I_{dqhs}] + [P(\theta)]^{-1} \left\{ \frac{d}{dt} \left([L_{ss}][P(\theta)][I_{dqhs}] + \frac{d[\Phi_f]}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \right) \right\} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Les équations électriques dans le repère de Park :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} F_{ds} - \omega F_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} F_{qs} + \omega F_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_{ds}I_{ds} + \Phi_f \\ \Phi_{qs} = L_{qs}I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

En introduisant (II.13) dans (II.12) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme Suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} I_{ds} - \omega L_{qs} I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} I_{qs} - \omega L_{ds} I_{ds} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.2.3 Expression de la puissance et du couple électromagnétique :

Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit :

$$P(t) = V_{ds}I_{ds} + V_{qs}I_{qs} \quad (\text{II.15})$$

En remplaçant V_{ds} et V_{qs} par leur expressions il vient :

$$P(t) = \frac{2}{3} \left[R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) - \left(I_{ds} \frac{d}{dt} \Phi_{ds} + I_{qs} \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \right) + \frac{d}{dt} (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \right] \quad (\text{II.16})$$

D'où :

- Le 1er terme représente la chute de tension Ohmiques (pertes par effet joule).
- Le 2ème terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.
- Le 3ème terme représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (Puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_e \omega \quad (\text{II.17})$$

D'où :

$$C_e = \frac{3}{2} P [\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (\text{II.18})$$

En remplaçant Φ_{ds} et Φ_{qs} par leur expressions il vient :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}] \quad (\text{II.19})$$

Avec

P : nombre de paire de pôles

L'équation de mouvement de la machine est :

$$C_e - C_r - f\omega = J \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{II.20})$$

Avec

J : moment 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

II.3 SCHEMA FONCTIONNELLE DE LA MSAP :

D'après les équations (II.14), (II.19) et (II.20), on obtient le système d'équations suivant

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{1}{L_{ds}} (V_{ds} - R_s I_{ds} + \omega L_{qs} I_{qs}) \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = \frac{1}{L_{qs}} (V_{qs} - R_s I_{qs} - \omega L_{ds} I_{ds} - \omega \Phi_f) \end{array} \right.$$

Expression de couple électromagnétique

$$C_e = \frac{3}{2} P [(\mathbf{L}_{ds} - \mathbf{L}_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}]$$

Equation mécanique

$$C_e - C_r - f\omega = J \frac{d\omega}{dt}$$

II.4 MODELISATION DE L'ASSOCIATION MSAP-ONDULEUR DE TENSION :

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours Très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les Progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de Plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques, notamment L'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital Signal Processing") permet désormais d'exécuter en temps réel des algorithmes complexes de Contrôle des convertisseurs [14].

II.4.1 Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on Dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des Borne du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de Produire à la sortie du l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette Tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une Commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon)

On distingue plusieurs types d'onduleurs [2] [14] :

- Selon la source : — onduleurs de tension
— onduleurs de courant
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.).
- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.).

II.4.2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension alimente la MSAP peut être idéalement représenté selon la Figure (II.3) où T_i et T_i^c ($i=a, b, c$) sont des transistors MOSFET, S_i et S_i^c

Sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

- § $S_i = 1$, l'interrupteur T_i est passant et T_i^c est ouvert
- § $S_i = 0$, l'interrupteur T_i est passant et T_i^c est ouvert

Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un Filtre, et le convertisseur coté machine, et un onduleur de tension triphasé

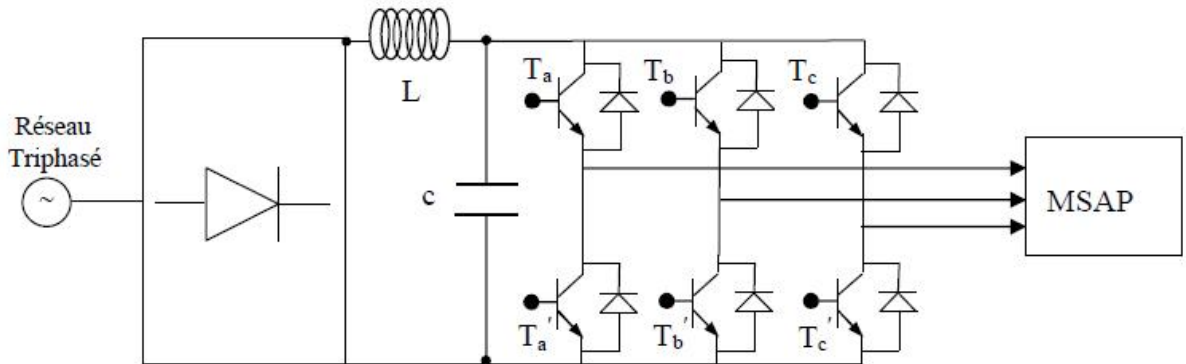


Fig. (II.2) : Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension.

On considère l'alimentation de l'onduleur est comme une source parfaite, supposée Être constituée par deux générateurs de f.é.m égale à $\frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point Noté n_0 L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors Dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de Récupération, Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux postions Comme l'indique la figure (II.3) La machine synchrone est connectée en étoile, U_0 est-la Tension continue alimentant l'onduleur de tension.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

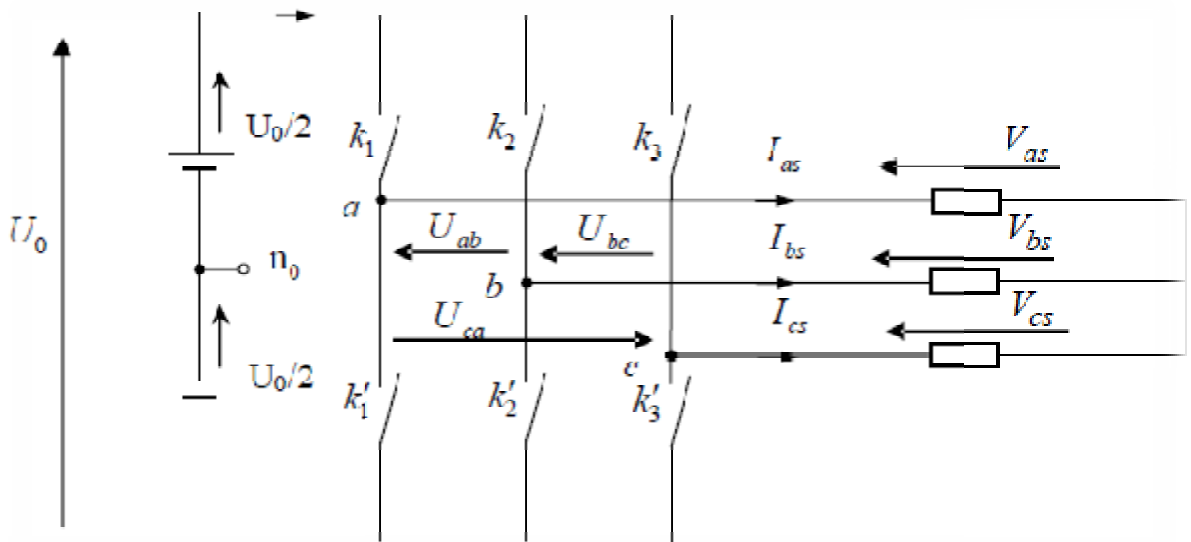


Fig. (II.3): Schéma équivalent de l'onduleur

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = U_0(S_a - S_b) \quad (\text{II.22})$$

$$U_{bs} = V_{bs} - V_{cs} = U_0(S_b - S_c) \quad (\text{II.23})$$

$$U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = U_0(S_c - S_a) \quad (\text{II.24})$$

Les tensions V_{as} , V_{bs} , V_{cs} forment un système de tension triphasées équilibrées alors :

De (II.22) et (II.24) on trouve

$$V_{as} = \frac{U_0}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{II.25})$$

De (II.22) et (II.23) on trouve

$$V_{bs} = \frac{U_0}{3} (2S_b - S_a - S_c) \quad (\text{II.26})$$

De (II.23) et (II.24) on trouve

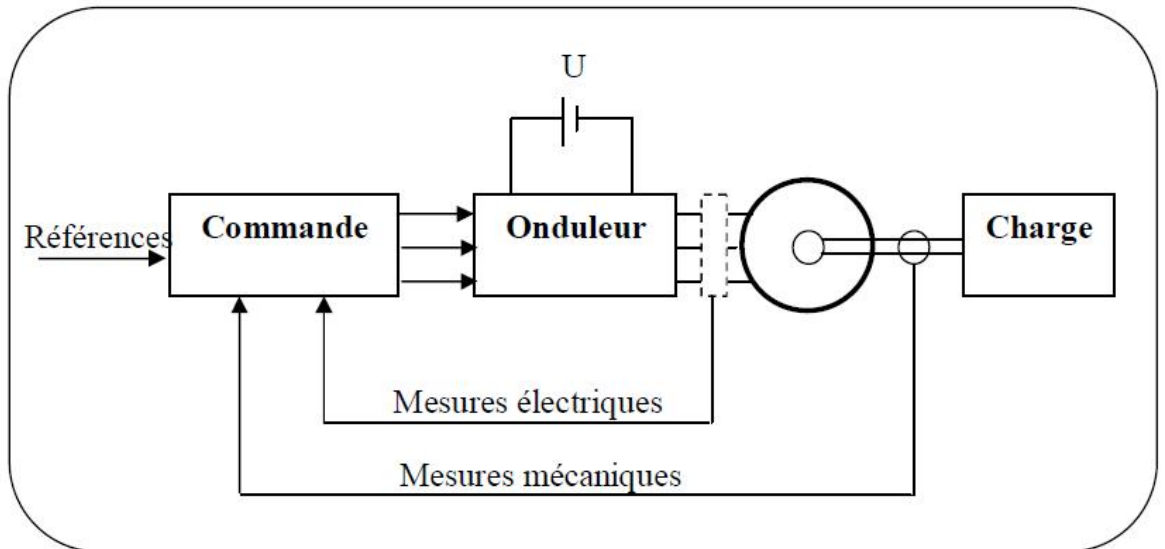
$$V_{cs} = \frac{U_0}{3} (2S_c - S_a - S_b) \quad (\text{II.27})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

II.5 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentés par des convertisseurs Statiques pour faire fonctionner des actionneurs à des vitesses variables devient de plus en plus courants, parmi les machines électriques utilisés, les machines synchrones à aimant permanent qui ont une inertie très faibles et des inductances relativement faibles ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple [3].



Figure(II.4) ensemble commande -onduleur-machine

II.5.1.POURQUOI LA COMMANDE VECTORIELLE ?

La machine à courant continu a un avantage primordial d'être facilement commandée, le Flux et le couple sont découplés et sont contrôlés indépendamment.

- le flux produit le courant d'excitation (inducteur) I_f
- le couple est produit par le courant induit I_a

$$C_e = K I_f I_a$$

Le couple est proportionnelle au produit du flux inducteur et le courant induit, pour une Machine à excitation sépare si on maintient le flux inducteur constant le couple est directement Proportionnel au courant d'induit.

Cependant la présence du collecteur et des balais a toujours été le point faible de la Machine à courant continu, ce commutateur mécanique limite la puissance et la vitesse, et son Entretien devient plus exigeant.

Pour la MSAP le découplage naturel de la MCC n'existe plus, ce qui rend la machine difficile à Commander, cette difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées (tension, fréquence) et les variables de sortie (couple, vitesse).

Pour qu'on arrive à un contrôle semblables à la MCC, une nouvelle théorie de commandes des Machines à courant alternatif dite « commande vectorielle » ou « commande par flux orienté » Qui à été découverte dans les années soixante dix. [3] [5]

II.5.2. PRINCIPE DE BASE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à assimiler la MSAP à une MCC à Excitation séparée.

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q)L_q + \varphi_f] i_q \quad (\text{II.29})$$

à partir de cette équation, on constate que pour contrôler le couple il faut contrôler les Composantes directes et en quadrature du courant.

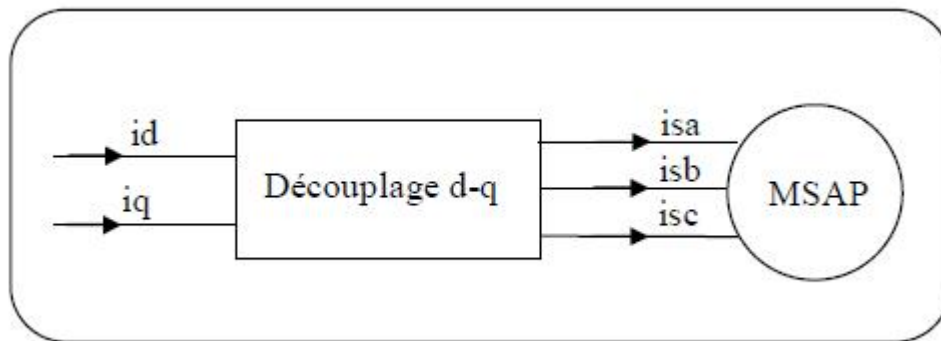
Dans le cas d'une MSAP à pôles lisses ($L_d = L_q$) l'expression du couple sera :

$$C_e = \frac{3}{2} P \varphi_f i_q \quad (\text{II.30})$$

Et pour une MSAP à pôles saillants, il faut assurer l'orthogonalité entre le flux rotorique φ_f et la Composante en quadrature du courant statorique, ceci revient à imposer le courant direct $i_d=0$ Et comme le flux des aimants est constant, on voit que le couple électromagnétique obtenu est Proportionnel au courant i_q

On constate que l'équation du couple de la MSAP est (analogue à celle du couple de la MCC à Excitation séparée). Les courants i_d et i_q sont les composantes du courant statoriques portées par les axes direct et en Quadrature et qui sont analogues respectivement au courant d'excitation I_f et au courant induit I_a

Dans une MCC.[5]



Figure(II.6) bloc de découplage

$$V_d = R I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega L_q I_q \quad (\text{II.31})$$

$$V_q = R I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q - \omega L_d I_d + \omega \Phi_f \quad (\text{II.32})$$

$$C_e = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)I_d I_q + \Phi_f I_q] \quad (\text{II.33})$$

Ces équations montrent que V_d et V_q dépendent à la fois des courants statoriques sur les Axes d, q ce qui nous amène à implanter un découplage.

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation cette dernière consiste à faire Une régulation des courants en négligent les termes de couplage qui seront rajoutés aux sorties Des régulateurs des courants afin d'obtenir des tensions de références pour alimenter l'onduleur. Les termes de couplage sont définis de telle sorte que les tensions restantes soient en relation du Premier ordre avec les composantes des courants.

$$V_d^c = -\omega L_q \dot{i}_q \quad (\text{II.34})$$

$$V_q^c = \omega(L_d \dot{i}_d + \Phi_f) \quad (\text{II.35})$$

Les sorties des régulateurs des courants sont :

$$V_d^* = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (\text{II.36})$$

$$V_q^* = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (\text{II.37})$$

Les termes de références sont alors :

$$V_d = V_d^* + V_d^c \quad (\text{II.38})$$

$$V_q = V_q^* + V_q^c \quad (\text{II.39})$$

II.6. REGULATEUR DE VITESSE PAR LE REGULATEUR PI :

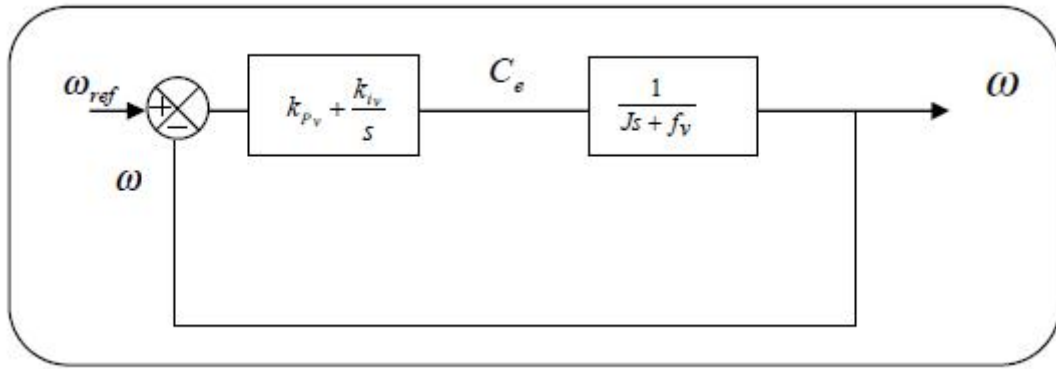
Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple électromagnétique, l'équation Mécanique donne :

$$C_e - f\omega = J \frac{d\omega}{dt} \quad (\text{II.40})$$

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} = C_e - \frac{f}{P} \omega \quad P \frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left[C_e - \frac{f}{P} \omega \right] \quad (\text{II.41})$$

$$s \omega = \frac{P}{J} \left[C_e - \frac{f}{P} \omega \right] \quad P \omega = \frac{P}{sJ+f} C_e \quad (\text{II.42})$$

La chaîne de régulation de vitesse est donnée par le schéma suivant [4]:



Figure(II.7) : schéma fonctionnel du régulateur de vitesse

La fonction du transfert du système en boucle ouverte est :

$$T_{BO}(S) = \left[K_{pv} + \frac{K_{iv}}{S} \right] \left[\frac{P}{sJ+f} \right] = \frac{(K_{iv} + sK_{pv})P}{s(sJ+f)} \quad (\text{II.43})$$

La fonction du transfert du système en boucle fermée est :

$$T_{BF}(S) = \frac{T_{BO}(S)}{1+T_{BO}(S)} \quad (\text{II.44})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(S) = s^2 + \left[\frac{f + PK_{pv}}{Lq} \right] s + \frac{P}{J} K_{iv} \quad (\text{II.45})$$

En imposant au polynôme caractéristique en B-F deux pôles complexes conjugués :

$$P(S) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{II.46})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II-45) et (II-46) nous donne :

$$K_{iv} = 2\rho^2 \frac{J}{P} \quad (\text{II.47})$$

$$K_{pv} = \frac{1}{P} (2\rho J + f) \quad (\text{II.48})$$

II.7 RESULTATS DE SIMULATION

En se basant sur le modèle du MSAP précédent et via un programme de simulation en Matlab, on obtient les résultats suivantes qui décrivent les réponses dynamiques (couple, vitesse, courant) du moteur.

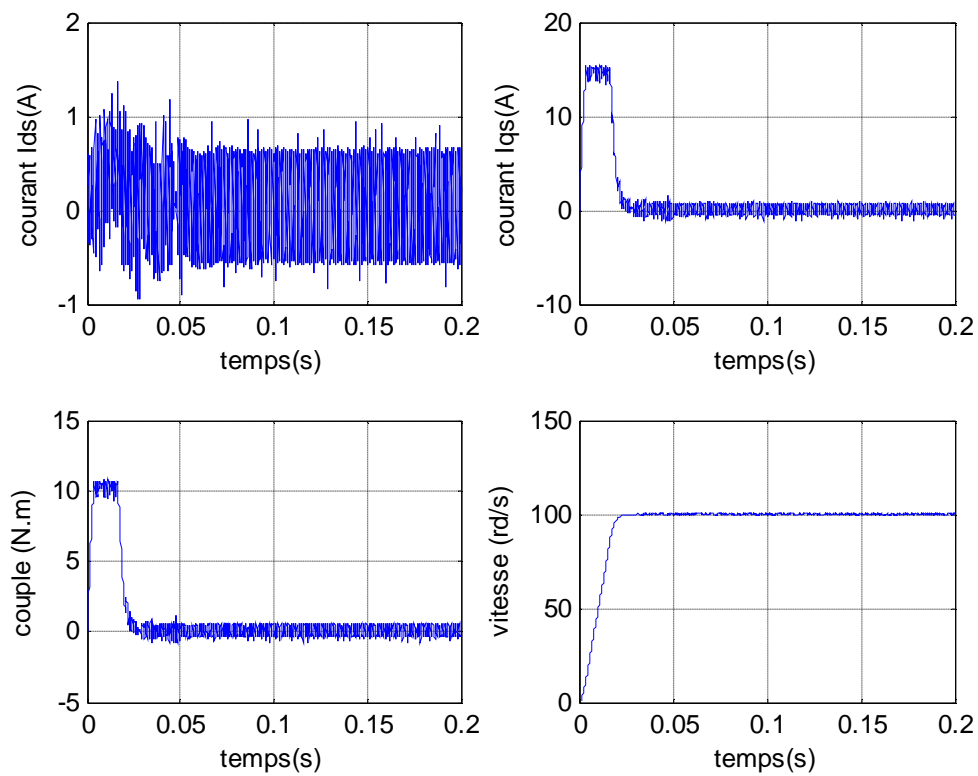


Fig (II.4): Réponses du moteur pour un démarrage à vide
(Courants, couple et vitesse)

La figure (II.4) montre le comportement de la MSAP pour une consigne de 100 rd/s. Lors d'un démarrage à vide, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, qui l'atteint très rapidement ($t=0.02$). On remarque aussi des oscillations du niveau du couple qui après la disparition du régime transitoire, il tend vers zéro.

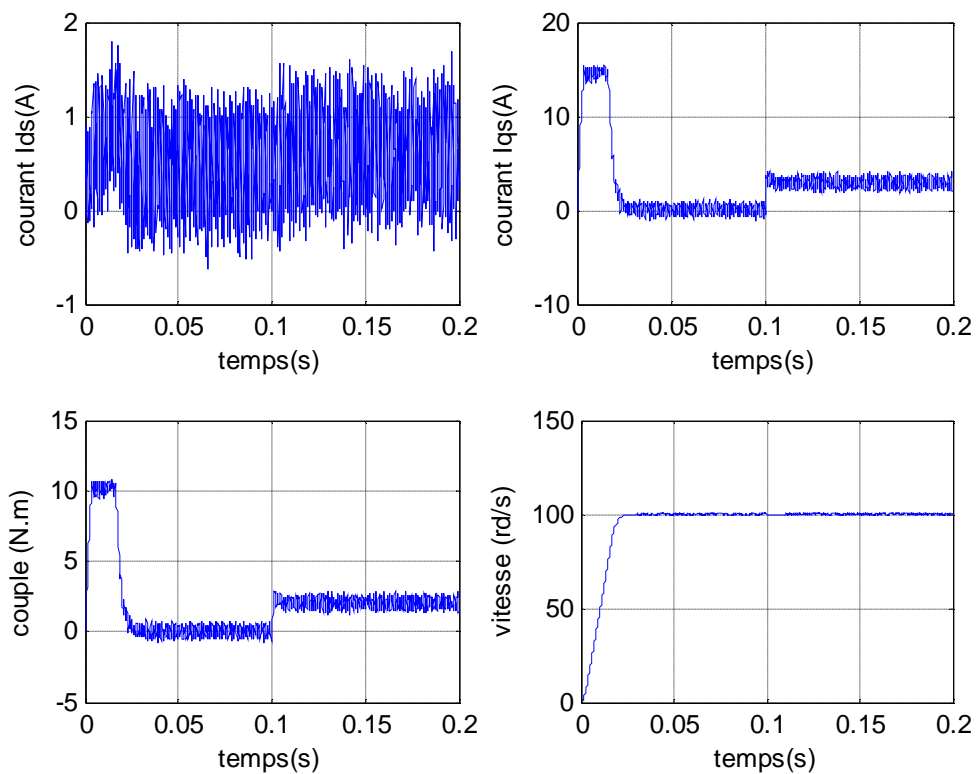


Fig (II.5): Réponse du moteur pour un démarrage en charge

La figure (II.5) montre les réponses dynamiques du moteur lors de l'application d'une charge $C_r=2 \text{ N.m}$ à $t=0.1\text{s}$, on remarque que l'influence de cette charge sur la vitesse est pratiquement négligeable, le couple électromagnétique débute par une valeur de 0 à 12 N.m et se stabilise à la valeur du couple résistant (2N.m), le courant statorique I_{qs} est l'image du couple électromagnétique et le courant statorique I_{ds} est nul ce qui indique que la commande vectorielle est effective.

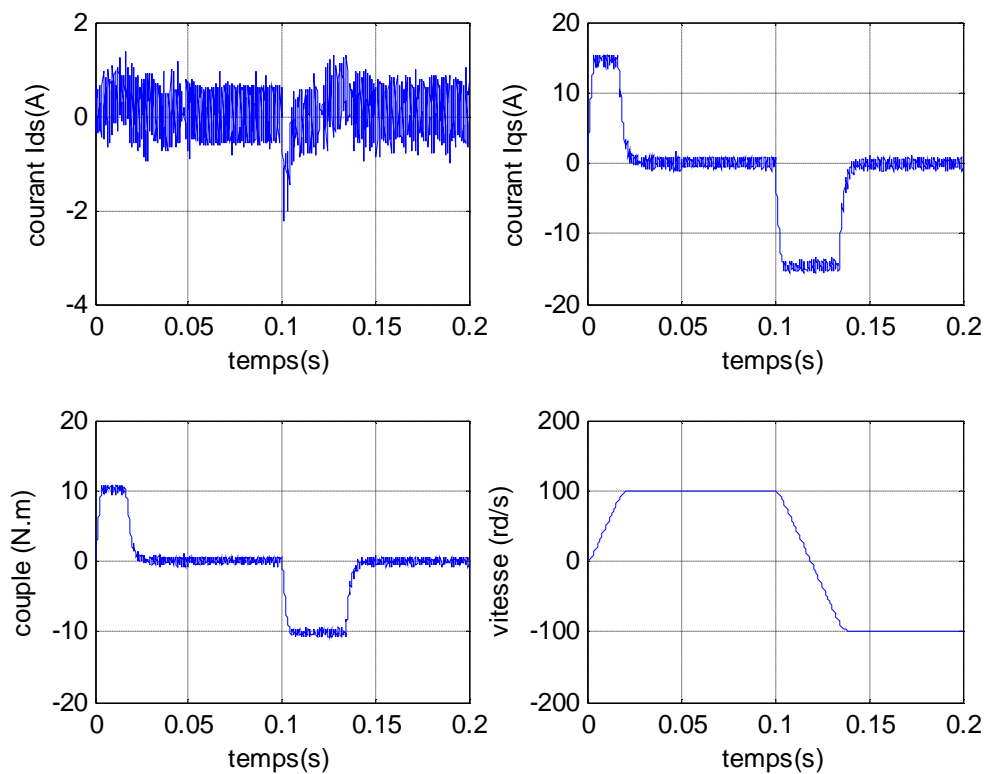


Fig (II.6): Réponse du moteur pour un démarrage avec inversion de la vitesse

La figure (II.6) montre l'inversion de la consigne de vitesse (de 100 rd/s à -100 rd/s), On remarque des pics de couple, et des courants statoriques I_{ds} et I_{qs} de signe dépendant de l'augmentation ou de la diminution de la consigne de vitesse et la vitesse suit sa nouvelle consigne.

II.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de la MSAP en utilisant la transformation de Park. Le contrôle des paramètres de la machine est assuré par une commande vectorielle.

On peut conclure à partir de cette étude que La commande vectorielle améliore le temps de réponse et permet d'avoir un réglage rapide du couple.

Chapitre III

Optimisation du rendement du MSAP

CHAPITRE III

OPTIMISATION DU RENDEMENT DU MSAP

III.1.INTRODUCTION

Dans le contexte de certaines applications de l'entraînement à vitesse variable, par exemple dans la traction électrique, le rendement énergétique de l'ensemble de la chaîne de traction est primordial. En effet, la source d'énergie étant limitée, la consommation énergétique doit être réduite autant que possible. Dans ce cadre, plusieurs recherches ont été faites pour trouver une solution diminuant le coût de consommation énergétique, soit par l'utilisation de nouveaux matériaux de construction des moteurs, soit par l'introduction d'une commande optimale permettant la minimisation des pertes dans le moteur électrique.

L'optimisation du rendement s'effectue en minimisant une fonction représentant les pertes de la machine électrique tout en satisfaisant le couple demandé. En régime permanent, la solution apparaît le plus souvent sous forme de flux optimal ou de courants optimaux. Cette approche est appliquée à différentes machines électriques: la machine à induction, la machine synchrone à aimants permanents, la machine synchrone à inducteur bobiné, ou bien la machine à réluctance variable [10][5].

L'amélioration du rendement du MSAP, par la réduction du flux permettant ainsi, d'avoir un point d'équilibre entre les pertes dans le fer d'un côté et les pertes dans le cuivre de l'autre côté. Cela est indiqué, où on remarque que le point minimal de la courbe représentant la puissance consommée par la machine coïncide avec l'intersection des courbes représentant les pertes fer et les pertes dans le cuivre [10].

III.2 OPTIMISATION DES PERTES D'UN MSAP

Le moteur à aimants permanents alimenté par un onduleur est actuellement largement utilisé dans diverses applications industrielles, cela revient à ces avantages intéressants plus particulièrement le rendement élevé.

Dans les applications industrielles dont le temps d'opération est continu tel que les véhicules électriques, le rendement est une performance très importante. Donc, il est

souhaitable de contrôler le rendement de ces moteurs, ce qui conduit à minimiser leurs pertes en utilisant des méthodes de contrôle et d'optimisation efficaces.

La plus part des stratégies de contrôle des pertes utilisent des modèles dans le système d'axe (d,q), en optimisant les pertes par l'annulation de la composante du courant de phase selon l'axe d ($I_d = 0$). Ce modèle optimise les pertes mais il ne donne pas des résultats satisfaisants par conséquent, des méthodes récentes sont proposées afin d'améliorer le rendement par le contrôle du courant I_d [5].

III.3. PERTES DANS LES MOTEURS A AIMANT PERMANENTS

Les pertes dans les moteurs à aimant permanents consistent aux pertes Joules, pertes fer et pertes mécaniques, Ces derniers dépendent de la vitesse et ils sont incontournables par contre les pertes fer et les pertes joules sont incontrôlables.

Les pertes joules peuvent être minimisées par le contrôle du vecteur de courant dans le but de produire max. Les pertes fer peuvent être minimisées par le contrôle du flux .puisque ces pertes sont proportionnelles à l'induction magnétique produite suivant l'équation

$$P_{fer} = K_h \omega_s B^n + K_{ed} \omega_s^2 B^2 \quad (III.1)$$

Avec ω_s fréquence de stator, K_h et K_{ed} des constantes d'hystérésis et des courants de Foucault , B est l'induction magnétique et n constante de STEINMETZ, Ces constantes dépendent du type du matériau utilisé ,et peuvent être obtenues à partir des courbes données par le constructeur . Par la silicone : $K_h = 40 - 55$, $n=1.8-2,0$ et $K_{ed} = 0.04 - 0.07$

Généralement cette expression est utilisée dans le cas ou la f e m est sinusoïdale, Dans le cas ou la f.e.m est non sinusoïdale, les pertes hystérésis dépendent seulement de le densité du flux magnétique ; et pour les pertes par courant de Foucault ; on peut les exprimer par la relation

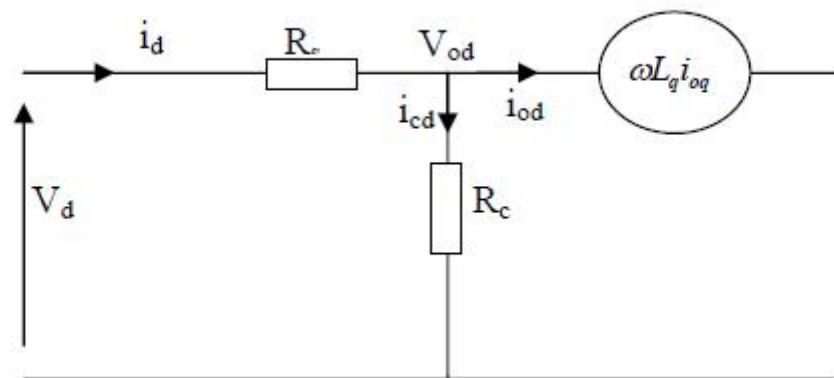
$$P_{ed} = \frac{2K_{ed}}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad (III.2)$$

Ou T est la période ($T=1/f$)

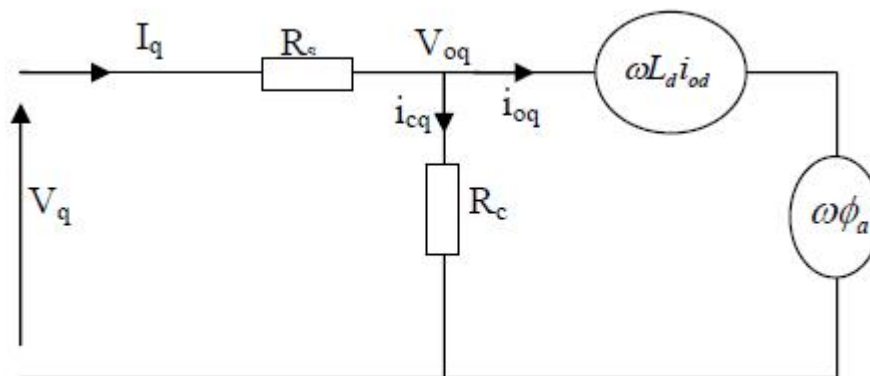
Le modèle que nous allons étudier propose un contrôle optimale du vecteur courant pour la minimisation des pertes

III.4. MODELE DE BASE DE MINIMISATION DES PERTES

En premier lieu, on représente le moteur à aimants permanents par un circuit électrique équivalent dans le système d'axe d et q et qui est illustré par la figure (III-1). Ce schéma équivalent inclus l'effet des pertes fer et joule, ou la résistance R_s présente l'effet des pertes joule et la résistance R_c présente l'effet des pertes fer [1]



(a)



(b)

Figure(III.1) : circuits équivalents d'un moteur à aimant permanents

(a): circuit équivalent selon l'axe d, (b):circuit équivalent selon l'axe q

Selon cette figure, on peut écrire le système d'équation des tensions per l'expression

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \left(1 + \frac{R_s}{R_c}\right) \begin{bmatrix} V_{od} \\ V_{oq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

$$\begin{bmatrix} V_{od} \\ V_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\omega L_q \\ -\omega L_d & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \omega F_a \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Avec

$$i_{od} = i_d - i_{cd}, \quad i_{oq} = i_q - i_{cq} \quad (\text{III.5})$$

$$i_{cd} = -\frac{\omega L_d i_{oq}}{R_c}, \quad i_{cq} = \frac{\omega(F_a + L_d i_{od})}{R_s} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

i_d, i_q composantes selon les axes d et q du courant i_{cd}, i_{cq} composantes selon les axes d et q du courant des pertes fer V_d, V_q composantes selon les axes d et q de la tension.

L_d, L_q composantes selon les axes d et q de l'inductance statorique de phase et résistance des pertes fer, I coefficient de saillance ou $I = L_d/L_q$

$F_a = \sqrt{3}\Phi_f$, Φ_f est le flux des aimants permanents.

Le courant de phase I_a . La tension nominale V_a et le couple s'expriment par les relations suivantes :

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (\text{III.7})$$

$$V_a = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (\text{III.8})$$

$$= \sqrt{(R_s i_d - \omega I L_d i_{oq})^2 + (R_s i_q - \omega(F_a + L_d i_{od}))^2}$$

$$\Gamma = P F_a i_{oq} + P(1 - I) L_d i_{od} i_{oq} \quad (\text{III.9})$$

Donc à partir du circuit équivalent et des équations précédentes on peut exprimer les différentes pertes par :

- **Pertes Joule :**

$$\begin{aligned} P_j &= R_s (i_d^2 + i_q^2) \\ &= R_s \left\{ \left(i_{od} - \frac{\omega I L_d i_{oq}}{R_c} \right)^2 + \left(i_{oq} + \frac{\omega(F_a + L_d i_{od})}{R_c} \right)^2 \right\} \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

- **Pertes fer :**

$$\begin{aligned}
 P_{fer} &= R_c (i_{cd}^2 + i_{cq}^2) \\
 &= \frac{\omega^2 (L_d i_{od})^2}{R_c} + \frac{\omega^2 (F_a + L_d i_{od})^2}{R_c}
 \end{aligned}
 \tag{III.11}$$

- **Pertes mécanique :**

$$P_{méc} = f_{méc} \omega_r \tag{III.12}$$

Où $f_{méc}$ est le frottement et $\omega_r = \omega/P$

Les pertes totales son :

$$P = P_j + P_{fer} + P_{méc}$$

III.4.1. RENDEMENT DANS LA MSAP

Le rendement d'un moteur est défini par le rapport de la puissance mécanique à la sortie et de la puissance électrique absorbé à l'entrée tel que :

$$\eta = \frac{P_u}{P_{abs}}$$

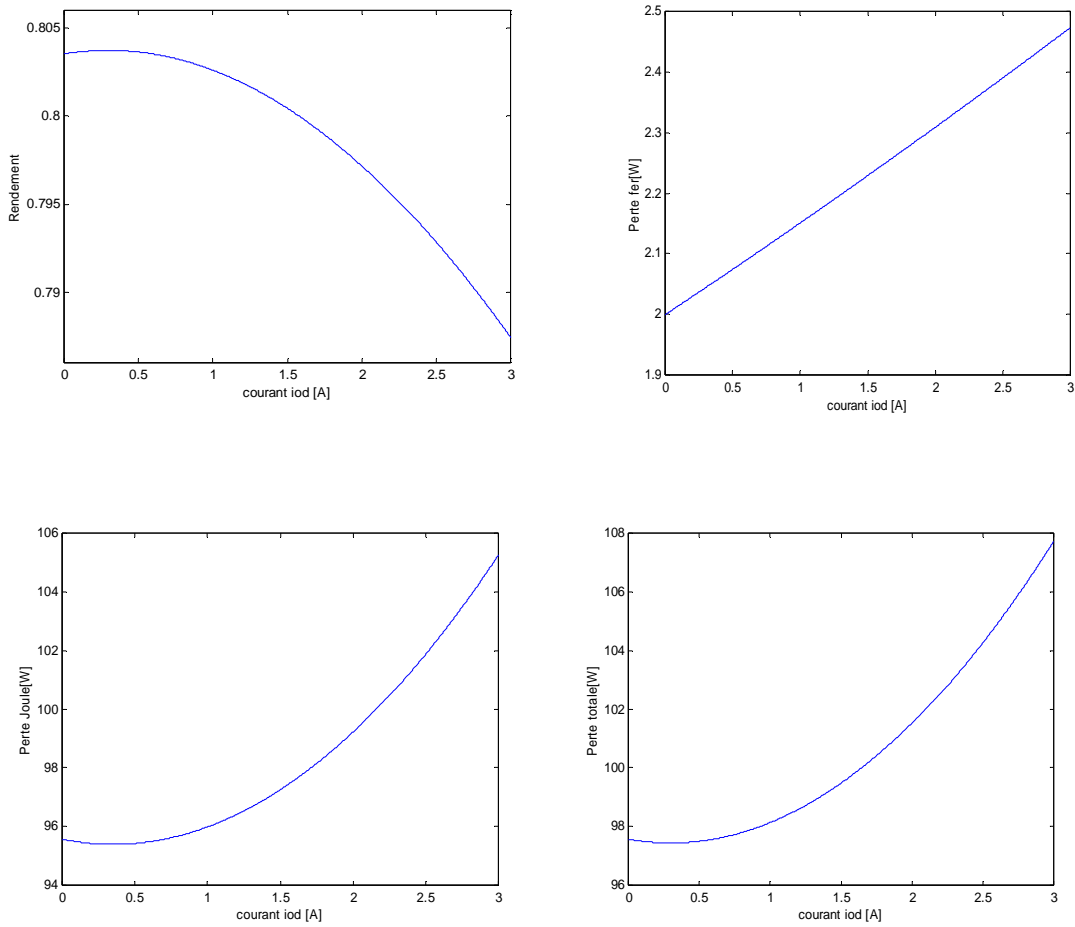
P_u : Puissance utile

P_{abs} : Puissance absorbée

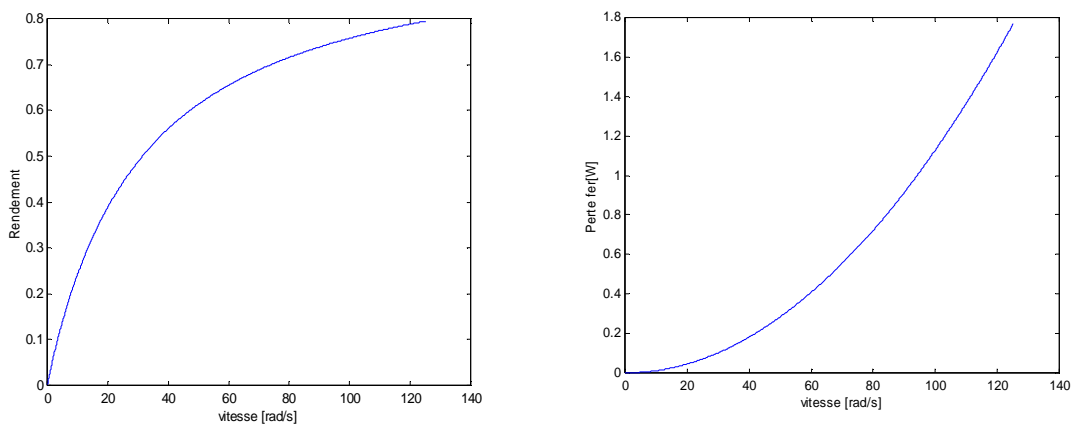
III.5.RESULTATS DE SIMULATION

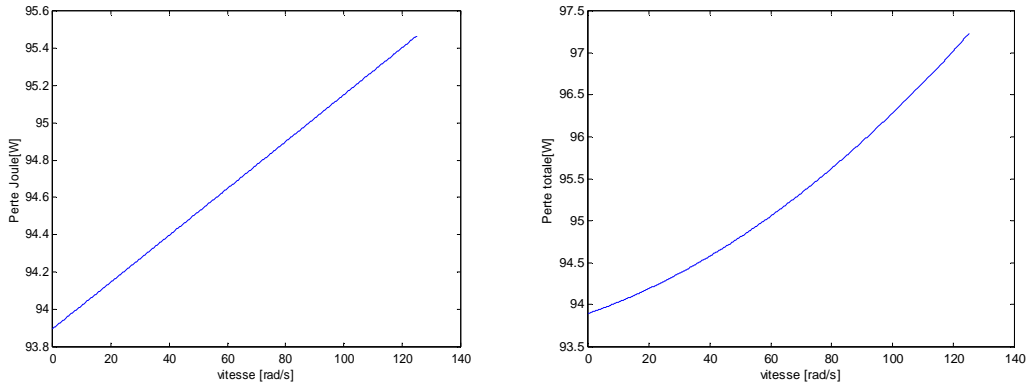
La figure (III- 2) présente la variation des pertes en fonction du courant i_{od} , ou on remarque que la courbe des pertes possède un minimum. On montre aussi que, le rendement diminue avec l'augmentation du courant.

La figure (III- 3) présente la variation des pertes en fonction du de la vitesse de rotation pour un courant $i_{od} = 0$, ou on remarque que les pertes augmente avec la croissance de la vitesse.



Fig(III.2) variation des pertes et du rendement en fonction du courant i_{od}





Fig(III.3) Variation des pertes et du rendement en fonction la vitesse
pour $i_{od}=0$

III.6.CONDITION DE MINIMISATION DE PERTES

Comme les pertes mécaniques sont incontrôlables, on peut seulement contrôler les pertes électriques par le contrôle du courant i_d . D'après les équations précédentes, on peut exprimer les pertes électriques ($P_e = P_j + P_{fer}$) en fonction de i_{od} , Γ et ω

$$P_e = R_s \left\{ \left(i_{od} - \frac{\omega L_d i_{oq}}{R_c} \right)^2 + \left(i_{oq} + \frac{\omega (F_a + L_d i_{od})}{R_c} \right)^2 \right\} + \frac{\omega^2 (L_d i_{oq})^2}{R_c} + \frac{\omega^2 (F_a + L_d i_{od})^2}{R_c} \quad (\text{III.14})$$

$$\text{Avec : } i_{oq} = \frac{\Gamma}{PF_a + P(1-l)L_d i_{od}}$$

Pour un fonctionnement stable où le couple et la vitesse sont constants, les pertes électriques sont fonction seulement de i_{od} . On peut voir que les pertes électriques acceptent une valeur optimale du courant i_{od} qui les minimise [1].

La condition de minimisation de ces pertes est donnée par

$$\frac{dP_e}{di_{od}} = 0 \quad (\text{III.15})$$

On obtient :

- Pour un moteur à aimants sans saillance :

$$i_{od} = \frac{\omega^2 L_d (R_s + R_c) F_a}{R_s R_c^2 + \omega^2 L_d^2 (R_s + R_c)} \quad (\text{III.16})$$

- Pour un moteur à aimant avec saillance :

$$i_{od} = \frac{L_d - L_q}{\Gamma} \frac{R_s R_c + L_q^2 \omega^2}{R_s R_c + L_d^2 \omega^2} i_{oq}^3 - \frac{(R_s + R_c) F_a \omega^2 L_d}{R_s R_c^2 + \omega^2 L_d^2 (R_s + R_c)} \quad (\text{III.17})$$

On peut faire une approximation de : $R_s + R_c \approx R_c$ puisque $R_c \gg R_s$

Le résultat de l'optimisation des pertes pour le cas $I_d \neq 0$ est illustré par La figure (III-4), où on voit bien que le rendement pour un courant I_{dopt} ($I_d \neq 0$) est un peu amélioré par rapport au cas de $I_d = 0$, puisque les pertes (Joules et fer) sont minimisées.

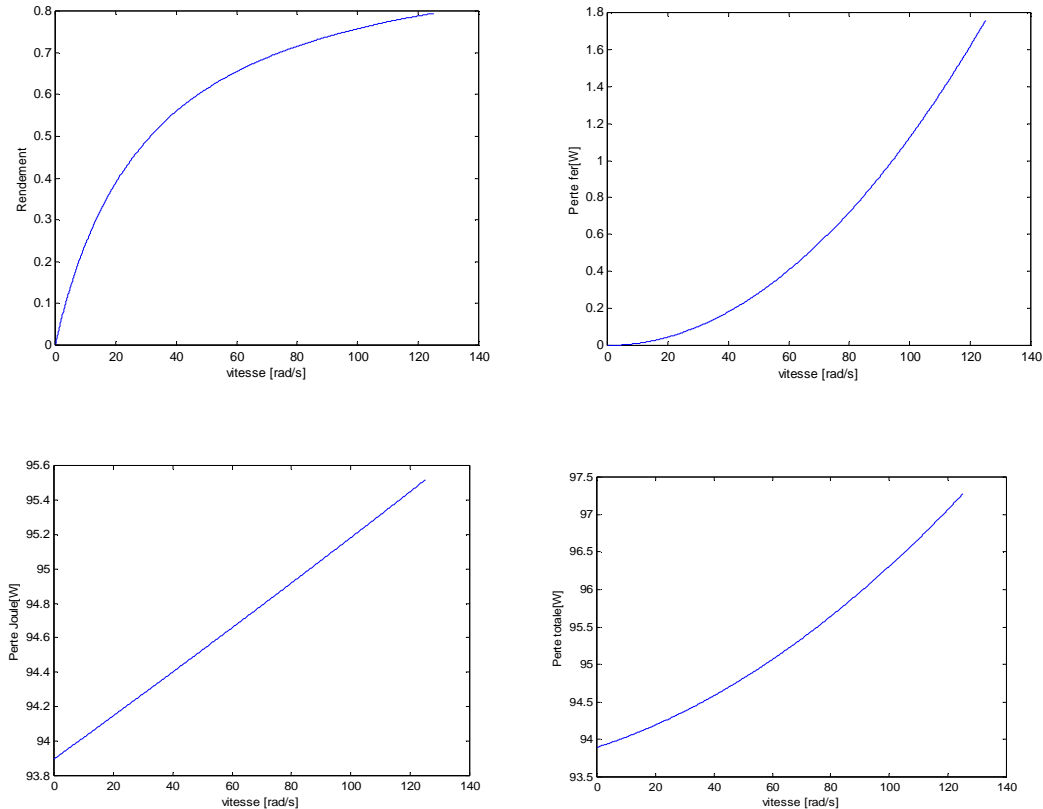
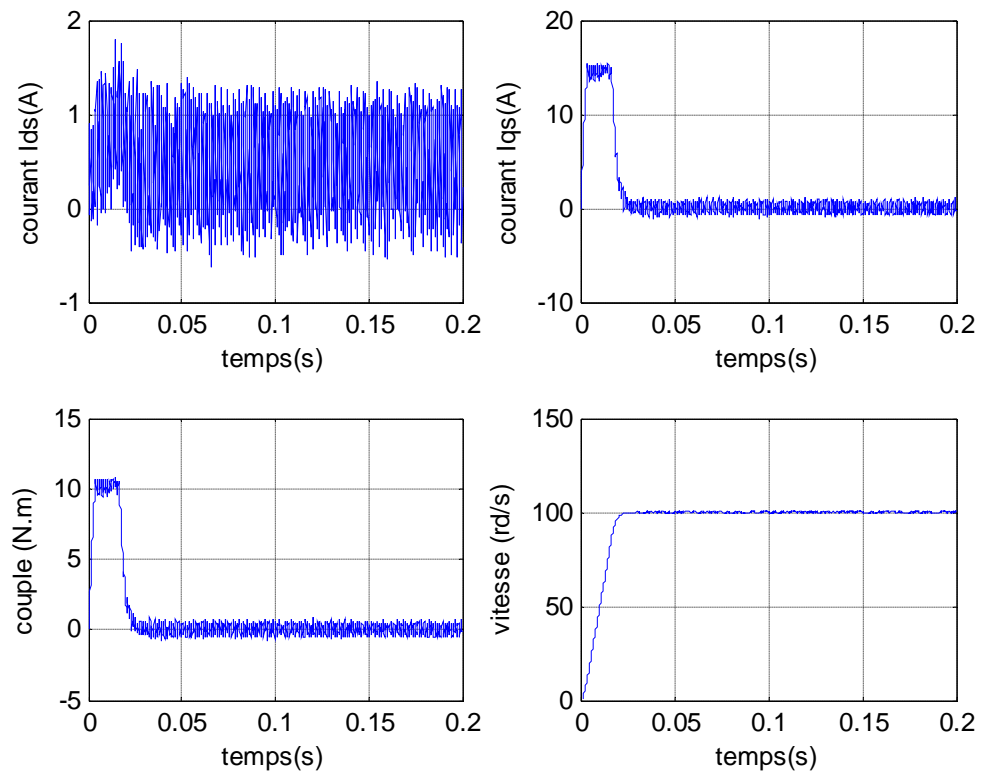


Figure (III.4) Variation des pertes et du rendement en fonction la vitesse

Pour $i_{od} = i_{od\ opt}$

III.7. COMMANDE AVEC OPTIMISATION ENERGETIQUE

Le principe de cette commande est de remplacer le courant i_d calculé dans la commande vectorielle ou bien le DTC par le courant i_d optimal, celui trouvé par l'optimisation des pertes, dans le but d'obtenir le bon de fonctionnement optimal du moteur pour un meilleur rendement et des performances dynamiques très satisfaisantes [5].



Fig(III.5) : Réponse du système à un démarrage à vide avec Iodop

On remarque l'influence du courant i_{odop} sur les allures des couples et des courants, on a une minimisation des ondulations de couple, le système répond rapidement et la vitesse suit bien sa consigne.

III.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre on a essayé de présenter un modèle pour la minimisation des pertes d'un MSAP. Les résultats obtenus montrent une amélioration du rendement du moteur suite à la minimisation des pertes Joules et Perte fer.

La commande vectorielle du MSAP en utilisant la valeur du courant i_d optimal, donne des réponses améliorées par rapport à ceux avec $i_d=0$, particulièrement au niveau des ondulations du couple

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté consiste à étudier un modèle de modélisation des moteurs synchrones à aimants permanents. Le choix de la machine synchrone à aimants résulte du constat qu'à l'heure actuelle la supériorité des machines à aimants sont prouvées dans plusieurs domaines industriels par rapport à d'autres types de machines. La grande puissance volumique des MSAP est particulièrement bien adaptée aux systèmes embarqués qui doivent être légers (Positionnement, satellites, robotiques, transport aérien, véhicules hybrides...).

Pour l'amélioration des performances dynamiques des moteurs à aimants permanents, nous avons utilisé une stratégie de commande vectorielle. Cette lois de commande utilisée, permis d'améliorer mieux les performances des moteurs MSAP, et aussi de contrôler le couple et la vitesse afin d'avoir des réponses dynamiques très rapides surtout pour la vitesse et réduire les oscillations du couple.

Plusieurs techniques existent pour la minimisation des pertes des machines (particulièrement les pertes fer et les pertes Joules) et qui ont été l'objet de plusieurs études. La technique utilisée dans cette étude repose sur l'optimisation du courant i_{od} , vue que ces pertes sont variables en fonction de ce courant. Certaines techniques annulent le courant i_{od} , ou on obtient une amélioration des pertes, mais en cherchant la valeur optimale de ce courant pour un minimum de pertes (la recherche du courant optimal i_d avec la condition $(\partial P_e / \partial i_{od} = 0)$), nous pouvons améliorer mieux le rendement des machines à aimants permanents et par la suite on peut améliorer le contrôle de ces types de machines.

Bibliographie

- [1] Djemal Rahem « Contribution a l'étude du champ magnétique dans des pièces ferromagnétiques en utilisant des méthodes numériques : application a l'analyse des performances des machines à aimants permanents et a reluctance variable » Thèse du Doctorat, Université de Batna ; 2007.
- [2] Benbrahim Amel « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents » Mémoire de Magistère, Université de Batna.2009.
- [3] Boukhers Djamil « Optimisation d'un système d'énergie photovoltaïque au pompage» Mémoire de Magistère, Université Mentouri de Constantine 2007.
- [4] Abdellaoui Hasina « étude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques » Mémoire de Magister, Université mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou.
- [5] Kemassi Belkhir « Etude des techniques de commande de la machine synchrone avec minimisation des pertes » Centre Universitaire Oum El Bouaghi 2005.
- [6] G.Lacroux « les aimants permanents » TEC et DOC , Lavoisier , 1989.
- [7] ph. Lamelot, j.guezel « les aimants permanents rendent les moteurs economies » Technologie et Innovations ,2007.
- [8] Y.Boutora « calcul d'une BDCM excitée par des aimants à aimantation parallèle »Mémoire de Magister, Université Mouloude Mammeri de Tizi –Ouzou, 2001.
- [9] N.Bernard « Machine synchrone : de la boucle ouverte à l'autopilotage » Revue 3EI, septembre 2002 ,PP.24-39.
- [10] P.Bastiani « Stratégies de commande minimisant les pertes d'une ensemble convertisseur –machine alternative : application à traction électrique ».Thèse de Doctorat à L'INSA de Lyon , 2001.
- [11] Mr Choug Noureddine « Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel » Mémoire de Magistère, Université de Batna.2011.

[12] F. Khatounian « Contribution a la Modélisation, L'Identification et à la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents » Thèse de Doctorat, De L'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2006.

[13] Merzoug Med Salah « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'un machine synchrone à aimant permanents (MSAP) » Mémoire de Magistère, Université de Batna.

[14] G. Séguier et R. Bausière, « les convertisseurs de l'électronique de puissance », la Conversion continu-alternatif Tome 4, deuxième édition, Lavoisier TEC II DOC.

ANNEXE

ANNEXE

PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Les paramètres de la machine synchrone a aimants permanents utilisés sont donnés par

1-Caractéristique de la machine :

Û Tension d'alimentation	$V/U=220/380V$
Û Fréquence	$f = 50Hz$
Û Couple résistant nominal	$C_r = 2N.m$
Û Nombre de paire de pôles	$P = 3$

2-Paramètres électriques :

Û Résistance d'une phase statorique	$R_s = 1.4 \Omega$
Û Inductance magnétique	$L_{ds} = 0.0066 H$
Û Inductance magnétique	$L_{qs} = 0.0058 H$
Û Flux total de l'enroulement d'excitation	$\phi_f = 0.1546 wb$

3-Paramètres mécaniques :

Û Moment d'inertie	$J = 0.00176 Kg.m^2$
Û Coefficient de frottement	$f = 0.00038818 Kg.m^2/s$