

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Machines Electriques

Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:**

MASTER

Mémoire préparé au laboratoire de Génie Électrique de Biskra LGEB
dans le cadre du projet nationale de recherche PNR 10

Thème

*Commande Vectorielle d'une Machine
Synchrone à Aimants Permanents*

Présenté par :
BRAHIMI Abdelfatah
Soutenu le : 05 Juin 2012

Devant le jury composé de :

Mr BOUREK Amor

Mr MENACER Arezki

Mr GOLEA Amar

M.C.A

M.C.A

Pr

President

Encadreur

Examineur

Année universitaire : 2011 / 2012

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Machines Electriques

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Mémoire préparé au laboratoire de Génie Électrique de Biskra LGEB
dans le cadre du projet nationale de recherche PNR 10

Thème

*Commande Vectorielle d'une Machine
Synchrone à Aimants Permanents*

Présenté par :

BRAHIMI Abdelfatah

Avis favorable de l'encadreur :

Mr. MENACER Arezki

Avis favorable du Président du Jury

Mr BOUREK Amor

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : électrotechnique
Option : Machines Electriques
Mémoire préparé au laboratoire de Génie Électrique de Biskra LGEB
dans le cadre du projet nationale de recherche PNR 10

Thème :

Commande Vectorielle d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents

Proposé et dirigé par : Mr. MENACER Arezki

RESUMES

Dans ce mémoire, on présente la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanent alimentée a travers un onduleur de tension à MLI sinusoïdale est cela en utilisant les régulateurs de type PI, dans le but de d'assurer un fonctionnement de la machine à vitesse variable insensible à la variation de charge.

ملخص

في هذه المذكرة، قمنا بتقديم التحكم الشعاعي لماكنة متزامنة ذات مغناطيس دائم مغذات بموج الجهد ذات تقنية MLI الجيبية وذلك باستعمال المعدلات التناسبية التفاضلية و هذا من أجل الحصول على اشتغال الماكنة بسرعة متغيرة دون ان تتأثر الناتج عن تغير الحمولة.

Remerciements

Je remercie vivement mon encadreur Dr. Menacer Arezki pour sa disponibilité tout au long de ce travail son aide précieux, les conseils et les orientations durant la réalisation de ce travail.

Je tiens aussi à remercier Melle *AKROUT Zahia* Doctorante LMD au laboratoire LGEB de Biskra, université de Biskra pour son aide en programmation et orientation précieuse.

Je tiens tout particulièrement à remercier les enseignants du département électrotechnique pour leur disponibilité et encouragement, ainsi que tous les enseignants qui ont contribué à ma formation.

Mes reconnaissances vont aussi à messieurs les membres de jury, pour l'honneur qu'ils auront fait en acceptant de juger ce modeste travail.

A decorative scroll with a green and yellow gradient background. The scroll is tied with a brown ribbon at the top left. On the right side, there is a vertical floral arrangement with red and purple flowers. At the bottom left, there is a large red scallop shell with two pearls inside, surrounded by more flowers and a string of pearls. The scroll is unrolled, showing the text in the center.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mon dieu

A ma très chère mère

A mon très chère père

A mes chères sœurs, frère.

A mes tantes et oncles

A toute ma famille

A tous mes amis

ABDEL FATAH

Listes des figures

Liste du figure

Chapitre I : Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents.

Figure 1.1: Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents.	4
Figure. 1.2: Illustration d'une courbe B-H des aimants	6
Figure 1.3: Caractéristique des aimants	8
Figure 1.4: Moteur à rotor intérieur	11
Figure 1.5: Moteur à rotor extérieur	12
Figure 1.6: Moteur à entrefer axial	12
Figure 1.7: Aimants plans convexes	13
Figure 1.8: Aimants périphériques en surface	13
Figure 1. 9: Rotors à concentration de flux	14

Chapitre II : Modélisation et simulation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Figure 2.1: Schéma de la machine synchrone	18
Figure 2.2: Schéma de la machine synchrone dans le référentiel (d,q)	20
Figure 2.3: Schéma bloc de la MSAP	23
Figure 2.4: Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé	24
Figure 2.5: Génération des Signaux de commande PWM de l'onduleur	25
Figure 2.6: Résultats de simulation de la $MSAP$ alimentée par un réseau triphasé équilibré avec application d'un couple de charge $Cr=6N.m$ à $t = 0.5s$	27

Chapitre III : Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents.

Figure 3.1.: Principe de la commande vectorielle	29
Figure 3.2: Schéma principal de la commande vectorielle des MSAP	30
Figure 3.3: Schéma global de simulation de la commande vectorielle avec régulateur (PI)	30
Figure 3.4: Modèle de la MSAP	31
Figure 3.5.: Reconstitution des tensions vd et vq	32
Figure 3.6: Principe de découplage par compensation	32
Figure 3.7: Boucle de courant régulée par un régulateur PI	33
Figure 3.8: Schéma bloc de la boucle de régulation en cascade position/vitesse	35
Figure 3.9: Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge à $t=0.5s$	37
Figure 3.10: Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse	38

SOMMAIRE

SOMMAIRE

Introduction générale	1
Chapitre I. Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents	
I.1. INTRODUCTION	3
I.2. MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS (MSAP)	3
I.2.1. Structure	3
I.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES MSAP	4
I.3.1. Avantages	4
I.3.2. Inconvénients	4
I.4. DOMAINES D'APPLICATION	5
I.5. LES AIMANTS PERMANENTS	5
I.5.1. Caractéristique de désaimantation	6
I.5.2. Causes de la désaimantation	7
I.6. MATERIAUX DES AIMANTS PERMANENTS	7
I.7. ALIMENTATION DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS	9
I.7.1. Machine à f.é.m. trapézoïdale	9
I.7.2. Machine à f.é.m. sinusoïdale	9
I.8. COUPLE DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS	10
I.9. DIFFERENTS TYPES DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS	10
I.9.1. Machine à rotor intérieur	11
I.9.2. Machine à rotor extérieur	11
I.9.3. Machine à entrefer axial	12
I.10. DIFFERENTS TYPES DE ROTOR	12
I.10. 1. Structure sans pièces polaires « Spp »	13
I.10.2. Structure avec pièces polaires " App" (à aimantation tangentielle)	13
I.10.2. 1. Structure avec pièces polaires et concentration de flux	14
I.10.2. 2. Structure avec pièces polaires sans concentration de flux	14
I.11. PRINCIPE DE L'AUTOPILOTAGE	14
I.12. CAPTEURS DE POSITION	15
I.13. CONCLUSION	15

Chapitre II: Modélisation et simulation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)	
II.1. INTRODUCTION	16
II.2. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	16
II.3. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS	16
II.3.1. Mise en équation de la machine synchrone	17
II.3.1.1 Equations électriques	18
II.3.1.2 Equations magnétiques	18
II.3.2 Transformation de Park	19
II.3.3. Modèle de la MSAP dans le référentiel de Park	20
II.3.4. Equations mécaniques	20
II.3.5. Mise sous forme d'équation d'état	21
II.4. MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE	22
II.4. 1. Modélisation de l'onduleur	22
II.4.2. Principe de la stratégie de commande	23
II.5. RESULTATS DE SIMULATION	24
II.6. CONCLUSION	27
Chapitre III:Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)	
III.1. Introduction	29
III. 2. Principe de la commande vectorielle de la MSAP	29
III.3. Schéma global de simulation	30
III.3.1. Technique de découplage	31
III.3.2. Découplage par compensation	31
III.3.3. Contrôle des courants	33
III.3.4. Contrôle de la vitesse	33
III.3.5. Contrôle de la position	35
III.4. RESULTATS DE SIMULATION	36
III.5. CONCLUSION	39
Conclusion générale	40
Bibliographie	
Annexe	

Introduction Générale

Introduction Générale

La machine à courant continu reste parmi les machines les plus utilisées particulièrement comme actionneur, du fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, sa mise en équation en terme de modélisation, ses performances statiques et dynamiques exceptionnelles.

En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteurs et courant d'induit) quasiment indépendantes et indépendantes de la vitesse et de la position du rotor [1]. Cependant, la fragilité du système balais collecteur a toujours été un inconvénient de la machine à courant continu (M.C.C), ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin de remédier à ses inconvénients.

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

La mise au point des aimants permanents à base de terre rare, le développement de l'électronique de puissance et la progression des organes de commande numérique à fort degré d'intégration ont ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande. Parmi les nombreuses méthodes de commande développées dans la littérature technique, la commande vectorielle par orientation du flux de la machine synchrone à aimants permanents permet d'envisager des variateurs de vitesse à courant alternatif très compétitifs et aussi performants que les variateurs à courant continu.

En revanche, lorsque des performances dynamiques élevées sont requises, les commandes classiques montrent vite leurs limites. En effet l'une des principales difficultés rencontrées dans la commande des procédés est la présence de retard dus essentiellement aux caractéristiques physiques du système à contrôler (constante de temps d'éléments chauffants, acquisition-conversion de signaux...). Ces retards sont souvent la cause de problèmes rencontrés lors de l'application de commande classique.

Dans ce travail, on s'intéresse à présenter la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanent, dans le but de réaliser un fonctionnement à vitesse variable de la machine indépendamment de la charge à travers la régulation assurée par les régulateurs de type PI, pour cela, le mémoire est structuré en trois chapitres:

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

Le deuxième chapitre présente la modélisation et la simulation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

Le troisième chapitre traite la commande vectorielle par orientation du flux de la machine à aimants permanents, quelques résultats de simulation sont présentés.

En fin une conclusion générale montrant les principaux résultats obtenus et les perspectives futur pour la continuation de ce sujet.

Chapitre I

Généralités sur les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)

I.1. INTRODUCTION

Dans l'industrie, le moteur synchrone à aimants permanents essaye de plus en plus de remplacer le moteur à courant continu dans les applications où l'on cherche des performances dynamiques et statiques très élevées avec des puissances importantes [1].

Ce type de moteur s'impose sur le marché en raison de sa simplicité de commande et sa puissance massique élevée, 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 un inducteur bobiné [2].

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

De nombreuses tentatives ont été faites par des chercheurs pour réaliser des machines 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 [3].

I.2.1. Structure

La machine synchrone est constituée 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.

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.

Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [2].

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

La figure (1.1), présente une structure d'une machine synchrone à aimants en surface.



Figure 1.1: Structure d'une machine 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 : à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone.

Parmi ces avantages, on peut citer [4], [5]:

- Meilleures caractéristiques thermiques, la localisation des pertes joules et des pertes fer au stator simplifie le refroidissement de la machine,
- Puissances massiques et volumiques importantes,
- Un rendement et facteur de puissance élevé,
- Aucun courant d'excitation (30% de pertes en moins),
- Une capacité à fonctionner à haute, voire très haute vitesse.

I.3.2. Inconvénients [6], [7]

Dans la machine synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.

- Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple.

La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe et de capteur de courant sophistiqué (coûteux). La commutation trapézoïdale, permet d'utiliser un contrôleur et des capteurs de courant plus simples et moins coûteux (exemple: capteur à effet hall), mais implique la présence de fortes pulsations de couple.

- La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare. Ces aimants présentent de très grandes qualités (champs coercitifs, tenus en chaleur, etc.) par rapport aux aimants "ferrites" mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé,
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. A cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant,
 - Risque de désaimantation (irréversible): limite de température maximale, courant maximum, défluxage possible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage,
 - Pertes par courants de Foucault dans les aimants.

I.4. DOMAINES D'APPLICATION

Les moteurs brushless sont largement utilisés dans l'industrie, en particulier dans les servomécanismes des machines outils et en robotique où ils ont remplacé les machines à courant continu.

Ils équipent en particulier les disques durs et les graveurs de DVD des ordinateurs. Ils sont également très utilisés en modélisme pour faire se mouvoir des modèles réduits d'avions, d'hélicoptères (aéromodélisme et voitures). Une forme simplifiée et populaire de ces technologies est utilisée dans les ventilateurs assurant le refroidissement des micro-ordinateurs [8].

Toutefois leur domaine d'utilisation privilégié reste les puissances à quelques dizaines de kilowatts où l'aimant permanent permet d'obtenir à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné [9].

I.5. LES 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 [5].

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'hexa ferrite (AFe où A=Ba, Sr, Pb,...).

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 (figure 1.2).

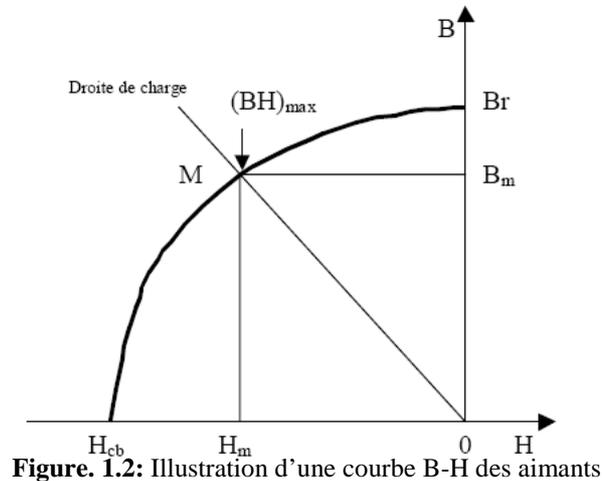


Figure. 1.2: Illustration d'une courbe B-H des aimants

Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente B_r
- Le 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 est le produit $(BH)_{max}$, ce produit est couramment appelé "Energie spécifique de l'aimant". Cette énergie caractérise la qualité du matériau, car l'énergie spécifique est inversement proportionnelle au volume de l'aimant. Donc pour un entrefer donné, le volume d'aimant est d'autant plus faible que l'énergie spécifique est élevée.

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". Si 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 [10].

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 :

- **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 distingue généralement deux sortes de diminutions [3], [12]:

- **Diminutions réversibles d'induction** : elles sont annulées par le retour de l'aimant à la température initiale. 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 permanent 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 matériau constitués d'ensembles de moments orbitaux et de spin d'électrons [11].

Les matériaux pour aimants permanents les plus utilisés dans les machines électriques sont classés en trois catégories [2], [12] :

- **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 valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les Ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût.

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

- **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 les systèmes de détection à travers des champs magnétiques.

- **Les terres rares:** Ce sont des matériaux très abondants dans la nature. Ils sont les meilleurs matériaux pour les aimants performants. Etant caractérisés par un champ coercitif supérieur à celui des ferrites et une densité d'énergie très importante, ils sont recommandés pour les structures 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 coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

Les Nd-Fe-B ont des performances supérieures aux SmCo et sont beaucoup moins coûteux, mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C) [12].

Matériaux	B_r en Tesla	H_c en kA/m	T° de Curie en °C	Remarques diverses
Ferrites	0.2 à 0.4	200	30	Les moins chers
Alnico	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 (1.3) présente la caractéristique $B(H)$ de certains types d'aimants.

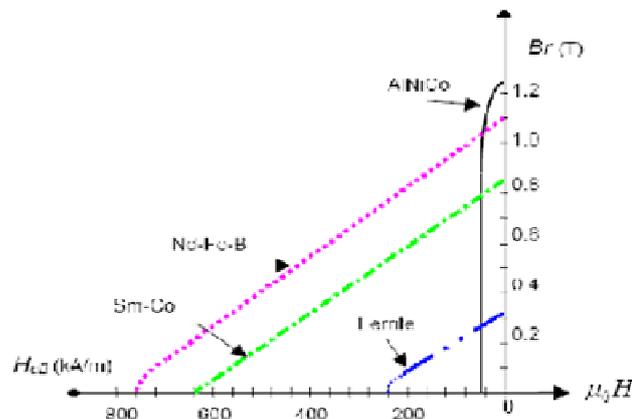


Figure 1.3: Caractéristique des aimants

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 coût associé, on préfère employer les aimants (Nd-Fe-B) [12].

Au-delà des avantages des aimants permanents, nous avons estimé qu'il est important de signaler quelques difficultés et inconvénients propres à leur manipulation [11].

- Le placement des aimants sur le rotor est sujet à des difficultés dues aux forces d'attraction-répulsion de ces derniers entre eux et avec le noyau ferromagnétique (rotor),
- Les matériaux composés de terre rare sont inflammables et l'extinction ne doit pas se faire, s'ils prennent feu, avec de l'eau,
- Une cassure des aimants entraîne un rejet brutal et violent des parties brisées pouvant blesser l'opérateur et entraîner quelques dégâts pour le matériel,
- Un simple mouvement manuel du rotor suffit à engendrer une f.é.m. aux bornes des plaques du stator, laquelle pourrait être néfaste pour l'opérateur.

I.7. ALIMENTATION DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

Ces machines sont regroupées en deux grandes familles: les machines dont la force électromotrice (f.é.m.) est sinusoïdale et les machines dont la f.é.m. trapézoïdale [13].

I.7.1. Machine à f.é.m. trapézoïdale

Pour les machines dites à f.é.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.

I.7.2. Machine à f.é.m. sinusoïdale

Pour obtenir un couple constant, les courants d'alimentation doivent être également sinusoïdaux, les actionneurs correspondant c'est-à-dire les ensembles 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 grandes performances qui demandent une grande qualité de couple. Mais rien n'empêche, en pratique, d'alimenter une machine à f.é.m. trapézoïdales en courant sinusoïdaux et vice-versa. L'intérêt des associations précédentes est généralement d'offrir les qualités attendues pour l'application (faible coût avec les premières, grande qualité de couple avec les secondes).

I.8. COUPLE DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

En général, le couple total développé par les machines à aimants permanents est composé de trois types:

- **Couple de détente:** Lorsque les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réluctance variable. Cette variation entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l'on appelle couple de détente. Pour tenter de l'annuler, les encoches peuvent être inclinées d'un pas d'encoche, mais cela rend plus difficile l'opération de bobinage. Il est préférable d'incliner les aimants (ou l'aimantation des pôles) plutôt que les encoches.

- **Couple réluctance:** Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statoriques en fonction de la position du rotor.

Il faut noter que dans le cas d'aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réluctance quelle que soit la position du rotor. Il n'y a pas donc pour ces moteurs de couple de réluctance à prendre en compte.

- **Couple mutuel:** Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

I.9. DIFFERENTS TYPES DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

Il existe de nombreuses configurations des machines synchrones à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible.

Il sera donc préférable d'utiliser une machine à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible,

telle que la motorisation d'un disque magnétique, une machine à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable [14].

Trois grandes familles existent: les machines à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

I.9. 1. Machines à rotor intérieur

La machine à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. La figure (I.4) montre un exemple d'une machine à rotor intérieur.

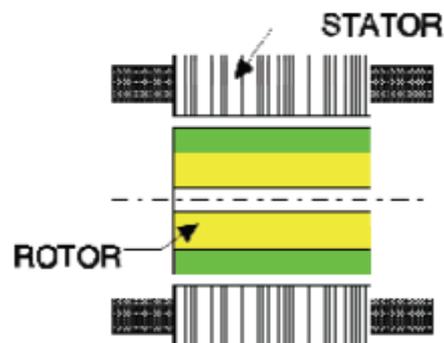


Figure 1.4: Machine à rotor intérieur

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

I.9. 2. Machines à rotor extérieur

La figure (I.5) présente la section d'une machine à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.

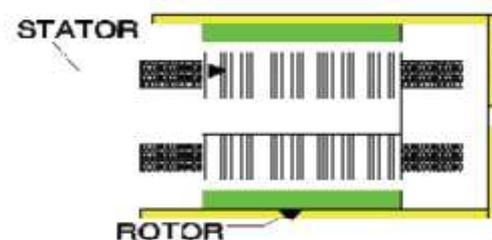


Figure 1.5: machine à rotor extérieur

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication.

Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

I.9. 3. Machines à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure (1.6) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

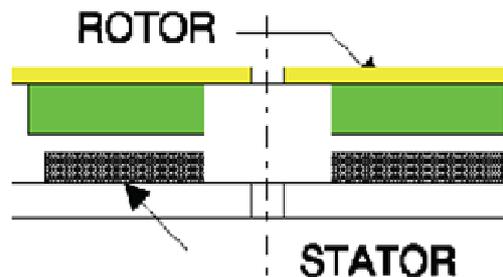


Figure 1.6: machine à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault.

Les avantages de la machine à entrefer axial sont: un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactif à faible vitesse.

I.10. DIFFERENTS TYPES DE ROTOR

Selon leurs inducteurs, on distingue principalement deux types de machines synchrones à aimants permanents, celles à pôles lisses et celles dites à pôles saillants.

Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configuration est envisageable, et ce en agissant sur le sens de l'aimantation, les formes géométriques des aimants et leur disposition au niveau de l'entrefer.

I.10. 1. Structure sans pièces polaires "Spp"

Dans cette structure, les aimants sont généralement disposés sur la périphérie du rotor. Celui-ci est un matériau ferromagnétique pour assurer la canalisation du flux. Le champ inducteur au niveau de l'entrefer n'est dû alors qu'au seul aimant voisin.

L'induction magnétique peut être considéré comme quasi-constant en fonction de la position du rotor et les inductances propres et mutuelles sont indépendantes de la position du rotor. La machine est à structure magnétique du type pôles lisses [15], [16].

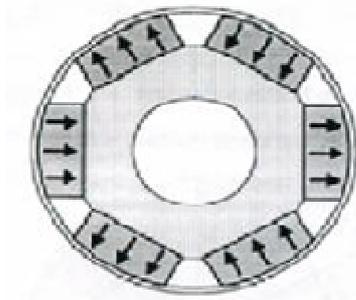


Figure 1.7: Aimants plans convexes

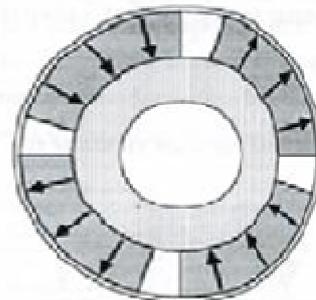


Figure 1.8: Aimants périphériques en surface

La simplicité de réalisation de ces structures les rend particulièrement avantageuses pour des actionneurs performants à faible coût.

La machine adoptant ce type de structure présente [17]:

- Une réaction d'induit réduite,
- L'effet de saillance peut-être négligé par le fait que la perméabilité des aimants avoisine celle de l'air,
- L'inductance de l'induit est indépendante de la position.

I.10.2. Structure avec pièces polaires "App" (à aimantation tangentielle)

La saillance permet d'augmenter le couple maximal et d'améliorer les performances de la machine tout en réduisant le volume des aimants.

L'inductance de l'enroulement statorique est variable avec la position du rotor. La valeur de l'inductance suivant l'axe polaire est inférieure à celle suivant l'axe interpolaire ($L_q / L_d > 1$) à cause de la réluctance qui est plus importante suivant l'axe longitudinal.

On peut distinguer deux types de machines avec pièces polaires [19], [20].

I.10.2. 1. Structure avec pièces polaires et concentration de flux

Les rotors à concentration de flux utilisent l'aimantation tangentielle d'aimants, généralement parallélépipédiques disposés entre les pièces polaires contre un arbre amagnétique. Ces derniers réalisent une concentration de flux à condition que le nombre de pôles soit suffisamment élevé, ce qui permet d'augmenter le module du champ de l'entrefer de façon significative.

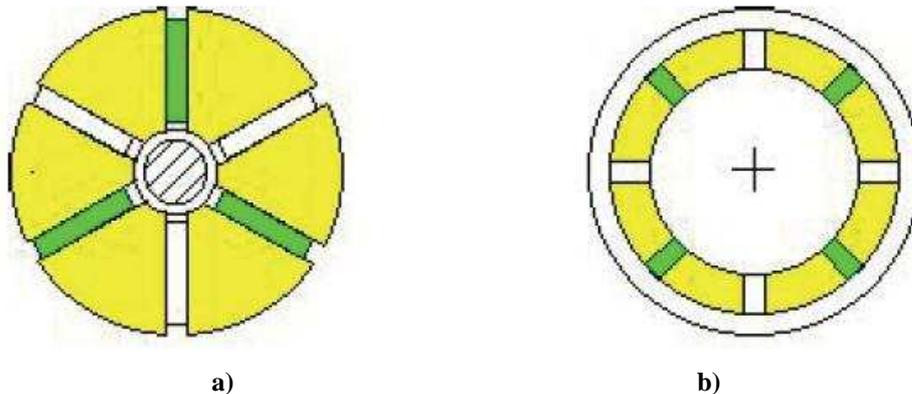


Figure 1. 9: Rotors à concentration de flux

Les figures (1.9.a) et (1.9.b) présentent deux rotors à concentration de flux. Les aimants sont rectangulaires et à aimantation parallèle. Le flux créé par ces aimants est canalisé par les pièces polaires qui dirigent le champ utile, ce qui permet d'avoir une machine de dimensions réduites. Cette configuration est utilisée sur les machines de forte puissance à forme d'onde sinusoïdale, qui nécessite une puissance volumique élevée.

De plus, l'insertion des pièces polaires confère à ce type de structure une saillance magnétique du rotor, ce qui engendre un couple de réluctance non négligeable et exploitable pour augmenter le couple massique. En outre, on peut agir sur la forme de l'induction dans l'entrefer en jouant sur le profil des pièces polaires.

I.10.2. 2. Structure avec pièces polaires sans concentration de flux

Les aimants généralement à aimantation radiale sont placés sous des pièces polaires afin de diminuer l'entrefer magnétique en vue d'améliorer les performances de la machine. Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement.

I.11. 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 une 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 [18].

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 en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation. La machine synchrone excitée de manière indépendante entraîne 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.12. CAPTEURS DE POSITION

Quel que soit le type de machine et de l'alimentation associée, le principe d'autopilotage nécessite la synchronisation des grandeurs électriques d'alimentation avec la vitesse de rotation. Les technologies utilisables passent par la mesure de la position du rotor qui peut être optique ou électromagnétique. Les codages envisageables peuvent être de type relatif ou absolu, mais l'alimentation de la MSAP requiert la connaissance de la position absolue [17].

I.13. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents est cela en se basant sur ces différentes structures, ces modes d'alimentation, les caractéristiques des différents aimants permanents constituant le rotor.

Une modélisation et simulation de la machine à aimants permanents et son alimentation seront l'objet du second chapitre.

Chapitre II

Modélisation et simulation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)

II.1. INTRODUCTION

Pendant plusieurs années, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu (MCC) vu le principal avantage qu'il présente et la facilité de sa commande est cela grâce au découplage naturel du flux et du couple. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur parmi d'autres qui limitent de plus en plus son utilisation.

Grâce aux progrès de l'électronique de puissance et l'informatique, le moteur synchrone à aimants permanents a pu s'imposer dans les systèmes d'entraînement. L'apparition d'aimants performants et le développement des composants de l'électronique de puissance ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels à lancer des investigations dans le domaine des associations convertisseurs et machine électrique utilisant le moteur synchrone à aimants permanents.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler (MSAP). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et est basée essentiellement sur la transformation de *Park*. Puisque les machines synchrones dans les systèmes industriels ne sont pas directement alimentées par le réseau électrique, un onduleur de tension est prévu.

II.2. HYPOTHESES 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,
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de *Foucault* sont négligeables,
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable,
- On admet que la *f.m.m* créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

II.3. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

La machine synchrone en générale, est alimentée au stator par des enroulements triphasés et au rotor par une tension continue. Alimentée à fréquence constante, sa vitesse est synchrone avec

le champ tournant et ne dépend que de la fréquence de l'alimentation et du nombre de pôles de la machine.

Au rotor, la bobine d'excitation peut être remplacée par des aimants permanents. Ce type de machine possède un bon rendement puisque les pertes Joule sont localisées au stator. En outre, la compacité du rotor conduit à un bon rapport couple/inertie, autorisant des accélérations élevées. La réalisation du rotor à aimants permanents conduit à deux variantes technologiques selon la disposition des aimants. On distingue ainsi:

- Les machines à aimants superficiels: les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène. Le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor.
- Les machines à aimants permanents enterrés: les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas, les inductances dépendent fortement de la position du rotor.

De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la priorité dans l'entraînement des charges rapides, et possèdent une robustesse mécanique élevée qui leur permet de travailler à des vitesses importantes. Le comportement magnétique de ces machines est similaire aux machines à rotor bobiné et possèdent des valeurs différentes pour les inductances directes et en quadrature. [22], [23]

II.3.1. Mise en équation de la machine synchrone

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation de la machine et ces courants, nous considérons le modèle de la machine synchrone idéal suivant :

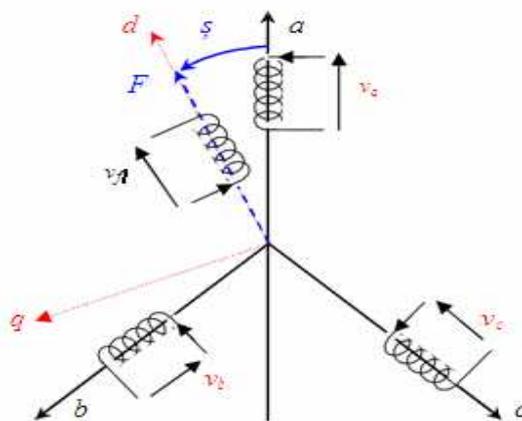


Figure 2.1: Schéma de la machine synchrone

II.3.1.1 Equations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

avec:

R_s : la résistance par phase statorique,

$[v_a \ v_b \ v_c]^T$: Les tensions des phases statorique,

$[i_a \ i_b \ i_c]^T$: Les courants des phases statorique,

$[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$: Les flux totaux à travers les bobines statorique.

II.3.1.2 Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sf}] [I_f] \quad (2.2)$$

On désigne par :

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductances statorique. Elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{s0}]$ et des termes variables dépendant de θ , que nous regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$:

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}]$$

avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}; [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

où :

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statorique,

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

II.3.2 Transformation de Park

Pour éliminer θ de la matrice $[L_{ss}]$; et afin que les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues, les enroulements statorique (a , b , c) sont remplacés par deux enroulements (d , q) en quadrature (figure 2.2). Ce passage est obtenu par la transformation de *Park*.

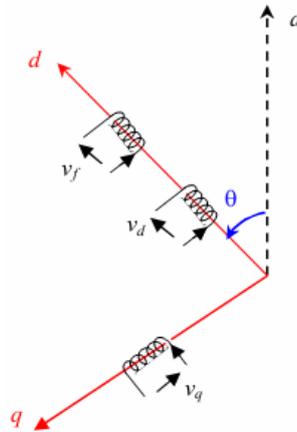


Figure 2.2: Schéma de la machine synchrone dans le référentiel (d,q)

La matrice de passage notée $P(\theta)$:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

et la matrice $P^{-1}(\theta)$ est donnée par :

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

II.3.3. Modèle de la MSAP dans le référentiel de Park

La transformation de *Park* ramène les équations statorique (1.1) dans un référentiel lié au rotor. Donc la machine équivalente est identique à une machine à courant continu ayant l'enroulement f comme inducteur et ayant deux induits en quadrature [24].

Le passage du système triphasé au système biphasé se fait en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_d & V_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_d & I_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_d & \phi_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} \phi_a & \phi_b & \phi_c \end{bmatrix} \end{cases}$$

Alors, le modèle de la machine après la transformation de *Park* est :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega L_q & 0 \\ \omega L_d & R_s + L_q s & 0 \\ 0 & 0 & R_f + L_f s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Ainsi pour la MSAP, le modèle est le suivant :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_f \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Avec la même procédure de calcul pour les équations magnétiques et faisant usage du calcul matriciel précédent et en supposant que le système est équilibré, on aura :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (2.5)$$

ϕ_f : représente le flux des aimants à travers le circuit équivalent direct.

II.3.4. Equations mécaniques

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante:

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (2.6)$$

Avec: f , J , C_r et Ω définissant respectivement le coefficient d'amortissement, le moment d'inertie du rotor, le couple de charge et la vitesse mécanique de rotation.

Le couple électromagnétique C_e est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants au rotor et les pôles engendrés par les *f.m.m* dans l'entrefer générées par les courants statorique. Il est exprimé par :

$$C_e = P \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \phi_f I_q \right] \quad (2.7)$$

II.3.5. Mise sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions (V_d, V_q) , et le flux d'excitation ϕ_f comme grandeurs de commande, les courants statorique (I_d, I_q) comme variables d'état et le couple C_r comme perturbation. A partir des équations (1.4), (1.7), on peut écrire le système d'équations comme suit :

On cherche d'obtenir un système d'équations sous forme d'équations d'état:

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \\ [X] = [I_d \ I_q]^t, [V] = [V_d \ V_q \ \Phi_f]^t \end{cases}$$

[A]: Matrice de fondamentale qui caractérise le système,

[B] : Matrice d'entrée,

[V] : Vecteur de commande,

[X] : Vecteur d'état.

- **Equations électriques :**

Le système peut se mettre sous la forme d'équation d'état suivante:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][V]$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

On peut écrire les matrices [A] et [B] sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

Ces dernières équations constituent la base du schéma bloc de la MSAP (figure 2.3).

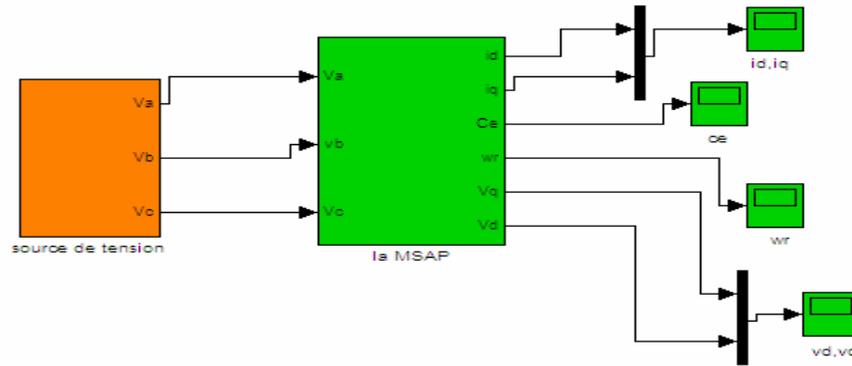


Figure 2.3: Schéma bloc de la MSAP

La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme entre le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statorique "tourne" à la vitesse du rotor. A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile.

II.4. MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE

L'alimentation par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*), s'avère d'un grand intérêt pour la commande des machines électriques. En effet elle permet le réglage en amplitude et en fréquence de la tension d'alimentation et de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés.

II.4. 1. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est une structure utilisée pour l'alimentation en tension moyenne des machines synchrones à aimants permanents et aussi les machines asynchrones de forte puissance fonctionnant en vitesse variable.

La figure (2.4) présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension alimenté à partir d'un réseau triphasé.

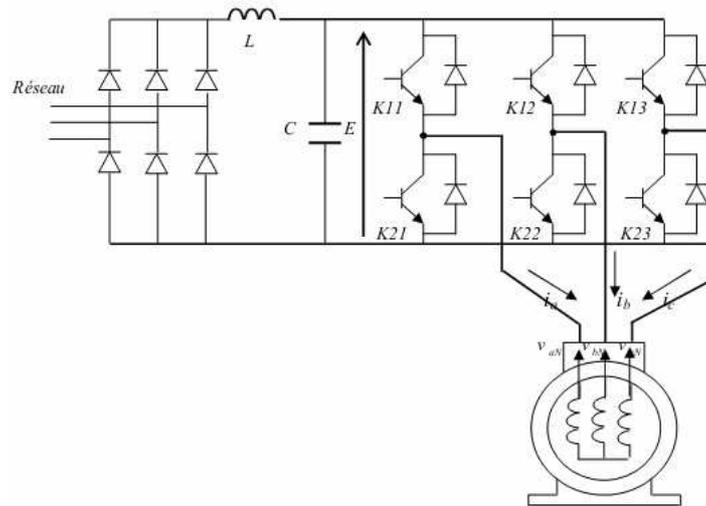


Figure 2.4: Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé

Le filtre L-C, associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension non réversible. L'énergie ne peut donc transiter de la machine au réseau. L'ensemble des transistors constituant l'onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI), impose la fréquence de rotation du champ tournant et l'amplitude de la tension dans la machine. [25]

II.4.2. Principe de la stratégie de commande

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions *MLI* triangulo-sinusoïdale.

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

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux:

Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. [26], [27]

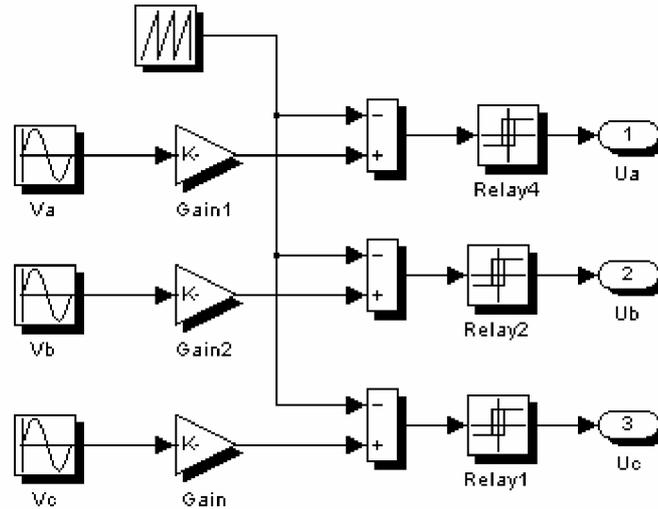


Figure 2.5: Génération des Signaux de commande *PWM* de l'onduleur

Les tensions de références sont les tensions simples $v_s = [v_{aN} \quad v_{bN} \quad v_{cN}]^T$ par rapport au point neutre. Si la charge est équilibrée alors : $v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = 0$,

D'où :

$$\begin{cases} v_{aN} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bN} = \frac{1}{3}(v_{cb} - v_{ab}) \\ v_{cN} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (2.9)$$

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_j définie par:

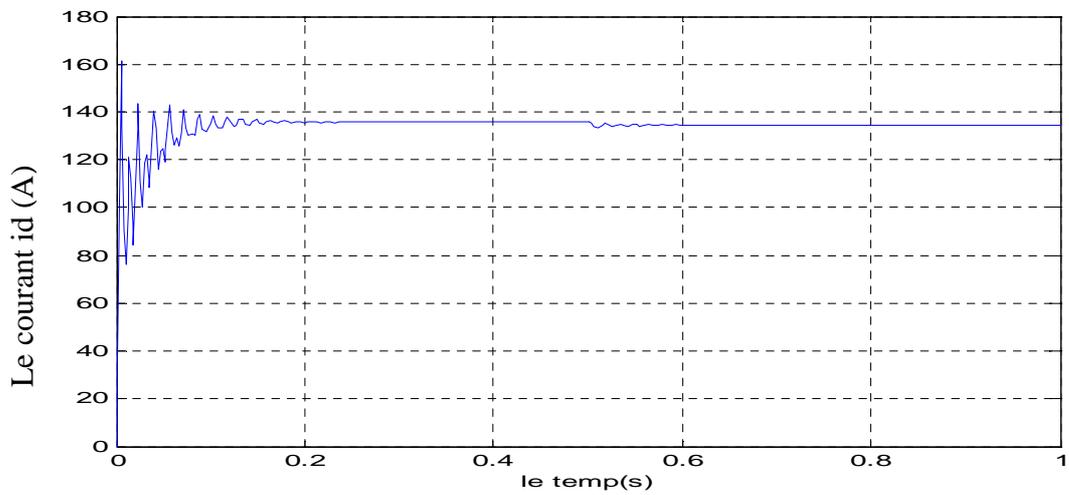
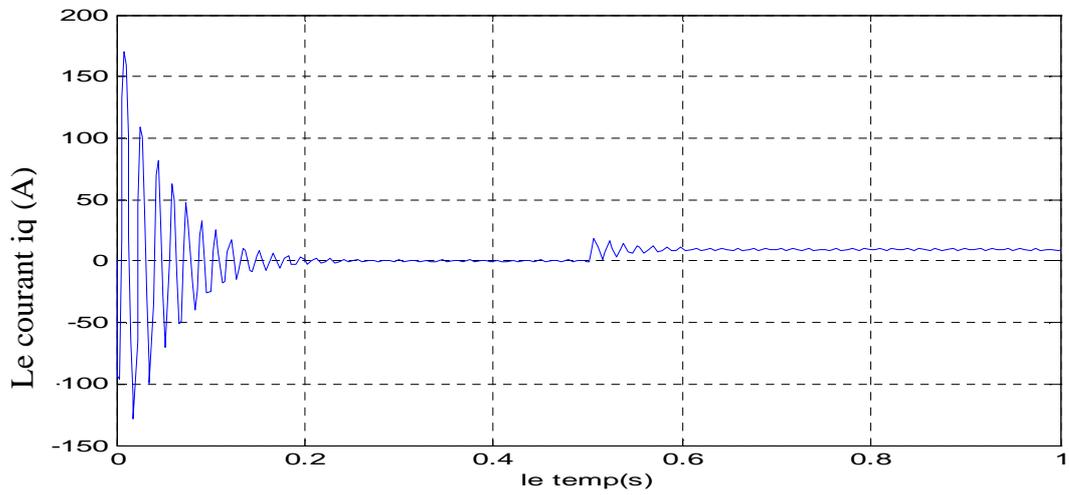
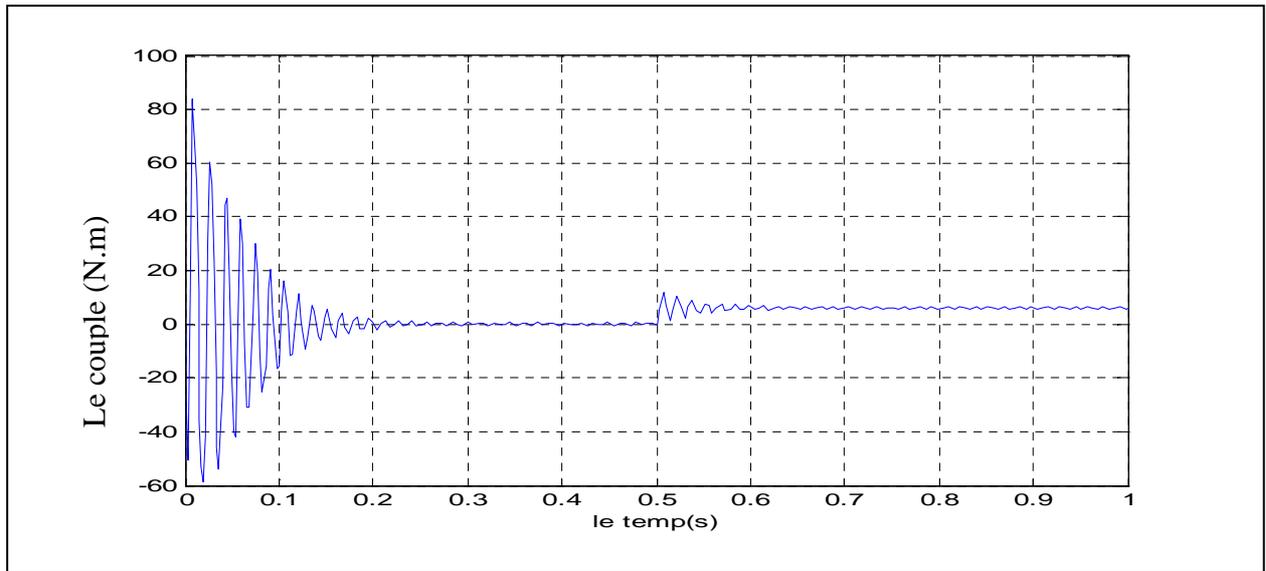
$$F_j = \begin{cases} 1: \text{Interrupteur du demi - bras haut fermé} \\ 0: \text{Interrupteur du demi - bras bas ouvert} \end{cases}$$

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont données par:

$$\begin{cases} V_1 = F_1 E \\ V_2 = F_2 E \\ V_3 = F_3 E \end{cases} \quad (2.10)$$

II.5. RESULTATS DE SIMULATION

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. Les programmes sont testés dans l'environnement *MATLAB*. Pour les paramètres de la machine définis en Annexe.



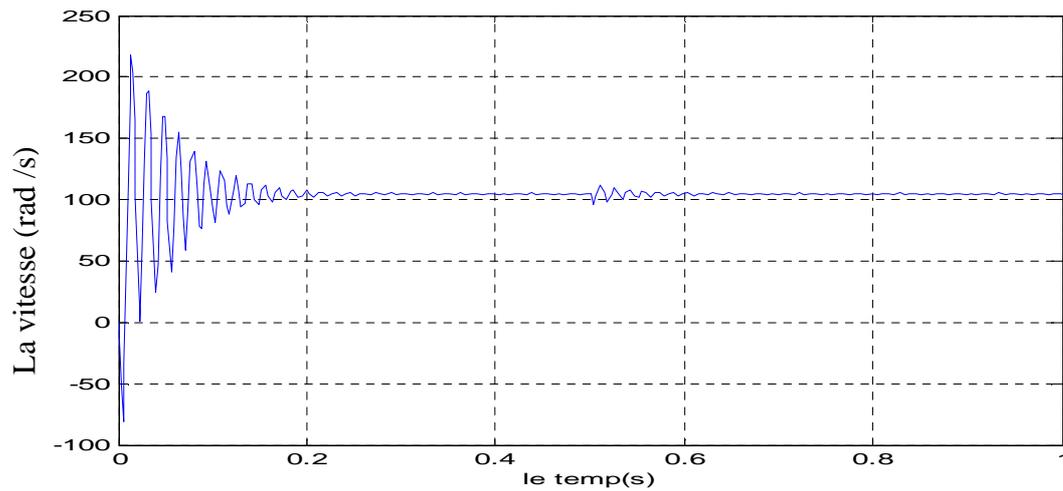


Figure 2.6: Résultats de simulation de la *MSAP* alimentée par un réseau triphasé équilibré avec application d'un couple de charge $C_r=6\text{N.m}$ à $t=0.5\text{s}$

En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone alimentée directement par le réseau 220/380V, avec une augmentation lente de la fréquence à 50 Hz, et sans application du couple de charge. L'examen des courbes montre:

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 104 *rad/sec*. La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée.
- L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide.
- Pour les courants i_d et i_q au début de démarrage on voit des *pics* de courant assez important et cela s'explique par la *F.E.M* qui est due à une faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.
- A $t=0.5\text{s}$, on applique une charge de $C_r = 6 \text{ N.m}$, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

II.6. CONCLUSION

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents triphasé alimenté en tension et le modèle de *Park* (biphasé) équivalent. Sachant que la commande de la machine impose que celle-ci soit soumise à des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude variable. Le convertisseur de tension permet d'imposer un système de tensions triphasées, obtenues à partir d'une tension continue d'entrée.

A partir de ces résultats, on remarque que les performances ne sont pas bon suite à l'application de la charge sans ondulateur de tension, malgré l'apport de la transformation de *Park* dans le sens où le modèle devient plus simple et les non linéarités réduites.

Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques meilleur, on utilise la machine commandée vectoriellement, ce qui est l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III

Commande Vectorielle de la Machine

Synchrone à Aimants Permanents

(MSAP)

III.1. Introduction

Elle est appelée aussi "commande par orientation du flux" et notée FOC (Field Oriented Control). En 1971, BLASCKE a proposé une théorie de commande par champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courants continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établie un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation [28], [29].

Pour réaliser le contrôle, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le courant générant le couple. Ainsi, nous obtenons un modèle de la machine où le flux et le couple électromagnétique sont découplés de sorte que l'on puisse agir sur le couple sans influencer le flux, puisque le couple dépend uniquement du courant i_q . Ce qui va permettre l'obtention de performances considérables, relatives à la réponse du système en régime dynamique semblable à celle des machines à courant continu.

III. 2. Principe de la commande vectorielle de la MSAP

La commande par orientation du flux consiste à orienter le courant suivant l'axe (q). Ainsi, le couple électromagnétique peut être contrôlé par une seule composante en quadrature (i_q). Ceci revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux inducteur, ce qui donne un couple maximal, et de réguler la vitesse par le courant (i_q) via la tension (v_q). Ceci vérifie le principe de la machine à courant continu [30].

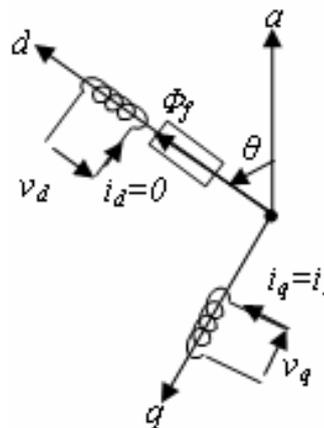


Figure 3.1: Principe de la commande vectorielle

En utilisant l'équation (3. 1), l'expression du couple devient comme suit :

$$C_{em} = P\phi_f i_q \quad (3.1)$$

La commande vectorielle revient 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 les tensions (v_d) et (v_q), il suffit d'imposer les tensions de référence (v_{dref}) et (v_{qref}) à l'entrée de l'onduleur [32]. A l'aide des régulateurs, nous obtenons les courants de référence (i_{dref}) et (i_{qref}). Le schéma bloc du principe de la commande vectorielle de la MSAP est représenté sur la figure (3.2).

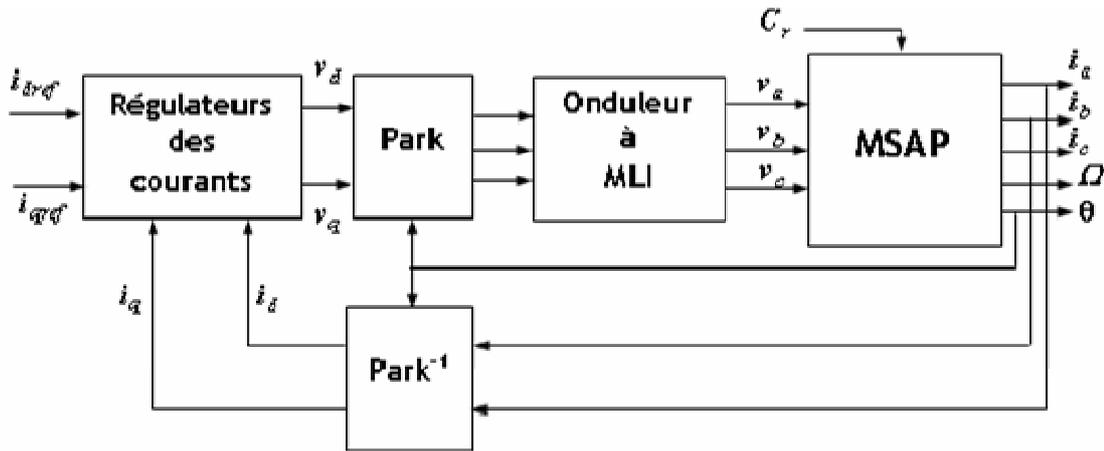


Figure 3.2: Schéma principal de la commande vectorielle des MSAP

III.3. Schéma global de simulation

Le schéma de simulation de la commande vectorielle avec association onduleur et MSAP est représenté par la figure ci-dessous :

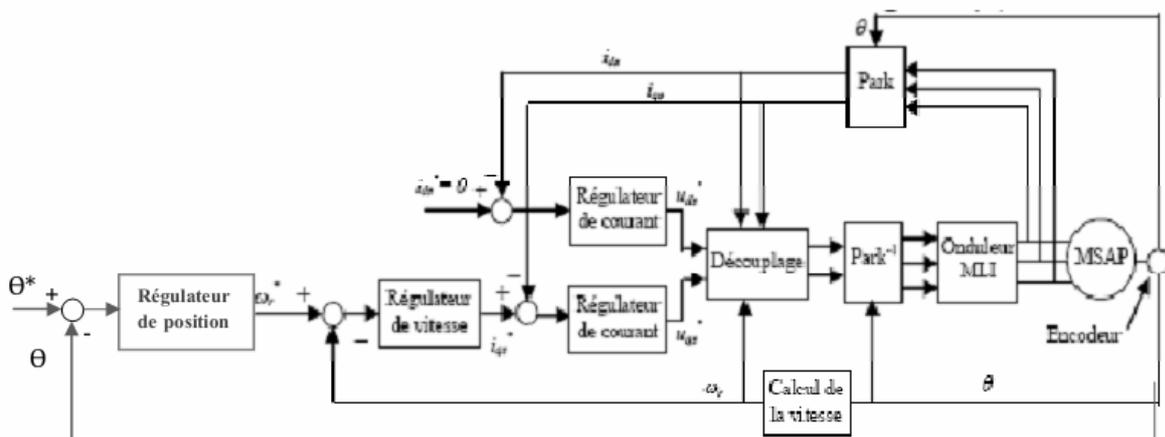


Figure 3.3: Schéma global de simulation de la commande vectorielle avec régulateur (PI)

Lorsque le courant (i_d) est nul, le modèle de la MSAP se réduit à sa représentation sur l'axe (q), identique à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (figure 3.4).

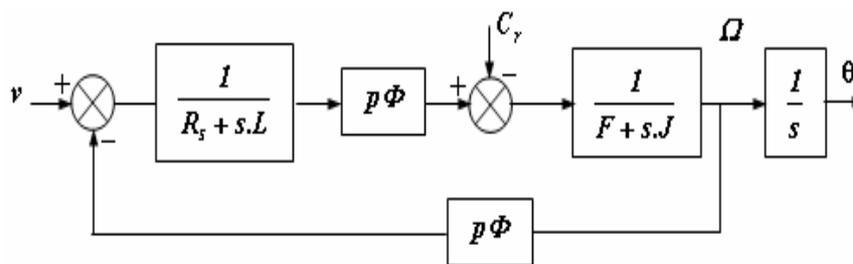


Figure 3.4: Modèle de la MSAP

III.3.1. Technique de découplage

Les lois de commande vectorielle des machines alimentées en tensions présentent des couplages entre les actions sur les axes (d) et (q). Dans un repère (d) et (q) avec l'axe (d) aligné sur le flux rotorique, nous avons les équations suivantes [29], [31], [32]:

$$\begin{cases} v_d = \left(L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \right) - \omega_r L_q i_q \\ v_q = \left(L_q \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \right) + \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (3.2)$$

Pour découpler l'évolution des courants i_d , i_q par rapport aux commandes, nous allons définir des termes de compensation F_{em_d} , F_{em_q} telle que:

$$\begin{cases} v_d = v_{d1} - F_{emd} \\ v_q = v_{q1} + F_{emq} \end{cases} \quad (3.4)$$

avec :

$$\begin{cases} v_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \\ v_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \end{cases} \quad (3.5)$$

et :

$$\begin{cases} F_{emd} = \omega_r L_q i_q \\ F_{emq} = \omega_r (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (3.6)$$

III.3.2. Découplage par compensation

Les équations (3.2) montrent que v_d et v_q dépendent des courants à la fois sur les axes (d) et (q). Nous sommes donc amenés à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes de compensation F_{em_d} et F_{em_q} .

Les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de v_d et le courant i_q ne

dépend que de v_q . Leurs expressions s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} i_d = \frac{v_{d1}}{r_s + sL_d} \\ i_q = \frac{v_{q1}}{r_s + sL_q} \end{cases} \quad (3.7)$$

Les tensions v_d et v_q sont alors reconstituées à partir des tensions v_{d1} et v_{q1} et illustrées sur la figure (3.5) :

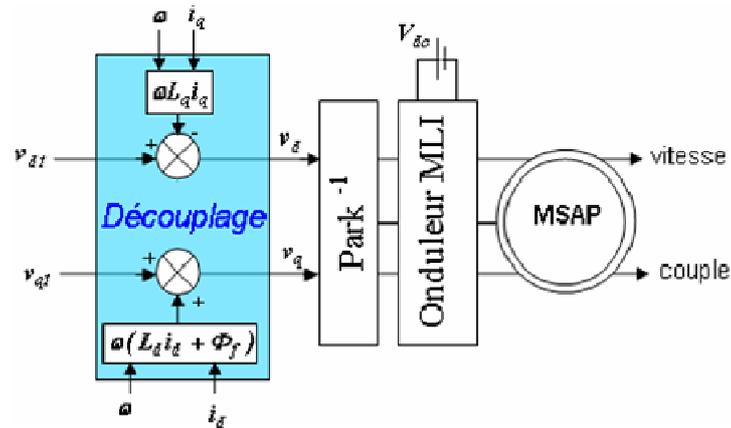


Figure 3.5.: Reconstitution des tensions v_d et v_q

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI. Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure (3.6).

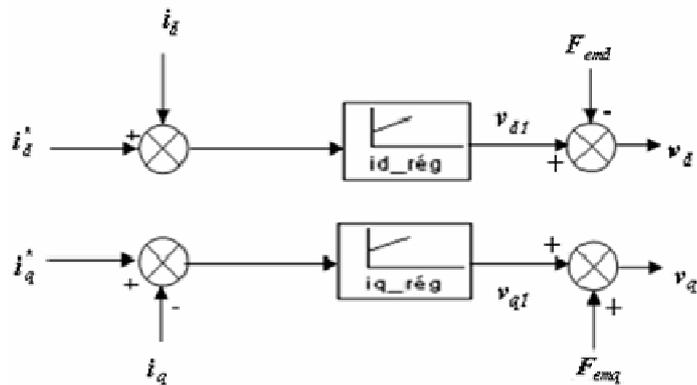


Figure 3.6: Principe de découplage par compensation

Sur le schéma de principe précédent, v_{d1} et v_{q1} représentent les tensions à la sortie des régulateurs des courants i_d et i_q .

III.3.3. Contrôle des courants

Puisque la dynamique des courants, selon les axes d et q, est du premier ordre, il est judicieux de choisir un correcteur de type Proportionnel Intégral PI dont la fonction de transfert est [30], [32], [36]:

$$C(s) = K_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.8)$$

k_p et k_i respectivement l'action proportionnelle et intégrale du régulateur. La boucle de courant peut être représentée par la figure (3.7)

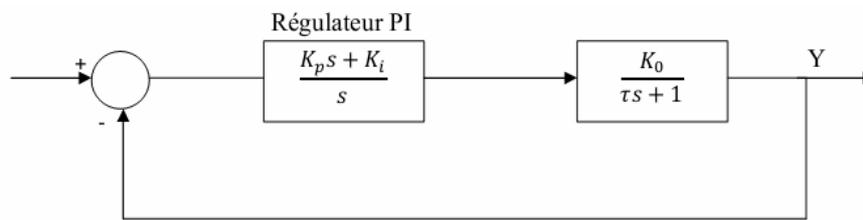


Figure 3.7: Boucle de courant réglée par un régulateur PI

Pour déterminer les paramètres K_p et K_i du correcteur, il suffit de compenser la dynamique du système par le zéro introduit par ce dernier. Donc, les paramètres de réglage qui en résultent prennent la forme :

$$\begin{cases} k_p = k_i \tau_e \\ k_i = \alpha \frac{r_s}{\tau_e} \end{cases} \quad (3.9)$$

Représente la constante de temps de la partie électrique et caractérise l'accélération de la boucle de courant et correspond au rapport entre la dynamique réelle et la dynamique souhaitée.

III.3.4. Contrôle de la vitesse

Une fois la régulation de la boucle du courant est validée, il est alors possible de mettre en place, en cascade une boucle de vitesse souhaitée. La vitesse est commandée au moyen d'un régulateur de type PI. Notre choix pour un tel régulateur est guidé par [33] :

- L'amélioration de sa stabilité en boucle fermée;
- La connaissance et la maîtrise de ce type de régulateur et son application dans l'industrie;
- La robustesse de sa commande;

La technique d'imposition des pôles en boucle fermée a été exploitée pour déterminer les paramètres du régulateur de vitesse choisi : si on impose $C_r=0$ et avec l'équation (3.9) on obtient:

$$G_p(s) = \frac{k_t}{j_m s + f} \quad (3.10)$$

avec: $k_t = \frac{3}{2} p \phi_f$

La fonction de transfert du processus global en boucle fermée du système est :

$$G(s) = \frac{G_c G_p}{1 + G_c G_p} \quad (3.11)$$

$G_c(s)$ est la fonction de transfert du correcteur de vitesse :

$$G_c(s) = \frac{k_{pws} k_{iw}}{s} \quad (3.12)$$

Après les simplifications nécessaires, on déduit l'équation caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$eq(s) = s^2 + \left(\frac{f_c + k_t \cdot k_{pw}}{j_m} \right) s + \frac{k_t \cdot k_{iw}}{j_m} \quad (3.13)$$

L'équation (2.13) caractérise un système asservi du deuxième ordre, elle s'écrit sous forme générale :

$$eq(s) = s^2 + 2\xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2 \quad (3.14)$$

ξ Représente le coefficient d'amortissement et ω_n représente la pulsation naturelle.

Par identification des équations (3.13) et (3.14), On obtient:

$$k_{pw} = \frac{2\xi \omega_n j_m - f}{k_t} \quad (3.15)$$

$$k_{iw} = \frac{j_m \cdot \omega_n^2}{k_t} \quad (3.16)$$

III.3.5. Contrôle de la position

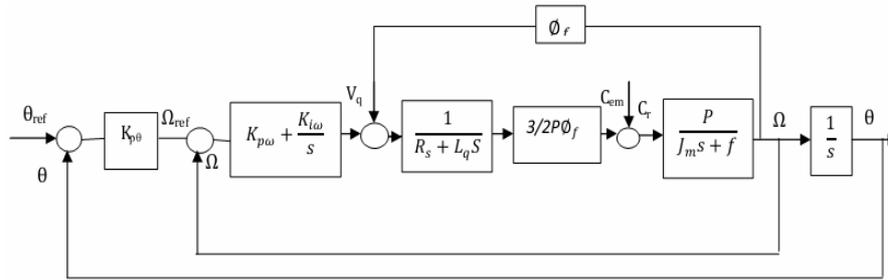


Figure 3.8: Schéma bloc de la boucle de régulation en cascade position/vitesse

De la figure (3.8), nous tirons la relation (3.17) entre la tension de commande v_q et la consigne de position θ_{ref} .

$$\begin{cases} V_q = \left(k_{pw} + \frac{k_{iw}}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) \\ V_q = \left(k_{pw} + \frac{k_{iw}}{s} \right) [k_{p\theta} (\theta_{ref} - \theta) - \omega] \\ V_q = \left(k_{pw} + \frac{k_{iw}}{s} \right) \left[k_{p\theta} \theta_{ref} - k_{p\theta} \left(1 + \frac{s}{k_{p\theta}} \right) \theta \right] \end{cases} \quad (3.17)$$

Cette relation montre que le régulateur proportionnel de position en cascade avec le régulateur

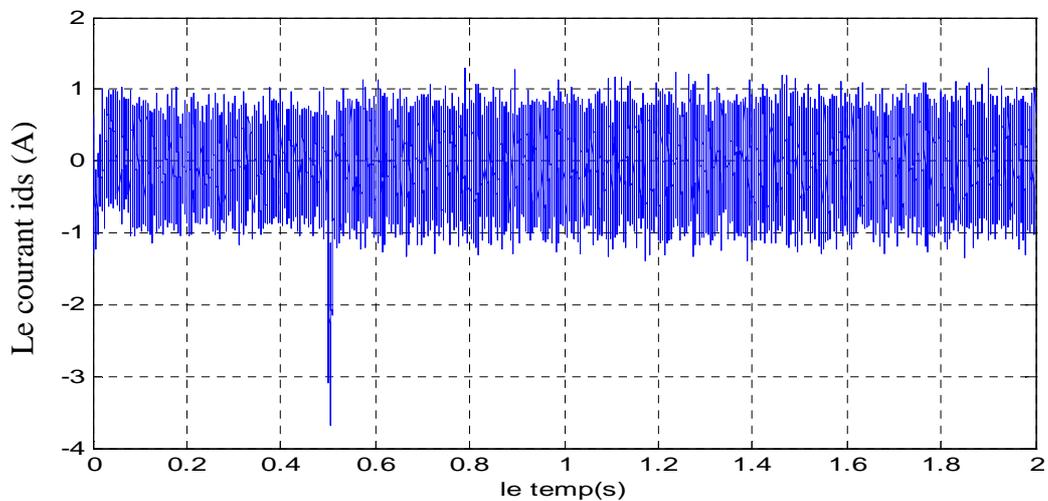
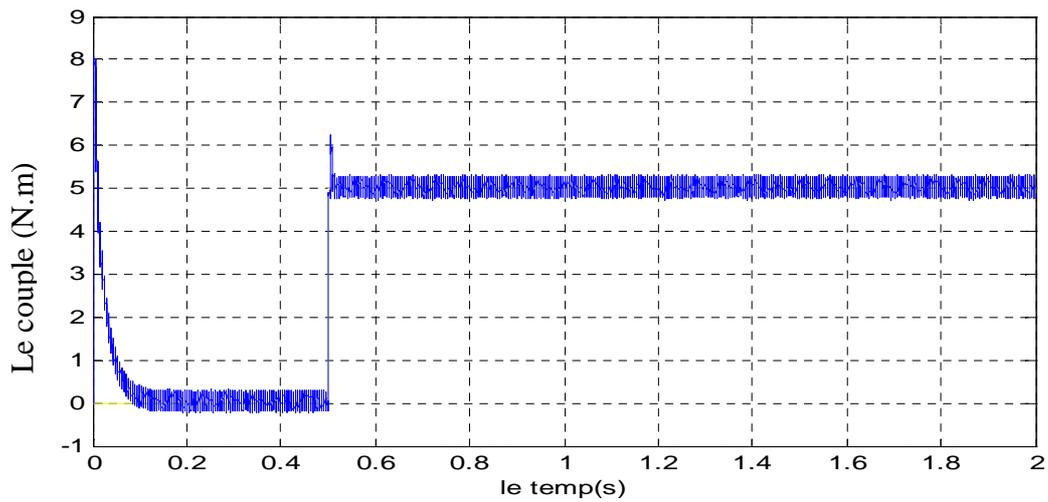
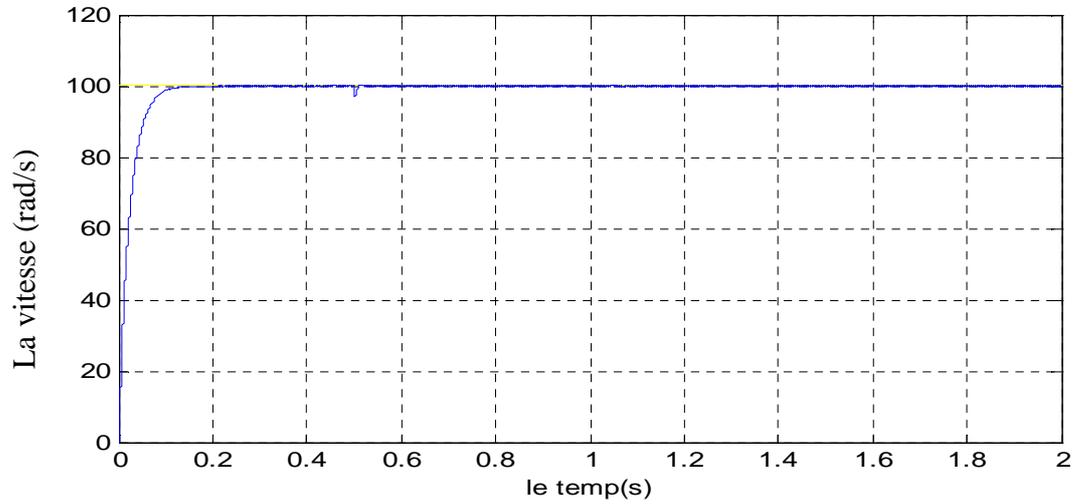
de vitesse PI, revient en réalité à un régulateur PID où la partie dérivé n'agit pas sur la consigne de position, car cette action est naturelle pour la position [34].

Le calcul du gain K_{θ} du régulateur proportionnel est réalisé en choisissant pour l'amortissement la valeur (1) (pas de dépassement). Nous obtenons :

$$k_{\theta} = \frac{3}{4t_{rv}}$$

t_{rv} : Le temps d'établissement choisi pour la réponse en vitesse.

III.4. RESULTATS DE SIMULATION



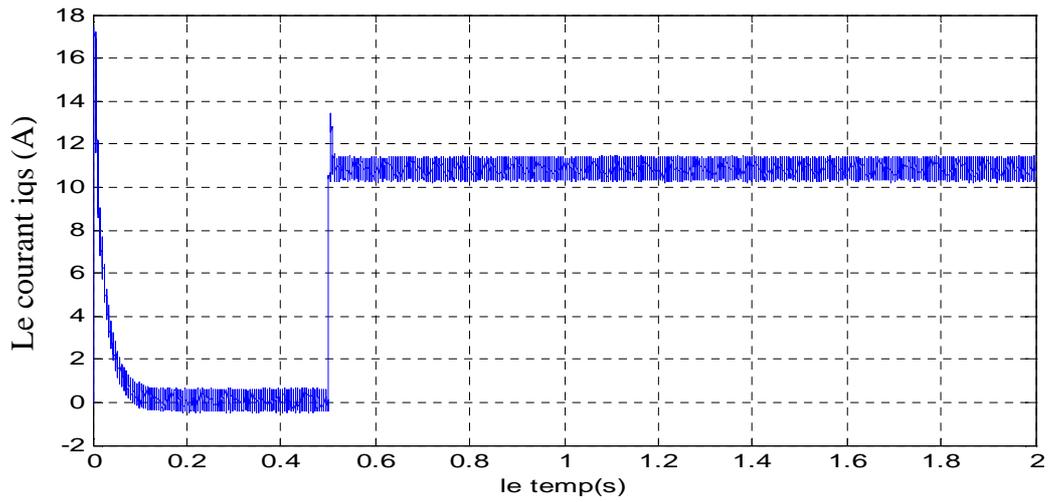
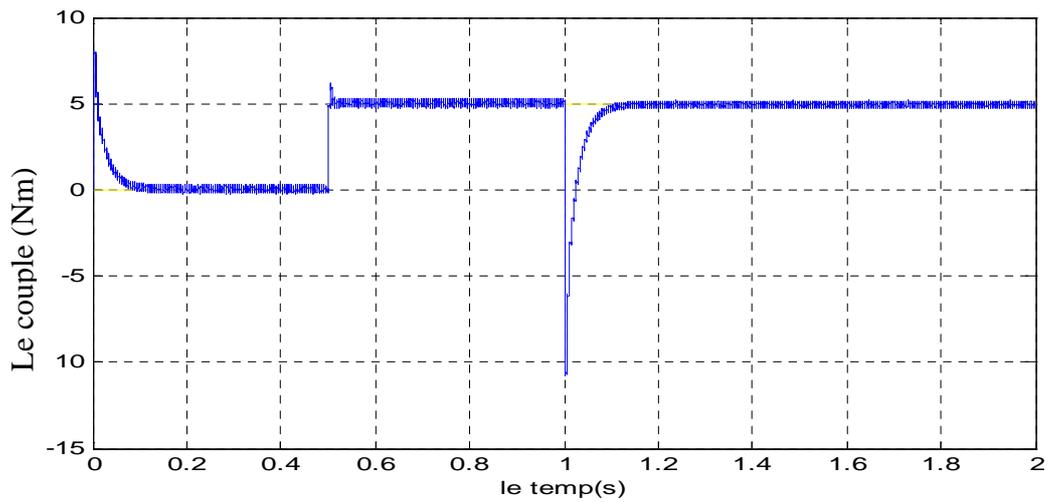
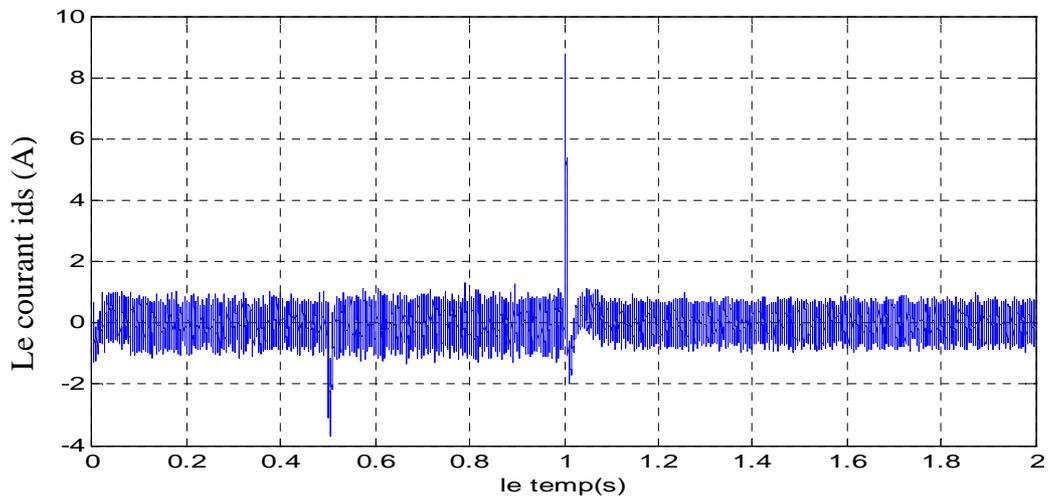


Figure 3.9: Résultats de simulation au démarrage à vide et en charge à $t=0.5s$



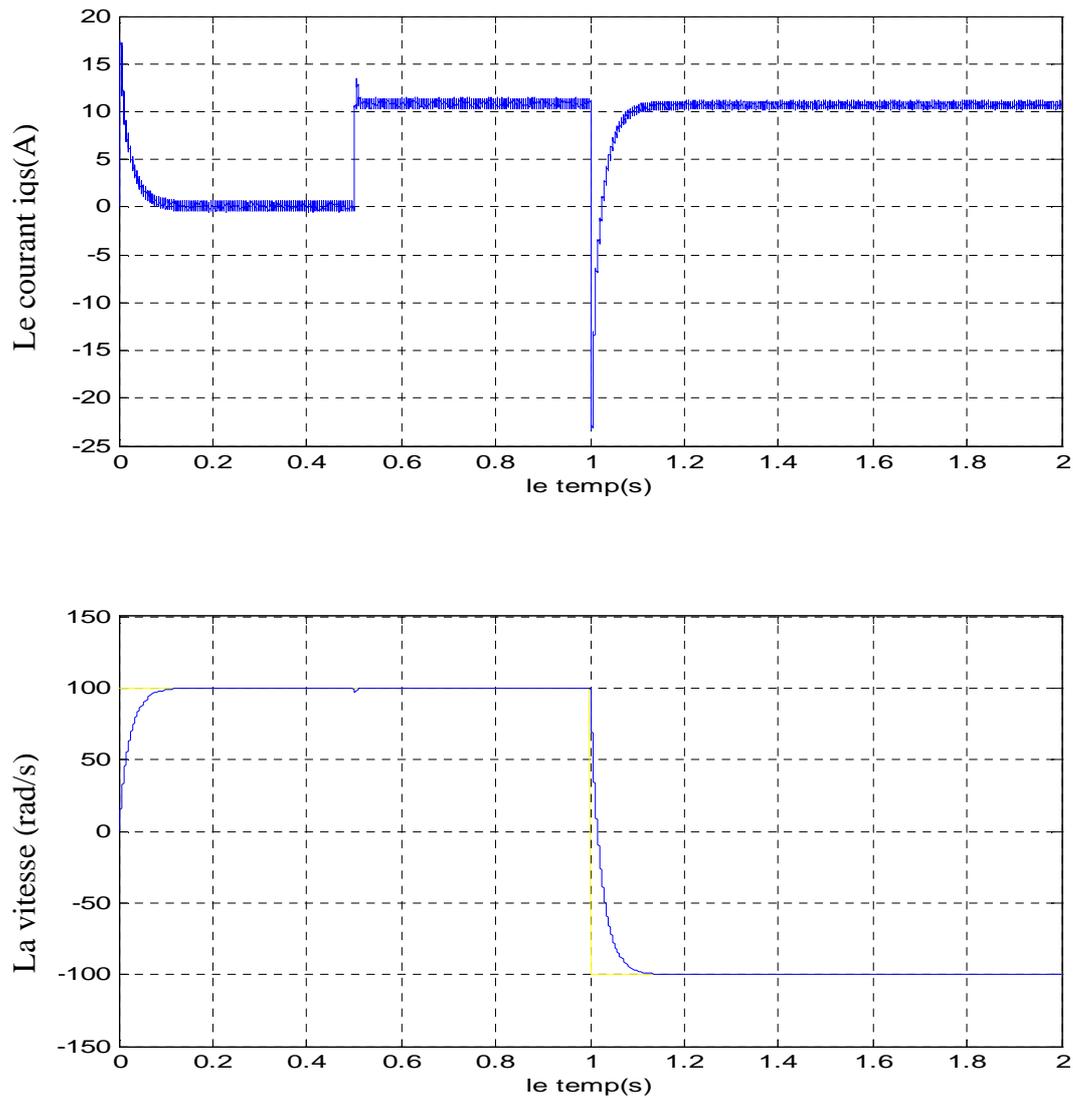


Figure 3.10: Résultats de simulation lors d'inversion de la vitesse

Les performances de la commande vectorielle sont illustrées par les résultats de simulation donnée par les figures (2.7, 2.8, 2.9), on a procédé aux essais suivants :

- Démarrage à vide puis en charge à $t=1s$ avec $\Omega_{ref} = 100rad/s$.
- Inversion de sens de rotation à $t=1s$.
- Variation dans les valeurs de : la résistance statorique et le couple de charge.

Lors du démarrage, les résultats montrent les performances de la régulation étant donnée que la vitesse se stabilise avec une bonne dynamique $t=0.1s$. Le couple électromagnétique égalise la valeur de couple résistant. Le courant i_q est l'image du couple, et le courant i_d est maintenu à zéro. Ceci montre que le découplage est parfaitement réalisé. Pour étudier la robustesse du régulateur PI on a inversé le sens de rotation de la machine.

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuites de vitesse et de courant i_d sont satisfaisantes. Cependant, on voit bien l'influence de la variation de la résistance et de

couple de charge sur le comportement du système contrôlé.

III.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la *MSAP*, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Le réglage de la vitesse de la *MSAP* par le régulateur *PI* donne de bons résultats, réponse rapide de la vitesse et sans dépassement, mais un comportement sensible aux variations des paramètres (résistance statorique).

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'élaboration d'une commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension triphasée.

Nous avons commencé par l'étude de la présentation de la machine synchrone à aimants permanents à savoir, ses différentes structures, les caractéristiques des aimants permanents, son alimentation et les différents capteurs de position nécessaires pour son autopilotage.

Dans la partie théorique nous avons présenté le modèle, les équations, ainsi que la transformation de Park, qui permet de travailler dans un référentiel où les grandeurs électriques ne dépendent pas de la position.

Ensuite, la structure de la commande vectorielle de la MSAP est présentée: Elle comporte trois correcteurs (PI) pour commander les courants (i_d et i_q) et la vitesse, un correcteur (P) pour asservir la position du moteur. En revanche, cette structure comporte deux boucles internes du courant et deux boucles externes pour la commande en vitesse et en position. La détermination des différents paramètres des régulateurs a été réalisée par la méthode de compensation de pôles.

Nous avons remarqué, d'après les différents résultats de simulation obtenus, que la commande vectorielle nous a permis d'obtenir de bonnes performances dynamiques du système, grâce à la régulation classique (PI). Le réglage de la vitesse et de la position de la MSAP a donné des résultats satisfaisants, à savoir, un rejet de perturbation rapide, un faible temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] B. BELARBI et K. HADDOUCHE : "Commande numérique en vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents" ; Revue Périodique DIRASSAT, (ISSN 1112-4652) pp. 33-37, Avril 24-26, 2004, Laghouat (Algérie).
- [2] G. LACOMBE : "Définition et réalisation d'une nouvelle génération de logiciels pour la conception des moteurs futurs"; Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [3] G. LACROUX : "Les aimants permanents " ; TEC et DOC, Lavoisier, 1989.
- [4] R. MANAJEMY: "Control strategies and parameter compensation for permanent magnet synchronous motor drives"; Doctor of philosophy in Electrical Engineering; Blacksburg, Virginia, 2000.
- [5] Ph. LAMELOT, J. GUEZEL: "Les aimants permanents rendent les moteurs economes " ; Technologie et Innovations, 2007
- [6] M. BUDINGER, J. LISCOUET, S. ORIEUX, J-CH. MARE: "Etat de l'art sur la conception des systèmes d'actionnement électromécanique"; Notes de cours, INSA Toulouse, 2008.
- [7] www.mpimagnet.com "High-energy rare earth magnet material"
- [8] S. ÖZCIRA, N. BEKIROGLU, E. AYCICEK: "Simulation of direct torque controlled permanent magnet synchronous motor drive"; 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 5-9 December 2007, pp. 272-276, Bursa, Turkey.
- [9] H. SCHAWAB: "Stratégies de commande d'actionneurs synchrones à aimants permanents intégrant la sureté de fonctionnement" ; Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, 2004.
- [10] M. KANT: "Actionneur à collecteur à aimants permanents"; Technique de l'Ingénieur, traité Génie électrique D3695, 1991.
- [11] Y. BOUTORA : "Calcul d'une BDCM excitée par des aimants à aimantation parallèle"; Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2001.
- [12] R. LATEB: "Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application à la propulsion marine par POD"; Thèse de Doctorat de, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [13] J. PURANEN: "Induction motor versus permanent magnet synchronous motor in motion control applications: a comparative study" Thesis for the degree of Doctor of Science, Lappeenranta University of Technology, Finland on the 5th of December, 2006.

- [14] F. GILLON: "Modélisation et optimisation par plan d'expériences d'un moteur à commutation électronique"; Thèse de Doctorat, Université de Lille, 1997.
- [15] F. SCHIFERL, P. LIPO: "Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motors in variable speed drive application"; IEEE Transactions on Industry Application, vol 26.N°. 1991.
- [16] G. ARQUIADASSON, V. LAUFRAUCHI, H. HENAO et F. BETIN: "Design comparison of two rotating electrical machines for 42V electric power steering"; IEEE IEMDC 15-18 mai 2005 San Antonio TEXAS (USA).
- [17] F. LOCMET : "Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants en modes normal et dégradé"; Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2006.
- [18] N. BERNARD : "Machine Synchrone : de la boucle ouverte à l'autopilotage" ; Revue 3EI, Septembre 2002, PP.24-39.
- [19] L.VIDO: "Etude d'actionneurs électriques à double excitation destinés au transport dimensionnement de structures synchrones", Thèse de Doctorat , Ecole Normale Supérieur de Cachan, 2007.
- [20] B. BOUKAIS: "Analyse des performances statiques et dynamiques de deux BDCM de faibles puissances"; Mémoire de magister, Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, 2001.
- [21] B. MULTON : "Application des aimants aux machines électriques" ; Notes de Cours ; Ecole Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne, 2005.
- [22] Claude Divoux, "La machine synchrone à aimants permanent", 1999.
- [23] Adel Merabet, "Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine synchrone", Québec, Mai 2007.
- [24] Azzeddine Kaddouri, "Etude d'une commande non linéaire adaptative de la machine synchrone à aimants permanents", Université Laval, Québec, 2000.
- [25] Théodore Wildi, "Electrotechnique", 3em Edition, Institut de Recherche d'Hydro- Québec, 2003.
- [26] Gabriel-Octavian Cimuca, "Système inertiel de stockage d'energie associe a des générateurs eoliens", Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Centre de Lille, 2007.
- [27] Lamine Kistrane, "Commande non linéaire de la machine induction aspect expérimental", Université de Batna, Magistère 2008.
- [28] H. SCHAWAB: "Stratégies de commande d'actionneurs synchrones à aimants permanents intégrant la sureté de fonctionnement"; Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, 2004.

- [29] J.M. RETIF : "Commande vectorielle des machines asynchrones et synchrones" ; Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.
- [30] E.L. CARILLO ARROYO : "Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drive system"; Mémoire de Master, Université de Puerto Rico Mayaguez, 2006.
- [31] A. MASSOUM : " Contribution à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents " ; Thèse de Doctorat, Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2007.
- [32] F. KHATOUNIAN: "Contribution à la modélisation, l'Identification et la commande d'une interface haptique a un degré de liberté entraînée par une machine synchrone à aimants permanents"; Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2006.
- [33] M. SEBBA, A. CHAKER, Y. MESLEM, S. HASSAINE: "Commande en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents doté d'un observateur de luenberger"; 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing, CIP'2007, Tiaret, 03-04 Nov. 2007.
- [34] Kh. BENMANSOUR: "Etude et implantation de contrôleurs robustes et flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel", Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique (EMP), Alger, 1999.
- [35] M. BELLARBI, S. HASSAINE et B. MAZARI : "Contribution au contrôle par modèle de référence (RMC) d'une machine synchrone à aimants permanents"; 4th International Conférence on Computer Integrated Manufacturing, CIP'2007, Tiaret, 03-04 Nov. 2007.
- [36] M. LARBI, S. HASSAINE et B. MAZARI : "Commande par modèle interne avec observateur d'une machine synchrone à aimants permanents" ; Acta Electrotehnica, vol 50, N°2, 2009.

Annexe

Annexe

Les paramètres de la MSAP qui est utilisé sont donnés comme suit:

Paramètres	Description
$R_s=1.4$	Résistance statorique
$L_d =0.0066$ H, $L_q =0.0058$ H	Inductance statorique
$J = 0.00176$ Kg.m ²	Moment d'inertie
$f = 0.0003881$ N.m.s/rad	Coefficient de frottement
$\Phi = 0.1564$ Wb	Flux à vide
$P = 3$	Nombre de paire de pôles
$N = 1000$ tr/min	Vitesse maximale