



Université Mohamed Khider Biskra  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Electrique  
Filière: Electrotechnique  
Option : Commande Electrique

Réf:.....

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

**MASTER**

*Thème*

**Commande vectorielle de la machine synchrone  
à aimants permanents MSAP**

Présenté par:  
**BOUDJEMA ABDE RAOUF**  
Soutenu le : Juin 2014

Devant le jury composé de :

Mr ZOUZOU SALAH EDDINE	Pr	Président
Mr MENACER AREZKI	Pr	Encadreur
Mr ALLAG ABDE ELKRIM	Pr	Examineur

**Année universitaire : 2013 / 2014**

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 : Electrotechnique.....  
Option :... Commande Electrique ...

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

**MASTER**

*Thème*

**Commande vectorielle de la machine synchrone à  
aimants permanents MSAP**

.....

.....

.....

**Présenté par :**

*Etudiant .....*

**Avis favorable de l'encadreur :**

*Nom Prénom*

*signature*

**Avis favorable du Président du Jury**

*Nom Prénom*

*Signature*

**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 : Electrotechnique  
Option: Commande Electrique

## *Thème :*

### **Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP**

Présenté par : BOUDJEMA ABDE RAOUF

Dirigé par: Pr MENACER AREZKI

#### **RESUME**

Le travail réalisé dans ce mémoire représente la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents où des tests de robustesse de la commande sont vérifiés à savoir les variations paramétriques, inversion de vitesse montrant ainsi l'efficacité des régulateurs classiques choisis.

#### **ملخص**

العمل المنجز في هذه المذكرة يمثل التحكم الشعاعي للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم حيث ان تجارب قياس قوة التحكم حسب تغيرات اعدادات الآلة, انعكاس السرعة اثبتت فعالية المنظمات الكلاسيكية المختارة

## Liste de figures

### Chapitre I : Généralité sur la machine synchrone et la MSAP

<b>Figure I.1 :</b> Le moteur industriel à aimants permanents de quelques kW	4
<b>Figure I.2:</b> Courbe de désaimantation	5
<b>Figure I.3 :</b> Courbe de désaimantation des principaux types d'aimants	6
<b>Figure I.4</b> Les trois types de rotor du moteur synchrone	7
<b>Tableau I.1</b> comparaison entre les différents types des machines	9
<b>Figure I.5</b> Schéma de Principe D'autopilotage d'une Machine Synchrone	10

### Chapitre II : Modélisation de la machine synchrone a aimants permanents

<b>Figure II.1 :</b> Position du rotor	14
<b>Figure II.2 :</b> Une disposition électrique triphasé connectée en Y pour un MSAP	15
<b>Figure II.3 :</b> Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q)	18
<b>Figure II.4 :</b> Les différents couples qui agissent sur le rotor	19
<b>Figure II.5. :</b> Schéma fonctionnel du modèle de Park	22
<b>Figure II.6. :</b> schéma boc de la MSAP	23
<b>Figure II.7 :</b> Schéma de l'onduleur triphasé	23
<b>Figure II.8</b> générations des signaux de commande PWM de l'onduleur	25
<b>Figure II.9 :</b> schéma bloc du MSAP alimenté par un réseau triphasé équilibré	26
<b>Figure II.10 :</b> schéma bloc du MSAP alimenté par un onduleur MLI	28

### Chapitre III : Commande vectorielle de la MSAP

<b>Figure III.1</b> Machine à Courant Continu	32
<b>Fig.III.2</b> Schéma global de simulation de la commande vectorielle avec régulateur	32
<b>Fig. III.3</b> Reconstitution des tensions $v_d$ et $v_q$	34

<b>Fig. III. 4</b> Principe de découplage par compensation	34
<b>Fig. III.5</b> Boucle de courant régulée par un régulateur PI	35
<b>Fig III.6</b> <i>Caractéristique mécanique et électrique de la MSAP démarrage à vide puis application d'un <math>C_r=5N.m</math> à <math>0.4s</math></i>	38
<b>Fig III.7</b> <i>Caractéristique mécanique et électrique de la MSAP démarrage à vide puis application d'un <math>C_r=5N.m</math> à <math>0.4s</math> puis inversion de vitesse à <math>t=1s</math></i>	40
<b>Fig III.8</b> <i>Caractéristique mécanique et électrique de la MSAP démarrage à vide puis application d'un <math>C_r=5N.m</math> à <math>0.4s</math> puis augmentation du résistance statorique à <math>1.7*Rs</math> à <math>t=1.2s</math></i>	41

## Notations et symboles

MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
d,q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
$\alpha, \beta$	Référentiel fixe lié au stator
f.m.m	Force magnétomotrice
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
t	Temp(s)
P	Opérateur de la Place( $\frac{d}{dt}$ )
$V_s$	Tension instantanés des phases statorique (V)
$I_s$	Courant instantanés des phases statorique (A)
$i_a, i_b, i_c$	Courants des phases statorique (A)
$V_a, V_b, V_c$	Tensions des phases statorique (V)
$L_a, L_b, L_c$	Inductances propres des phases a,b,c respectivement (H)
$M_{ab}, M_{bc}, M_{ac}$	Inductances mutuelles entre les phases (H)
$\phi_s$	Flux statorique (Wb)
$L_{ss}$	Inductance statorique (H)
$R_s$	Résistance statorique ( $\Omega$ )
f	Coefficient de frottement visqueux (Nm/Rad/s)
J	Energie de l'entraînement(Kg.M <sup>2</sup> )
p	Nombre de pair de pôles
$\Omega$	Vitesse de rotation mécaniques (Rad/s)

Notations et symboles

$\Omega_{\text{ref}}$	Vitesse de référence (Rad/s)
$\omega$	Pulsation électrique de rotor (rad/s)
$C_e$	Couple électromagnétique (N.m)
$C_r$	Couple mécanique résistant (N.m)
$\theta_{\text{ref}}$	Position de référence (Rad)
$\theta$	Position réelle (Rad)
$V_d, V_q$	Tensions statorique du repère de Park (V)
$I_d, I_q$	Courants statorique du repère de Park (A)
$\Phi_d, \Phi_q$	Flux du stator selon les axes d,q (Wb)
$L_d, L_q$	Inductance du stator selon les axes d,q (H)
$\Phi_{\text{sf}}$	Flux des aimants (Wb)
$k_p$	L'action proportionnelle du régulateur
$k_i$	L'action intégrale du régulateur

## Résumé

Le travail réalisé dans ce mémoire représente la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents où des tests de robustesse de la commande sont vérifiés à savoir les variations paramétriques, inversion de vitesse montrant ainsi l'efficacité des régulateurs classiques choisis.

العمل المنجز في هذه المذكرة يمثل التحكم الشعاعي للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم حيث ان تجارب قياس قوة التحكم حسب تغيرات اعدادات الآلة ,انعكاس السرعة اثبتت فعالية المنظمات الكلاسيكية المختارة



# Sommaire

Introduction générale	1
I.1 Introduction	3
I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents	3
I.2.1 Structure	4
I.2.2 Aimants permanents	5
I.2.3 Types des rotors d'une MSAP	6
I.3 Couple des machines synchrones à aimants permanents	7
I.4 Avantages des machines synchrones à aimants permanents	8
I.5 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents	8
I.6 Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques	8
I.7 Domaines d'application des moteurs synchrones	10
I.8 Principe de L'autopilotage des Machines Synchrones	10
I.9 Différents Modes D'alimentation des MSAP	11
I.10 Conclusion	12
II.1. Modelisation de la machine synchrone á aimants permanents	13
II.2. La définition des variables et de la position zéro	14
II.3.1. Les équations électriques des machines électriques	15
II.3.2. Equations magnétiques	16
II.4. Transformation triphasé -diphassé	17
II.4.1 Principe de la transformation de Concordia	17
II.4.2 Principe de la transformation du Park	17
II.5. Modélisation du MSAP dans le plan de Park	18

II.6 Mise sous forme d'équations d'état	21
II.7 Modélisation des onduleurs de tension	23
II.8 Résultats de simulations	26
III.1. Introduction	31
III.2 Principe de la commande vectorielle de la MSAP	31
III.3 schéma global du simulation	32
III.3.1 Technique de découplage	32
III.3.2 Découplage par compensation	33
III.4.1 Contrôle des courants	34
III.4.2 Contrôle de la vitesse	35
III.5 Résultats et simulations	36
III.6 Conclusion	42
Conclusion générale	43

## **Introduction générale**

Pendant les deux dernières décennies, il y a eu un développement dans des méthodes de conception pour commande des systèmes dynamique non linéaires. Plusieurs méthodes ont été inventées. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu substituées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels.

Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigés les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. On assiste à une période d'abondance tant théorique que pratique au niveau des études sur les entraînements à courant alternatif qui concurrencent avec succès ceux à courant continu. Dans le passé, cette solution n'était pas possible à cause principalement des structures de commande complexes de ce type de machines. Leurs modèles multi variables et non linéaires, les états non mesurables et les paramètres qui peuvent varier durant le fonctionnement ont limités les performances. Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques et l'électronique de puissance a permis d'implanter des techniques de commande sophistiquées pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de rapidité et de précision.

La régulation de la vitesse est assurée par les régulateurs de types soit, P, PI ou PID. Cependant, les régulateurs sont conçus à l'aide des techniques de commande destinées aux modèles parfaitement linéaires.

### **Problématique :**

Les synthèses modernes des lois de commande performantes, demandent une connaissance très fine des systèmes à commander, cependant, dans certains cas pratiques, la commande du système, lui-même, peut s'avérer difficile, et parfois

impossible de la mise en œuvre ; comme par exemple dans les structures nucléaires et spatiales... Alors, dans ces cas, il est très recommandé de concevoir ce qu'on appelle : « Le modèle du système », en d'autre terme : « le modèle de connaissance » ; qui est obtenu à partir des connaissances à priori, ou à partir des expériences, et qui permet de simuler les performances recherchées pour le système.

Pour cette raison, l'automaticien doit estimer, à l'aide de ses propres moyens, les paramètres inconnus pendant le fonctionnement du procédé ; si bien que son objectif principal est l'élaboration d'une loi de commande qui confère à un système des propriétés désirées, donc, ce qui nous intéressera dans ce projet est de rechercher des lois de commande basée sur des techniques de synthèse spécifiques qu'on va développer, théoriquement, afin de réaliser d'un certain niveau de performances quand les paramètres sont inconnus ou varient avec le temps.

Par ailleurs, la fiabilité donnée par le modèle de connaissance est en général accompagnée par l'inconvénient d'une trop grande complexité qui se révèle dans les différentes formes du non linéarité.

Anciennement, il est pris, comme une solution, l'approximation linéaire autour d'un point de fonctionnement ou d'une trajectoire, en d'autre terme, on précède à la réduction de cette complexité en linéarisation, le maximum possible, un système définit comme étant un système non linéaire.

Mais, après la linéarisation du système, le problème apparent est que les paramètres physiques peuvent perdre leur interprétation et donc leur mesurabilité autour des points de fonctionnement intéressants, ce qui explique une linéarisation inopérante, en outre, même si le système linéarisé peut avoir des paramètres mesurables et/ou commandables, on doit allonger le domaine de validité de l'approximation linéaire.

Enfin, certains problèmes de commande peuvent être avec des méthodes simples et efficaces c'est le fait que nous nous intéresserons dans notre travail à la commande vectorielle .

### **Plan du document**

Ce mémoire est subdivisé en trois chapitres.

### **Généralité sur la MSAP**

Dans ce chapitre on parlant généralement sur les machines synchrone et la machine synchrone à aimants permanent.

### **Modélisation de la MSAP**

Faisant l'objet du deuxième chapitre, cette partie consistera à décrire la machine mathématiquement avec son modèle non linéaire en mettant quelques hypothèses de travail en évidence, qui ont permis l'étude de comportement de cette dernière. Le modèle adopté est basé sur la transformation de PARK.

### **Commande Vectorielle du MSAP**

Dans ce chapitre, nous irons concevoir la commande vectorielle appliquée à la machine pour une régulation de la vitesse en mode normal et en mode défluxé, cette régulation basée sur les régulateurs classiques PI.

Après ça on va prendre la résistance statorique comme variable dans un certain temps et nous allons faire la régulation encore une autre fois.

# Généralité sur les machines synchrones à aimants permanents MSAP

## **I.1.Introduction**

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales.

Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique.

Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants [CHE 01].

## **I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents [BER 02]**

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19<sup>ème</sup> siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants.

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à Terres rares (par exemple du type manico, samarium cobalt, néodyme fer bore,...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages à savoir:

L'induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité de puissance massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines.

Dans la machine à aimants permanents MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines-outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique, ...etc.

Le domaine d'emploi de la MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétiques des aimants qui peuvent se perdre en dépassant les limites de fonctionnement.

L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués.



**Fig. I.1** Moteur industriel à aimants permanents de quelques kW

### **I.2.1 Structure**

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile où 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  $120^\circ$  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 [LAC 07].

Au rotor, les enroulements 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 statorique et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone. La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface.

### I.2.2 Aimants permanents [GAS 04], [LAT 06]

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H. (Figure. I.3).

Cette courbe est caractérisée par:

- L'induction rémanente  $B_r$ , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé,
- Le champ coercitif de l'induction  $H_{cb}$  qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable,
- Les valeurs  $H_m$  et  $B_m$  du point de fonctionnement optimal M correspondant à  $(BH)_{max}$ .

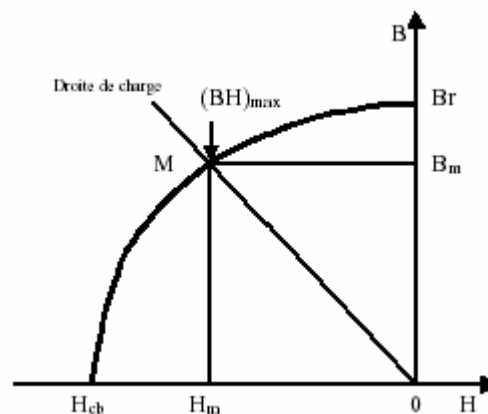


Fig. I.2: Courbe de désaimantation

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres.

La figure. I.4 donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.



- Les AlNiCo sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes,
- Les ferrites sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes,
- Les terres rares tels que les Samarium Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition,
- Les Néodyme Fer Bore (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C)

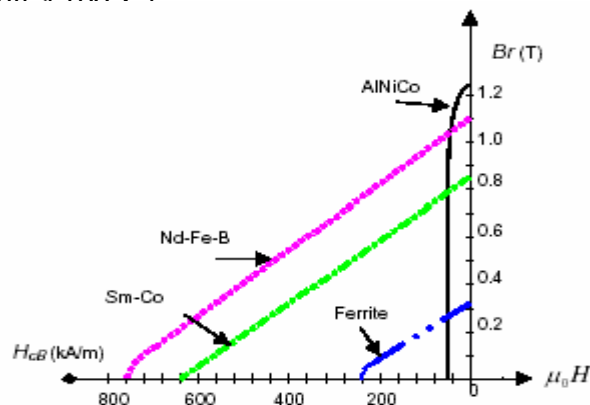


Fig. I.3 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants

### I.2.3 Types des rotors d'une MSAP

Les moteurs synchrones sont classés en trois types d'après l'arrangement des aimants dans le rotor (Figure. I.1):

- Le moteur synchrone à aimants collés (SPMSM, Surface Permanent Magnet Synchronous Motor).
- Le moteur synchrone à aimants enterrés (IPMSM, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor).
- Le moteur synchrone à concentration du flux (SynRM Synchronous Reluctance Motor).

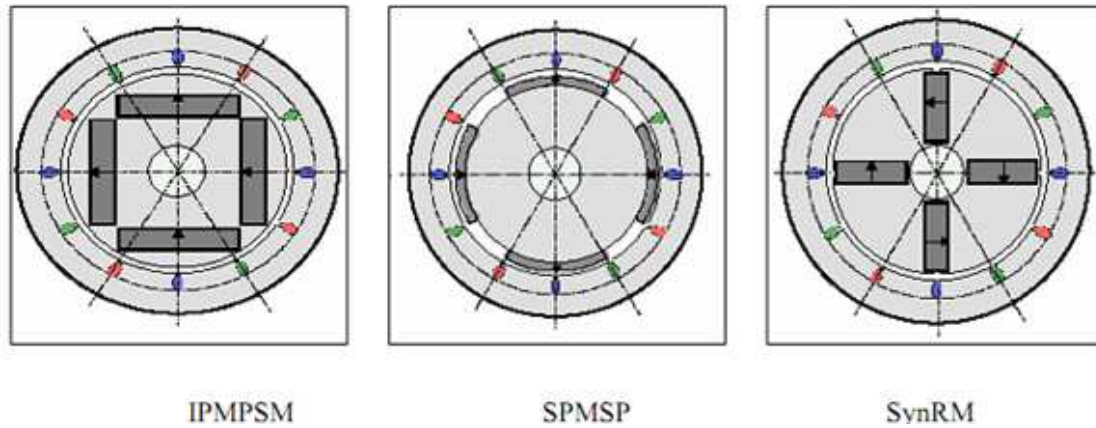


Fig. I.4 Les trois types de rotor du moteur synchrone

### I.3 Couple des machines synchrones à aimants permanents

On distingue trois types de couple:

- **Couple de détente**

Quand les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réductance variable qui 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 plutôt que les encoches.

- **Couple réductance**

Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statorique en fonction de la position du rotor. Il faut noter que dans le cas des aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réductance quelle que soit la position du rotor, il n'y a pas donc pour ces moteurs de couple de réductance à prendre en compte.

- **Couple mutuelle**

Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

### I.4 Avantages des MSAP [BOU 05], [AME 03]

Lors de la construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantages:

- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est améliorées,
- Une faible inertie et un couple massique élevé,
- Une meilleure performance dynamique,

- Construction et maintenance plus simple,
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contact bague balais dans ces machines.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants:

- Performance du moteur,
- Poids du moteur,
- Dimension du moteur,
- Rendement du moteur,
- Facteur économique.

### **I.5 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents**

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

### **I.6 Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques [EPO 01]**

Dans le tableau **I.1**, les caractéristiques des différentes machines sont comparées à celles de la MSAP.(bénéfices et inconvénients ).

MACHINE	CARACTERISTIQUES
-  MSAP	<ul style="list-style-type: none"> <li>• excitation assurée par les aimants.</li> <li>• pertes associées à la composante magnétisante négligeable.</li> <li>• possibilité de fonctionnements à des facteurs de puissance élevés.</li> <li>• dégradation des performances avec l'augmentation de la température.</li> <li>• possibilité démagnétisation des aimants (température, pic de courant, défluxage...)</li> <li>• assemblages aimants</li> <li>• coût</li> </ul>
Machine synchrone conventionnelle	<ul style="list-style-type: none"> <li>• exige une alimentation auxiliaire à courant continue pour alimenter le circuit d'excitation</li> <li>• commande très complexe</li> <li>• faible couple volumique</li> <li>• mauvais rendement global</li> <li>• mauvais facteur de puissance</li> <li>• pertes Joules au rotor difficiles à évacuer.</li> <li>• robuste</li> <li>• faible coût de réalisation</li> <li>• faible d'ondulation de couple</li> </ul>
Machine à courant continu	<ul style="list-style-type: none"> <li>• alimentation continue supplémentaire</li> <li>• présence des contacts tournants</li> <li>• maintenance régulière des balais</li> <li>• manque robustesse</li> <li>• grandes pertes dans l'inducteur</li> <li>• limitation en vitesse</li> </ul>

**Tableau I.1** comparaison entre les différents types des machines

**I.7 Domaines d’application des moteurs synchrones [JBG 98]**

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance allant de quelques centaines de watts (servomoteurs) à plusieurs MEGA watts (systèmes de propulsion des navires). Dans des applications aussi diverse que le positionnement, la synchronisation, l’entraînement à vitesse variable, et la traction.

- Il fonctionne comme compensateur synchrone,
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

### I.8 Principe de L'autopilotage des Machines Synchrones

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les f.e.m de celle-ci et les courants statorique .Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine .Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor .Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine.

Avec l'utilisation de ce principe, plusieurs variantes existent, dans lesquelles le type de la machine et du convertisseur est pris en compte [HAC 95].

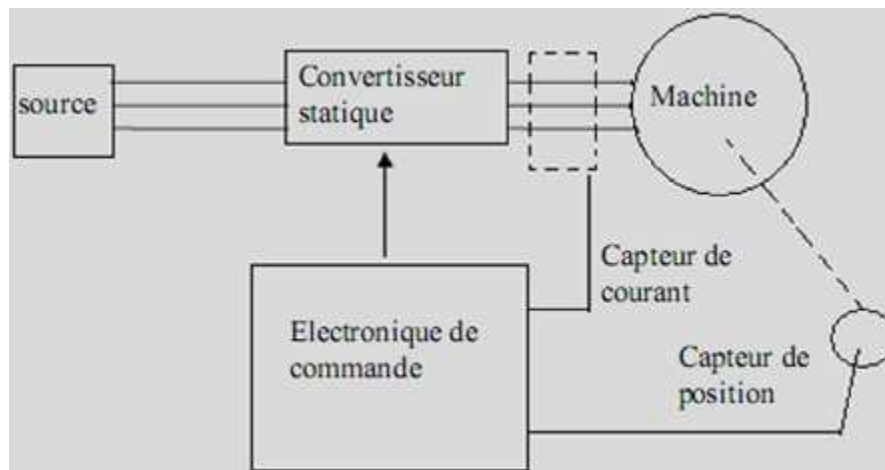


Fig.I.5 Schéma de Principe d'autopilotage d'une Machine Synchrone

### I.9 Différents modes d'alimentation des MSAP

D'une manière générale, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentées par des onduleurs de tension régulés en courant, fonctionnent en mode sinusoïdal ou rectangulaire .Le choix d'un mode d'alimentation repose sur des critères techniques et économique, des critères de performances et de sûreté de fonctionnement .

Afin d'évaluer ces deux modes d'alimentation, nous allons voir, dans ce paragraphe, les différentes structures de commande utilisant ces deux technique leurs avantages, leurs inconvénients, ainsi que l'état de l'art dans ce domaine [HAC 95].

**✓ Alimentation par un Commutateur de Courant**

Dans le cas d'une alimentation en courant, le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée. En même temps, la commutation peut être aussi forcée, par exemple, au démarrage, les f.é.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors.

L'alimentation de la machine doit être adaptée aux caractéristiques de celle-ci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'une machine qui, lorsque deux de ses phases sont alimentées en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique  $C_e(\theta_m)$  de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de  $C_e(\theta_m)$  lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant).

**✓ Alimentation par un Onduleur de Tension**

La commande d'un moteur synchrone peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante. Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statorique de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones. Facile à commander, sa grille étant assimilable à un circuit de charge d'un condensateur, il présente les principaux avantages d'un transistor bipolaire, et il se prête aussi particulièrement bien à la mise en parallèle.

Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif) et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'une machine à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT. Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances. Les techniques dites (Modulation de Largeur d'Impulsion, MLI) sont

utilisées .Ces stratégies de commande des onduleurs s'appuient sur les performances en fréquence de découpage permises par les composants électroniques utilisés [AAI 05], [LAB 95].

## **I.10 Conclusion**

Dans ce chapitre on a vue les généralité de la machine synchrone à aimants permanents, les différents types de ces composants, ces modes d'alimentations et surtout ces déférents caractéristiques électriques et mécaniques.

Après ce chapitre on voir le deuxième chapitre une modélisation et des simulations d'une machine synchrone à aimants permanents.

# Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents MSAP

## **II.1. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents [NSO 04] [AME 05]**

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Ce qui nous permet d'étudier le comportement de ce système face aux différentes sollicitations et comprendre ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement, La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études en moyenne et grande puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude.

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre des hypothèses est grand, plus le modèle nous permet à une étude et une exploitation plus aisée même si l'on affecte la précision du modèle. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs.

Pour ce la on suppose que:

- Le circuit magnétique de la machine est non saturé
- Répartition sinusoïdale de la f.e.m
- l'effet de la température sur les résistances est négligé.
- L'hystérésis et les courants de Foucault est négligé.
- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligé.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme
- L'effet d'encoche est négligé.

## **II.2. La définition des variables et de la position zéro [PER 05]**

Dans cette section quelques définitions qui sont liées à la position et la vitesse de rotor seront présentées. La position zéro également sera définie, mais d'abord la définition de quelques variables qui sont fréquemment employées dans tout ce travail.

Avec:



$\theta_e$  : Position électrique de rotor

$\theta_m$  : Position mécanique de rotor

$\omega$  : Vitesse électrique de rotor

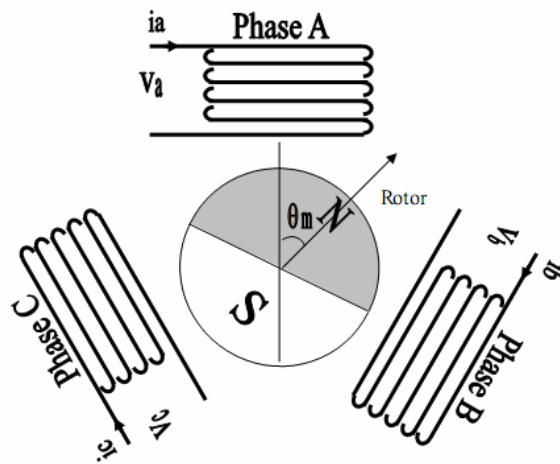
$\Omega$  : Vitesse mécanique de rotor

Le nombre de paires de pôles P, détermine le rapport entre la position électrique de rotor la position mécanique de rotor selon

$$\theta_e = P\theta_m$$

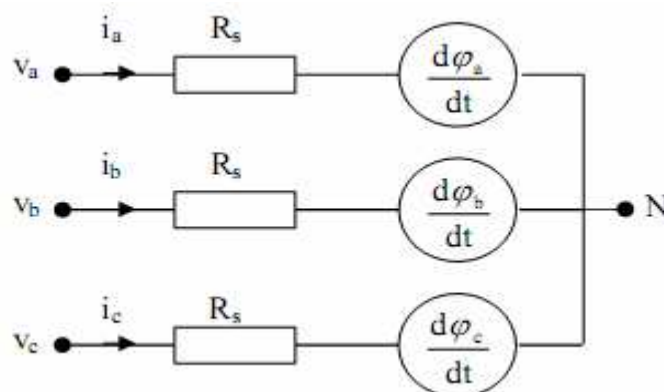
Et les mêmes pour la vitesse électrique et mécanique de rotor

$$\Omega = P\omega$$



**Fig. II.1** Position du rotor

Un point de départ pour le modèle électrique est le contour des enroulements de phase comme vu dans la Fig. I.6. Cette figure définit également les tensions de phase ( $V_a, V_b, V_c$ ) et les courants de phase ( $i_a, i_b, i_c$ )



**Fig. II.2** : Une disposition électrique triphasé connectée en Y pour un MSAP

### II.3.1. Equations électriques des machines électriques

- **Du stator :**

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Avec :

$R_s$  : La résistance des phases 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 ;

$[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]$  Les flux totaux à travers les bobines statorique;

### II.3.2. Equations magnétiques

- **flux statorique:**

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

La matrice  $[L_s]$  est une matrice carrée et d'ordre 3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans  $[L_{s0}]$  et les termes variables dépendent de  $\theta$ , que nous regroupons dans  $[L_{s2}(\theta)]$  Posons :

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

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \end{bmatrix}$$

Et

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

Avec :

$M_{s0}$  : inductance mutuelle entre deux phases statorique.

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

$\theta$  : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

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

$M_{sf}$  : est la matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

## II.4. Transformation triphasé - diphasé [ABD 97], [KIY 04]

### II.4.1 Principe de la transformation de Concordia

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice [C]. Aux vecteurs originaux  $[V_{abc}]$   $[I_{abc}]$   $[\varphi_{abc}]$ , la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs originaux  $[V_{\alpha\beta 0}]$   $[I_{\alpha\beta 0}]$   $[\varphi_{\alpha\beta 0}]$ . Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

La transformation de Concordia est définie par :

$$[X_{abc}] = [C][X_{\alpha\beta 0}]$$

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [X_{abc}][C^{-1}]$$

Où [C] est la matrice de transformation directe de Concordia, elle est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

### II.4.2 Principe de la transformation du Park

La transformation de Park est défini par la matrice P, aux vecteurs originaux,  $[V_{abc}]$ ,  $[I_{abc}]$  et  $[\varphi_{abc}]$ , la transformation de Park correspond aux vecteurs  $[V_{dq0}]$ ,  $[i_{dq0}]$  et  $[\varphi_{dq0}]$ .

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [P][V_{dq0}]$$

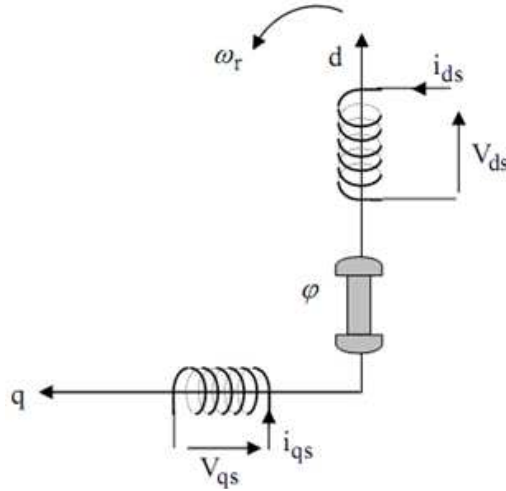
$$[V_{dq0}] = [P]^{-1}[V_{abc}]$$

[P] et [P]<sup>-1</sup> sont la matrice de passage directe et inverse, elles sont données par :

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

### II.5. Modélisation du MSAP dans le plan de Park [BOU 01]

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.



**Fig. II.3 :** Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q)

Pour passer du système triphasé au biphasé on utilise les relations suivantes :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_d & V_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} V_a & V_b & V_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_d & I_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_d & \varphi_q \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} \varphi_a & \varphi_b & \varphi_c \end{bmatrix} \end{cases}$$

Alors le modèle de la machine après transformation de Park devient :

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

Ainsi pour la MSAP le modèle suivant :

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

En faisant la même procédure de calcul pour les équations magnétiques on aura :

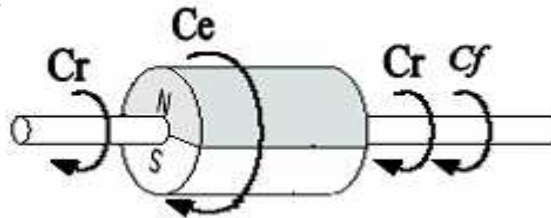
$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (2.5)$$

$\varphi_f$  : présente le flux des aimants traversant le circuit équivalent direct.

• **Equation mécanique :**

Les seules pièces mobiles d'un MSAP sont le rotor et les roulements de rotor. La robustesse et la fiabilité du PMSM est une conséquence directe de sa structure peu compliquée, le point de départ pour un modèle du système mécanique est la deuxième loi de Newton. La dernière équation importante complète le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt}$$



**Fig. II.4 :** Différents couples qui agissent sur le rotor

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

Avec :

$$C_f = f\Omega$$

J : Et le moment d'inertie du moteur ;

f : C'est le coefficient de frottement visqueux ;

Ce : C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur ;

Cr : C'est le couple résistant, ou de charge ;

• **Expression du couple électromagnétique :** [ABD 97]

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor :

$$C_e = \frac{d\omega_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{d\omega_e}{d\theta_e}$$

$\omega_e$ : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

$\theta_{geo}$ : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

P : nombre de paires de pôles

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q)$$

En remplaçant  $V_d$ ,  $V_q$  par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[ R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left( I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \right]$$

- $\frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)]$  : représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.

- $\frac{3}{2} \left( I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} \right)$  : Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

- $\frac{3}{2} \frac{d\theta}{dt} (\phi_d I_q - \phi_q I_d)$  Représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P\Omega = \omega \text{ et } P_e = C_e \omega$$

$$C_e = \frac{3}{2} P [\phi_d I_q - \phi_q I_d]$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire : [GRE 00], [BAB 01]

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \phi_f] \tag{2.7}$$

Si le rotor est lisse ( $L_d = L_q$ ), cette équation se simplifie en :

$$C_e = \frac{3}{2} P I_q \phi_f$$

## II.6 Mise sous forme d'équations d'état

En prenant les tensions ( $V_d$ ,  $V_q$ ) et le flux d'excitation  $\phi_f$  comme grandeurs de commande, les courants statorique ( $I_d$ ,  $I_q$ ), comme variables d'état et le couple  $C_r$  comme perturbation. Alors a partir de ça on peut écrire le système sous forme d'équations d'état

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

[A]: matrice du fondamentale qui caractérise le système

[B]: matrice d'entrée

[V]: vecteur de commande

[X]: vecteur d'état

• **Equations électriques :**

Le système peut s'écrire sous forme d'équation suivante :

$$\begin{aligned} \dot{[X]} &= [A][X] + [B][V] \\ \begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.8)$$

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

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

Ces équations constituent la base du schéma bloc de la machine synchrone a aimants permanents.

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la Fig. II.4. [BAB 01]

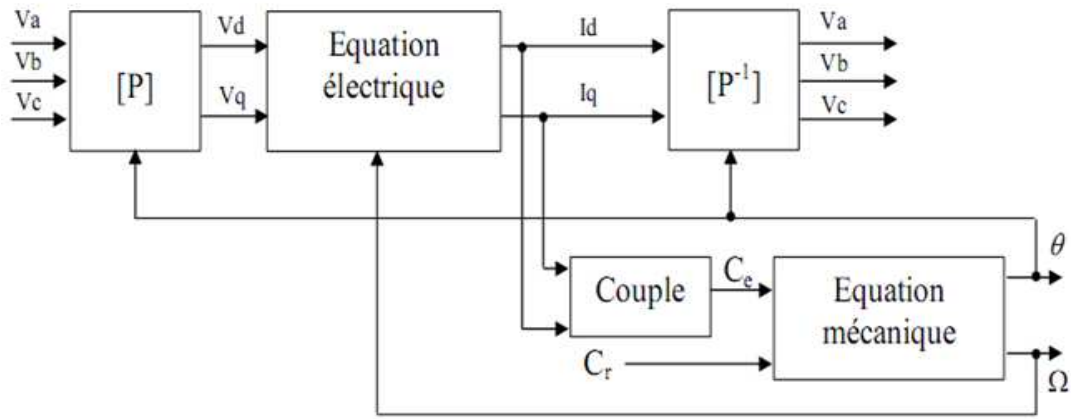


Fig. II.5 Schéma fonctionnel du modèle de Park

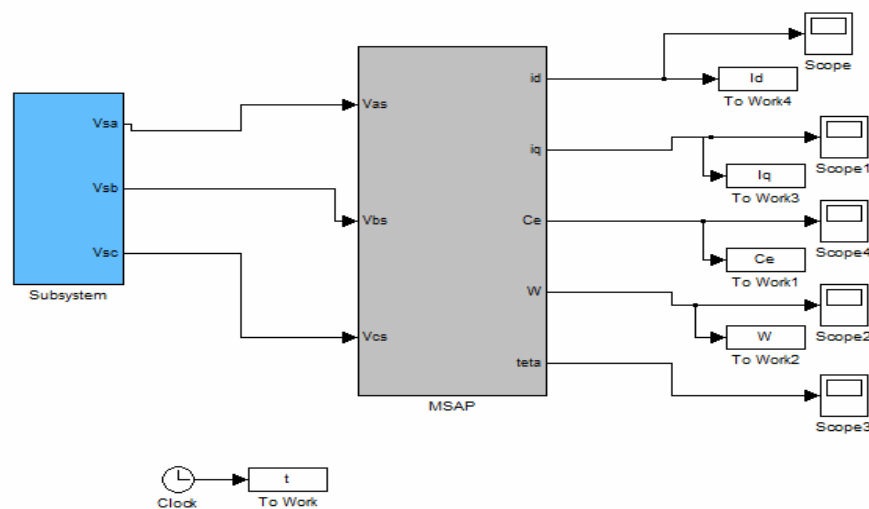


Fig II.6 schéma bloc de la MSAP

Pratiquement la machine ne va pas tourner car le démarrage nécessite des fréquences faibles puis on augmente la fréquence progressivement jusqu'à on atteint la fréquence du synchronisme et pour cela on utilise un onduleur MLI pour alimenté la machine.

## II.7 Modélisation des onduleurs de tension [BAB 01]

Dans l'étude de l'ensemble commande onduleur machine charge, nous nous intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux: c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande. Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur machine



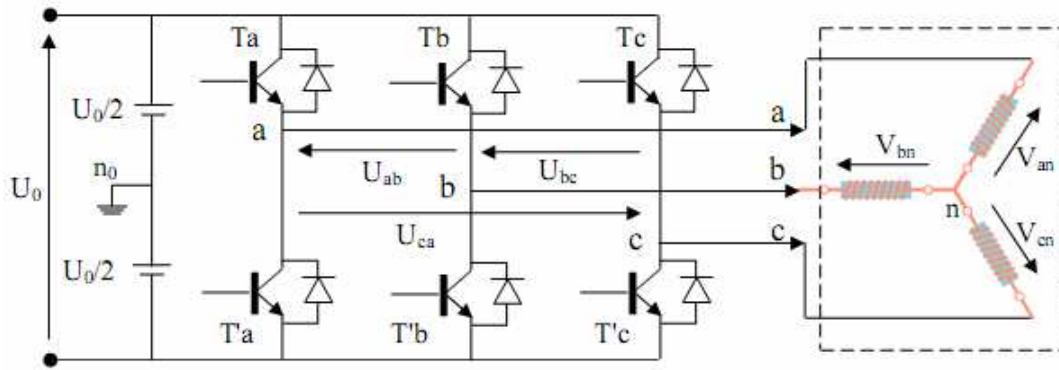


Fig. II.7 Schéma de l'onduleur triphasé

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure. II.7, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de f.e.m égale à  $U_0/2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$ .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons  $V_{an}, V_{bn}$  et  $V_{cn}$ , l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T'_i$  les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

Si  $S_i=1$  Alors  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert

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

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases}$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (2.9)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence  $n_0$ .

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases}$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \left(\frac{1}{3}\right)[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (2.10)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits  $\Leftrightarrow S_i$  (i = a, b, c) on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2}$$

On a donc :

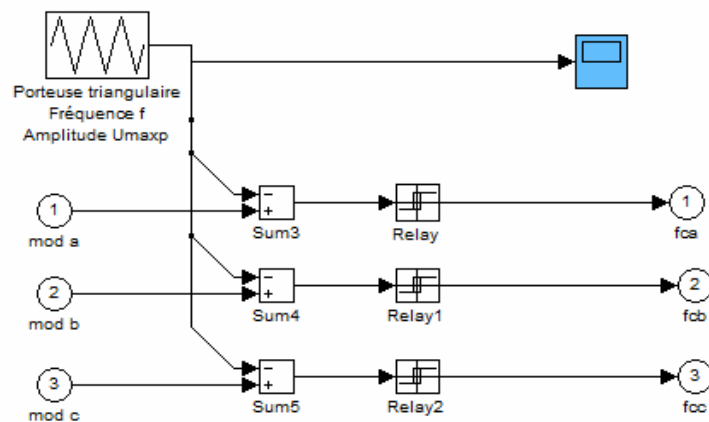
$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (2.11)$$

En remplaçant (2.11) dans (2.10), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (2.12)$$

En remplaçant (2.11) dans (2.12), on obtient :

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



**FigII.8** générations des signaux de commande PWM de l'onduleur

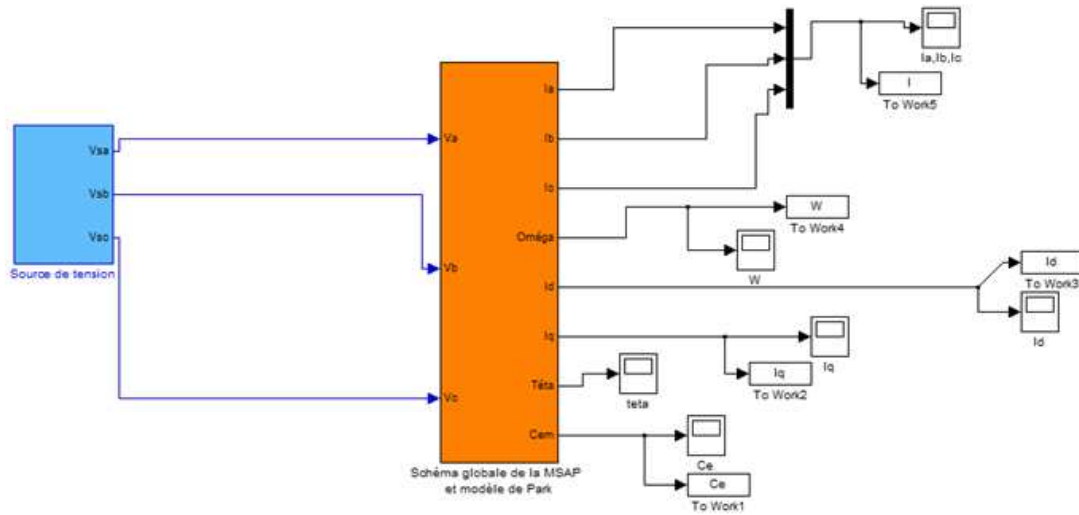
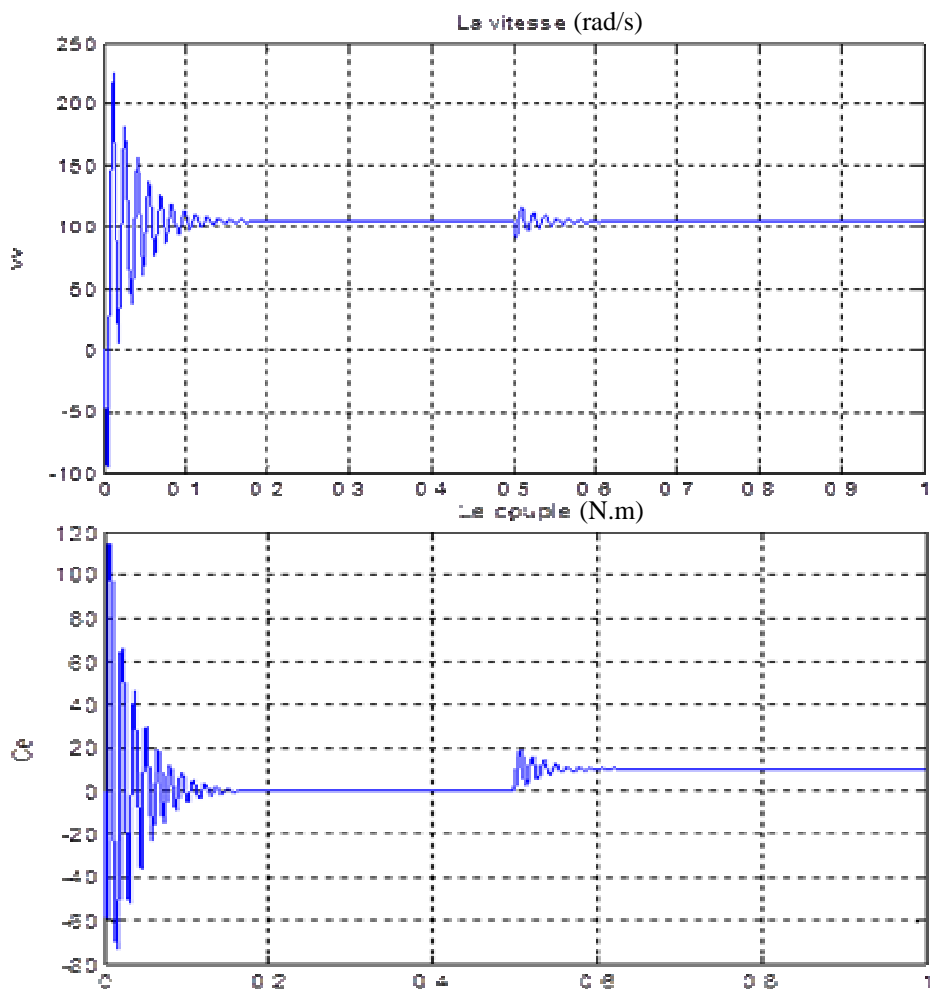


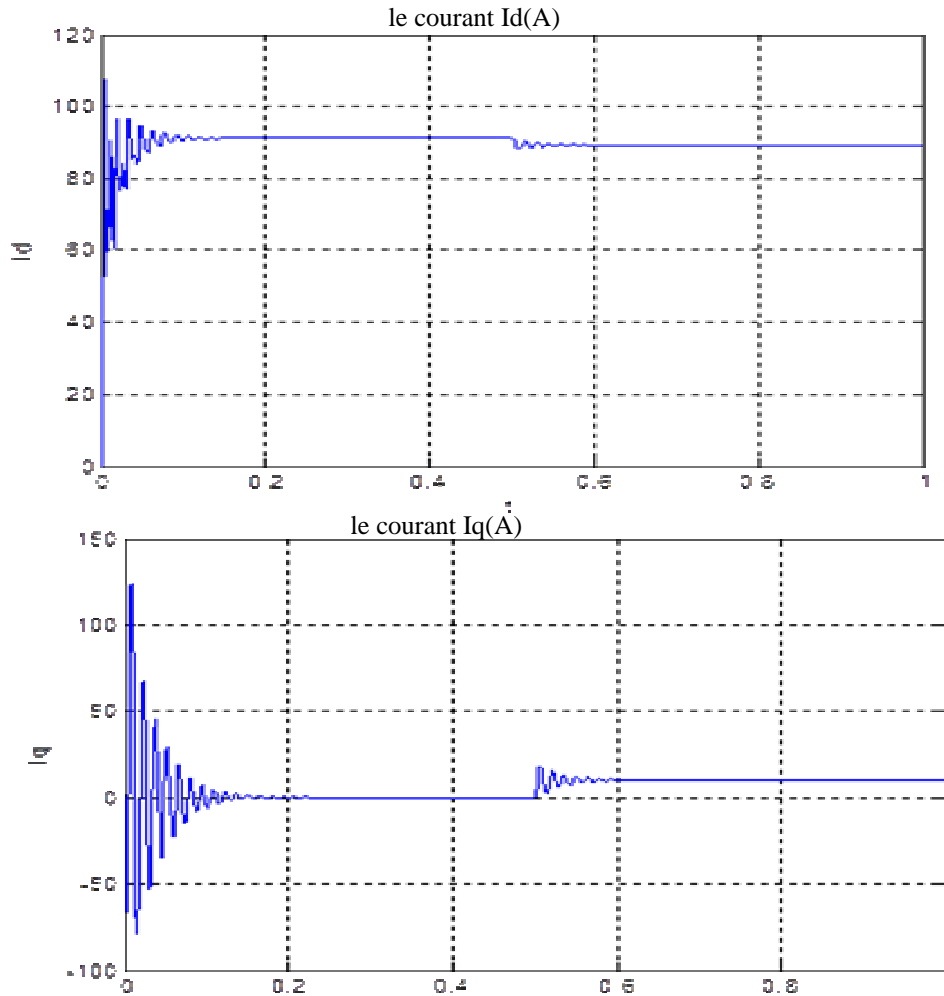
Fig.II.9 schéma bloc du MSAP alimenté par un réseau triphasé équilibré

### II.8 Résultats de simulations

Pour vérifier le modèle mathématique de la machine, nous allons tester les programmes numériquement dans l'environnement MATLAB. Les paramètres sont donnés dans l'annexe.

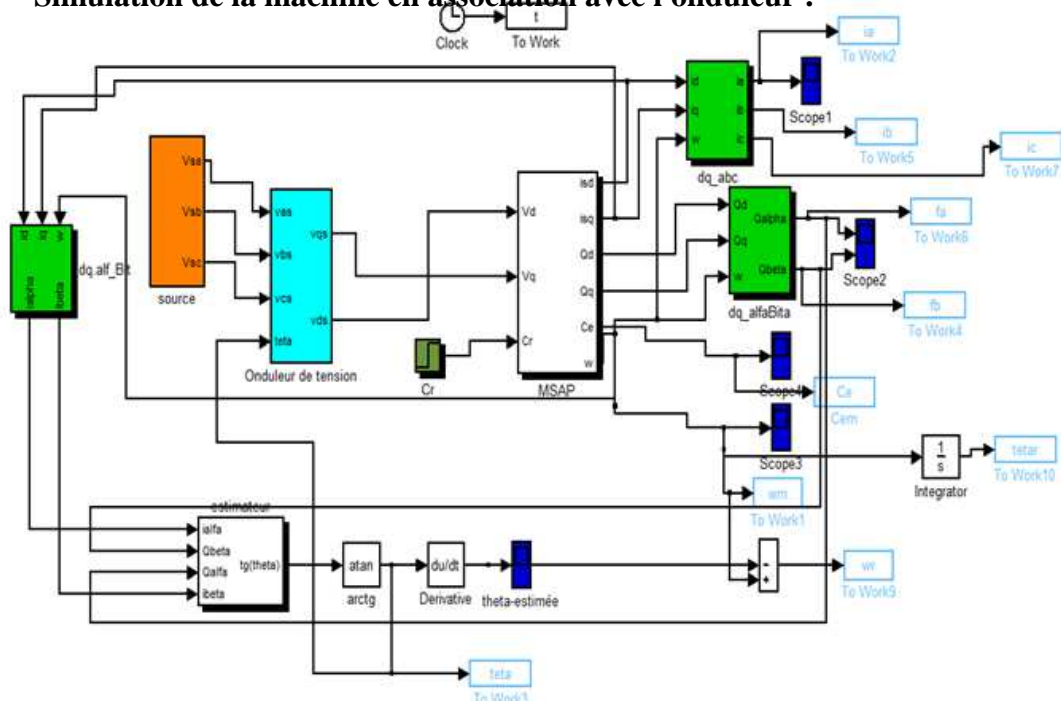
- **Simulation du modèle de la machine à vide :**





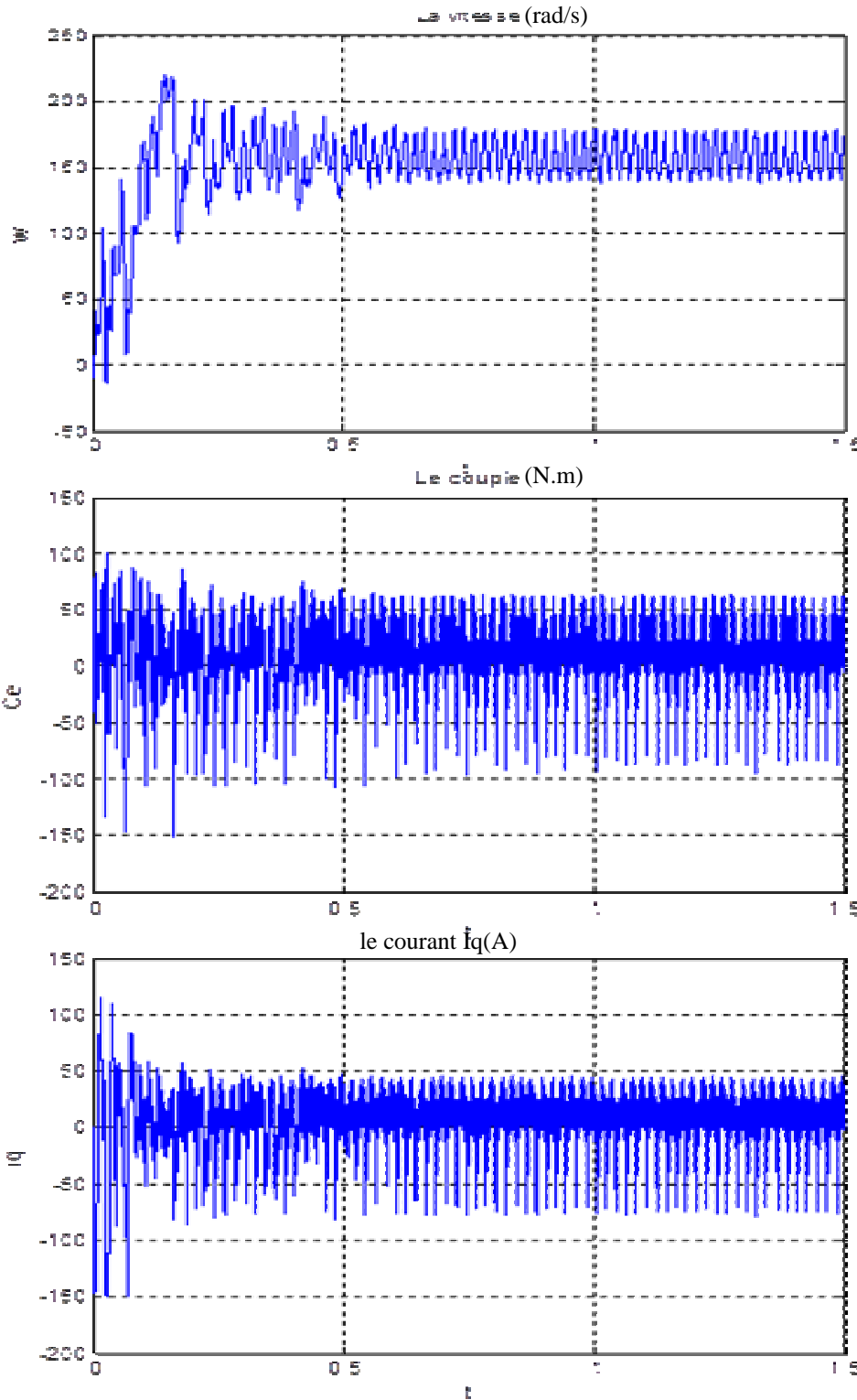
**Fig II.9** Caractéristiques électriques et mécanique de la MSAP alimentée par un réseau triphasé en charge de  $Cr=5N.m$  à  $t=0.5s$

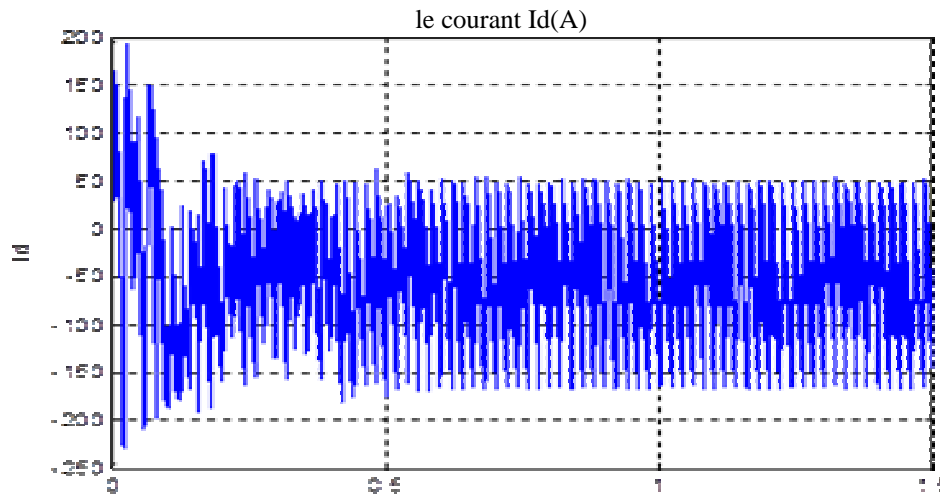
• **Simulation de la machine en association avec l'onduleur :**



**Fig.II.10** schéma bloc du MSAP alimenté par un onduleur MLI

- **Simulation du modèle de la machine associé avec l'onduleur :**





**Fig II.10** Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge  $Cr=5N.m$  à  $t=0.4s$

Pendant le démarrage on remarque que tous les signaux sont fortement pulsatoire parce que la machine passe par le régime transitoire puis elle se stabilise et entre dans le régime permanent.

- L'allure de la courbe du couple et du vitesse présente au démarrage des battement importants dans un court temps puis se stabilise au valeur du couple, vitesse choisit.
- Pour les courants  $i_d, i_q$  au début du démarrage on remarque des pics de courant assez important due a la f.e.m qui est du à une faible vitesse de démarrage, après ils se stabilise a ces valeurs nominales.
- Lorsque on simule le modèle en association avec l'onduleur MLI on remarque que les résultats obtenus ont les même du modèle seul mais ils présentent des oscillations dues aux harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

## II.9 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation de l'onduleur et de la machine synchrone à aimants permanents au triphasé, puis dans le référentiel de Park, ce dernier qui nous simplifie les équations et nous permet d'aborder à la commande vectorielle facilement et la régulation de la vitesse.

# Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents MSAP

## III.1. Introduction

Connu aussi par "commande par orientation du flux" et notée FOC (field oriented control). En 1971, BLASCKE a proposé une théorie de commande de champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courant continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de  $90^\circ$  avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation [SCH 04],[JMR 08].

Pour la réalisation de ce control, il est nécessaire que l'orientation du flux soit en quadrature avec le courant qui génère le couple. Ainsi, on obtient le 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 permet l'obtention de performances considérables, relatives à la réponse du système en régime dynamique similaire à celle d'une MCC.

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

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant  $I_d$  nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant  $I_q$  via la tension  $q$   $V$ . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.

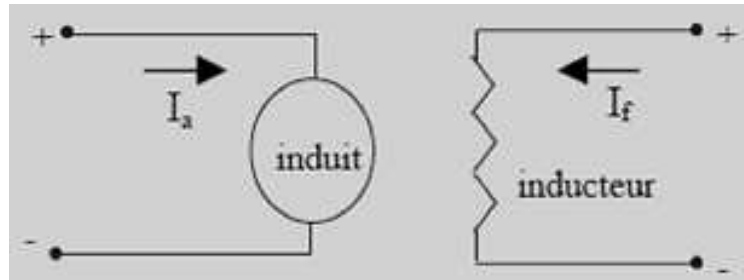


Fig.III.1 Machine à Courant Continu

En utilisant l'équation (3.1) l'expression du couple devient comme suit :

$$C_e = P\phi_f i_q \tag{3.1}$$

La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes ( $i_d$ ) et ( $i_q$ ) du courants statorique en imposant les tensions ( $V_d$ ) et ( $V_q$ ) qui conviennent. pour imposer ces tensions il suffit d'imposer les tensions de référence ( $V_{qref}$ ) et ( $V_{dref}$ ) à l'entrée de l'onduleur [SEB 07]. A l'aide des régulateurs, nous allons obtenir des courants de référence ( $i_{qref}$ ) et ( $i_{dref}$ ) .

### III.3. schéma global du simulation

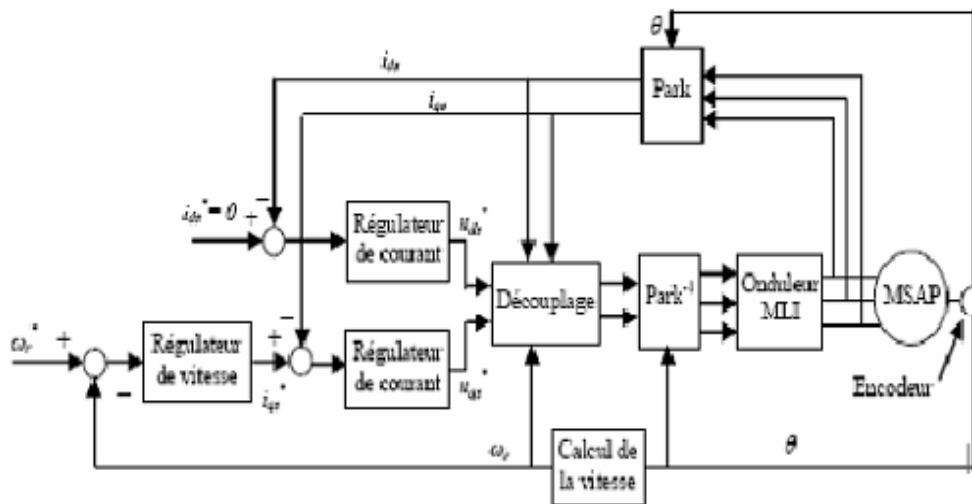


Fig.III.2 Schéma global de simulation de la commande vectorielle avec regulateur PI

Quand le courant ( $i_d$ ) est, le modèle de la MSAP se réduit à sa représentation sur l'axe (q) , identique à celui d'une MCC a excitation séparée .



### III.3.1. Technique de découplage

Les lois de commande vectorielle des machines alimentée en tensions présente 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, on a les équations suivantes [MAS 07] , [RET 08], [KHA 06]

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

Pour découpler l'évolution des courants  $i_d$ ,  $i_q$  par rapport aux commandes, on va définir des termes de compensation  $F_{emd}$ ,  $F_{emq}$  telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - F_{emd} \\ V_q = V_{q1} + F_{emq} \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \end{cases} \quad (3.4)$$

$$\begin{cases} F_{emd} = \omega_r L_q i_q \\ F_{emq} = \omega_r (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (3.5)$$

### 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 qui est basé sur l'introduction des termes de compensation  $F_{emd}$  et  $F_{emq}$  .

Les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont découplés. le courant  $i_d$  ne dépend que de  $V_{d1}$  et le courant  $i_q$  ne dépend que de  $V_{q1}$  .ces expressions s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{r_s + sL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{r_s + sL_q} \end{cases} \quad (3.6)$$

Les tensions  $V_d$  et  $V_q$  sont alors reconstitués à partir des tensions  $V_{d1}$  et  $V_{q1}$  et illustrés sur la figure (III. 3) :

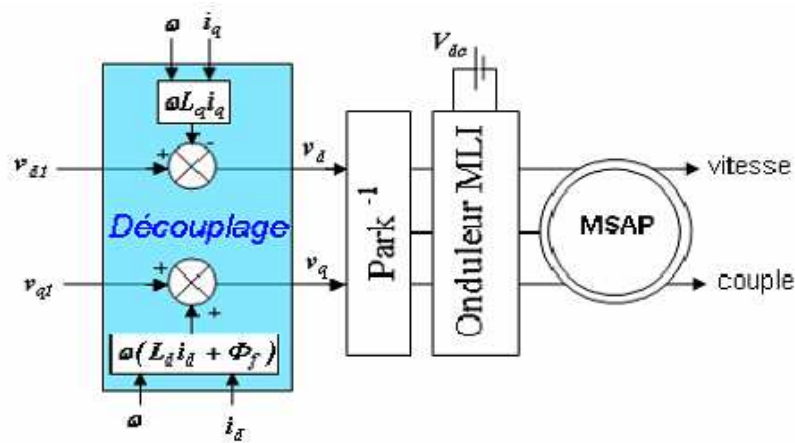


Fig. III.3 Reconstitution des tensions  $v_d$  et  $v_q$

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statorique à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI. Le schéma de principe de régulation des courants statorique est représenté par la figure (III. 4).

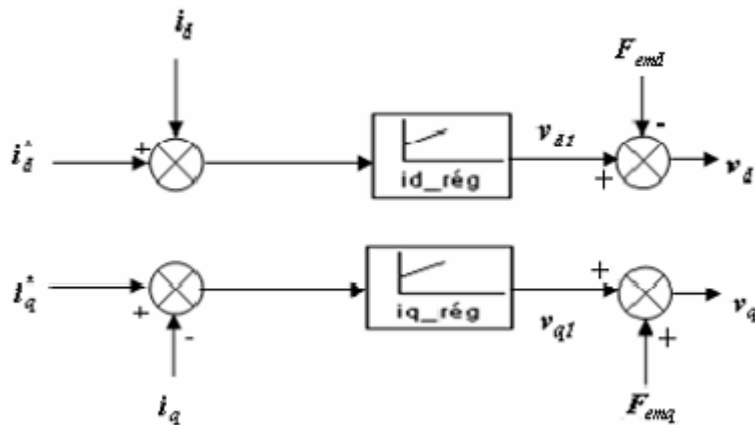


Fig. III. 4 Principe de découplage par compensation

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.4.1 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 [SEB 07], [BEL 07], [LAR 09]:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{3.7}$$

$k_p$  et  $k_i$  respectivement l'action proportionnelle et intégrale du régulateur. La boucle de courant peut être représentée par la figure (III. 5)

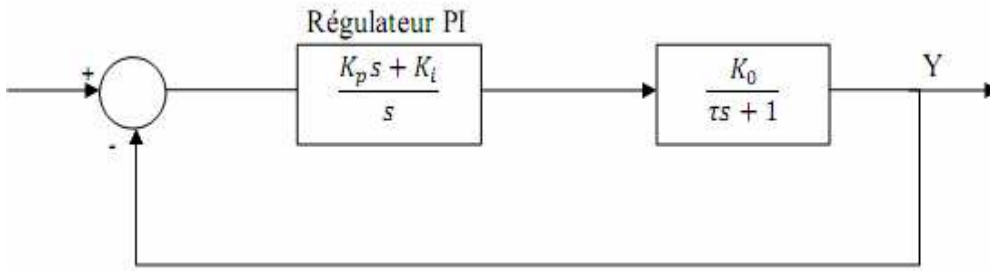


Fig. III.5 Boucle de courant régulée par un régulateur PI

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 :

$$\begin{aligned}
 k_p &= k_i \tau \\
 k_i &= \alpha \frac{R_s}{\tau_e}
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

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

### III.4.2 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 [SEB 07] :

- 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  $Cr=0$  et avec l'équation (3.8) on obtient :

$$G_p(s) = \frac{k_t}{J_m s + f}
 \tag{3.9}$$

Avec :  $k_t = \frac{3}{2} P\phi_f$

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

$$G(s) = \frac{G_c \cdot G_p}{1 + G_c \cdot G_p} \quad (3.10)$$

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

$$G_c(s) = \frac{k_{pw} s k_{iw}}{s} \quad (3.11)$$

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

$$eq(S) = S^2 + \left( \frac{f_c + k_t \cdot k_{pw}}{J_m} \right) S + \frac{k_t \cdot k_{iw}}{J_m} \quad (3.12)$$

L'équation (II.34) caractérise un système asservi du deuxième ordre, elle s'écrit sous forme générale :

$$eq(S) = S^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot S + \omega_n^2 \quad (3.13)$$

$\xi$  Représente le coefficient d'amortissement et  $\omega_n$  représente la pulsation naturelle.

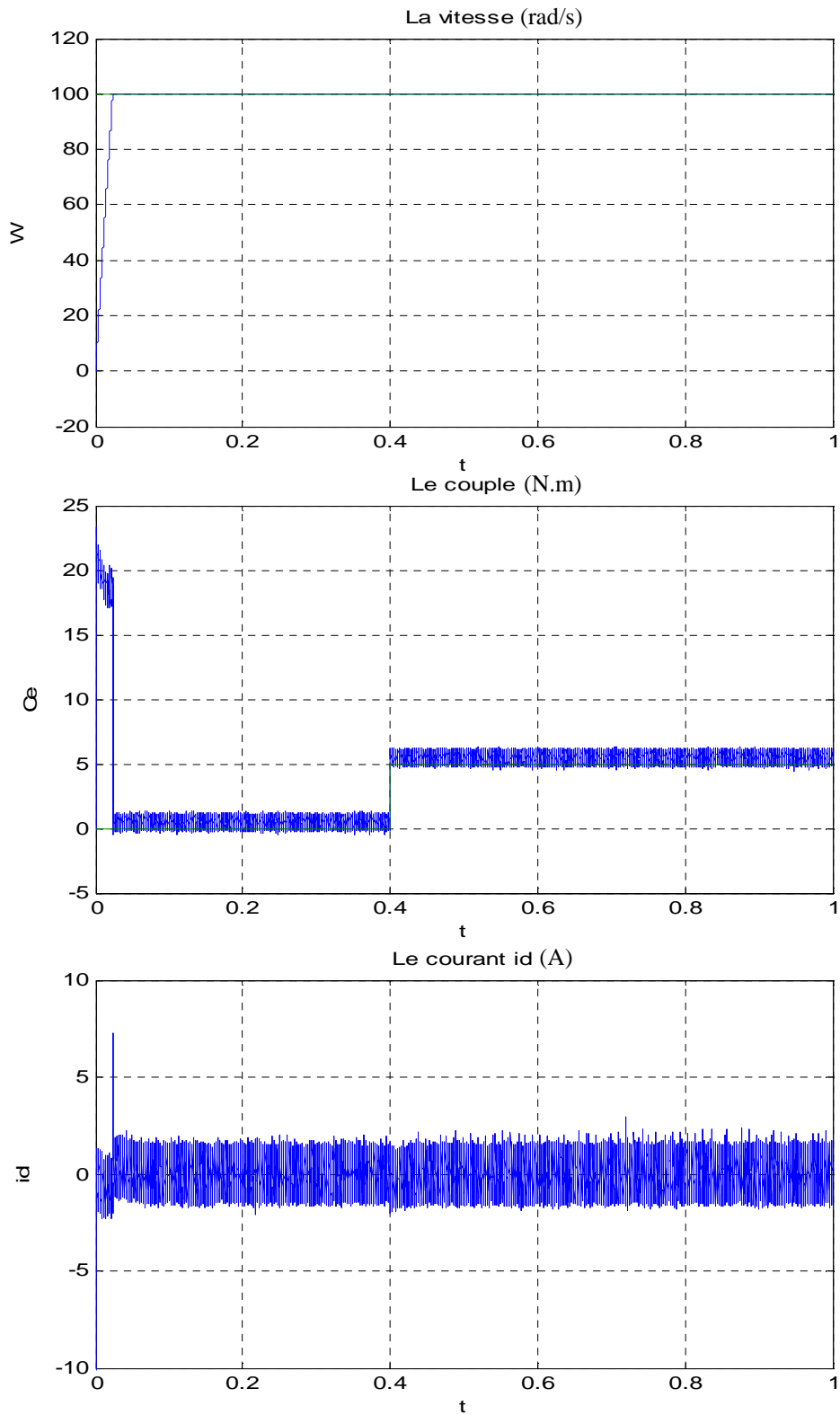
Par identification des équations (3.12) et (3.13), on obtient :

$$K_{pw} = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n J_m - f}{K_t} \quad (3.14)$$

$$K_{iw} = \frac{J_m \cdot \omega_n^2}{K_t} \quad (3.15)$$

### III.5 Résultats et simulations

#### III.5.1 Commande vectorielle avec $R_s$ , $\omega$ fixe



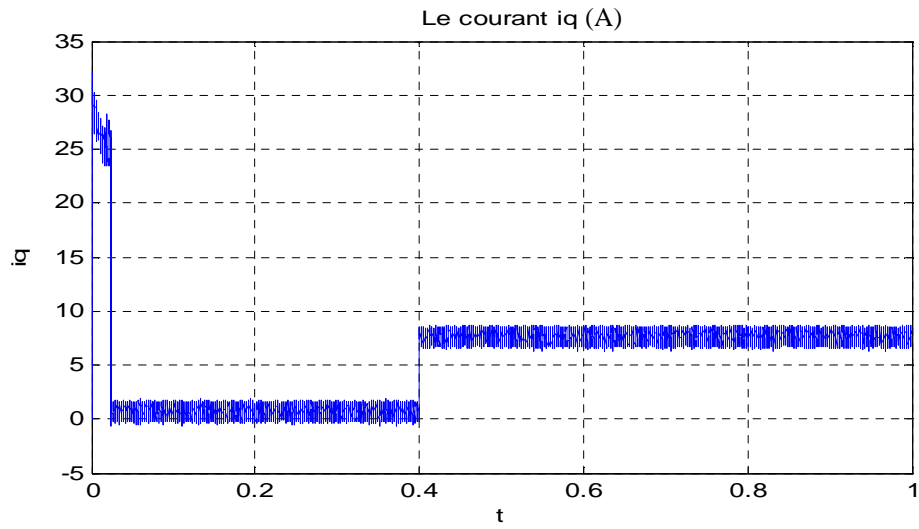
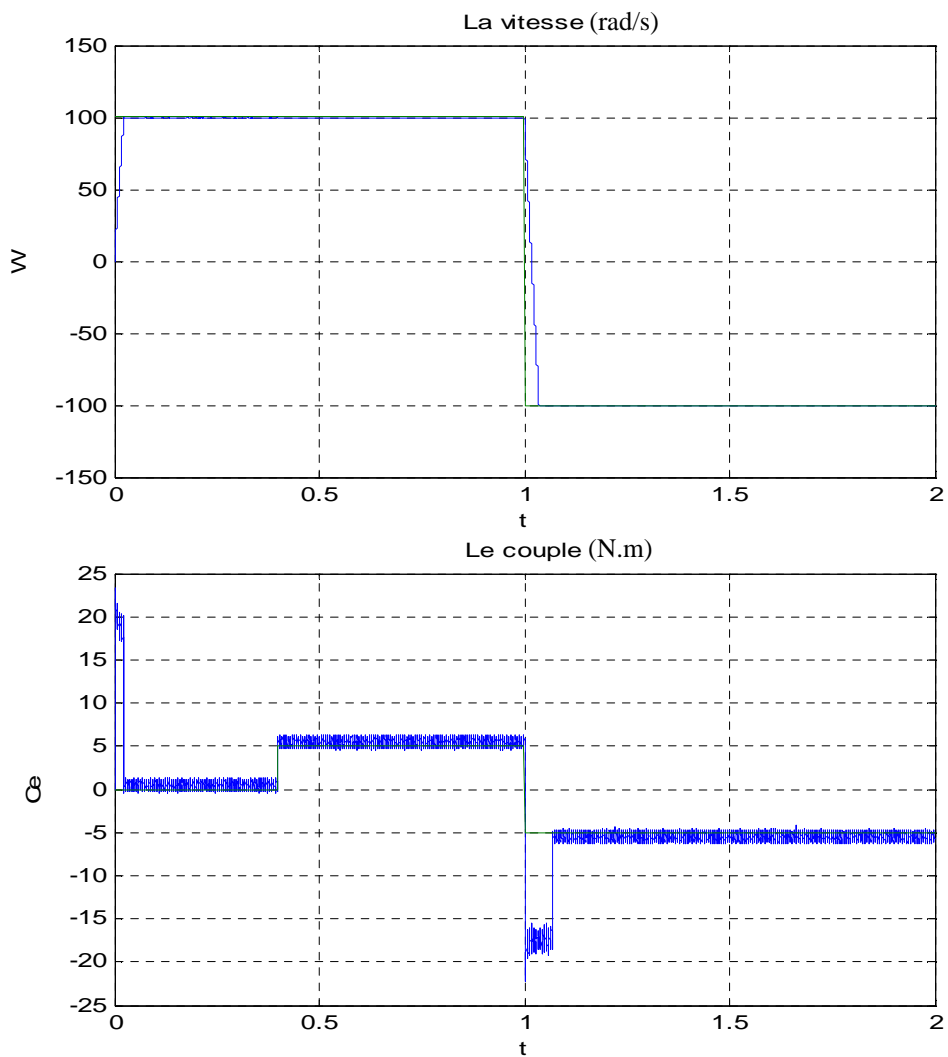


Fig III.6 Caractéristique mécanique et électrique de la MSAP démarrage à vide puis application d'un  $Cr=5N.m$  à  $0.4s$

- **Commande vectorielle avec  $R_s$  fixe et inversion de vitesse**



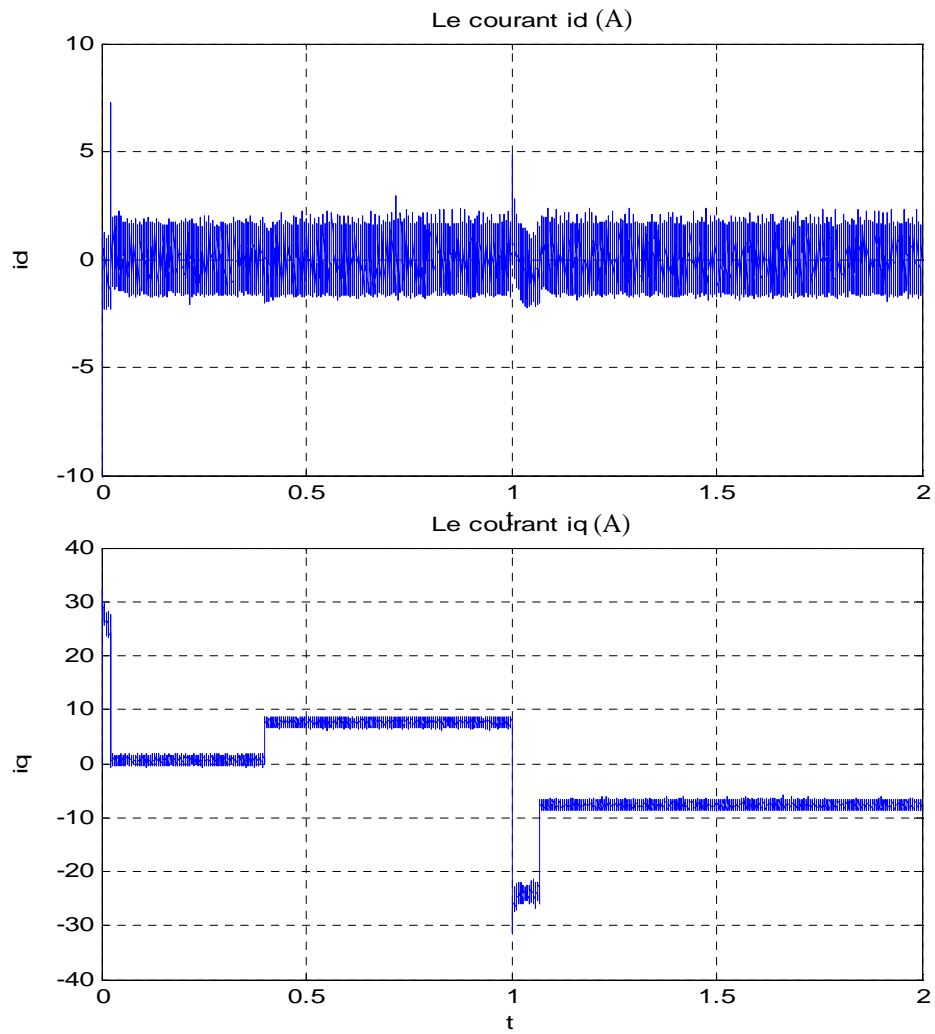
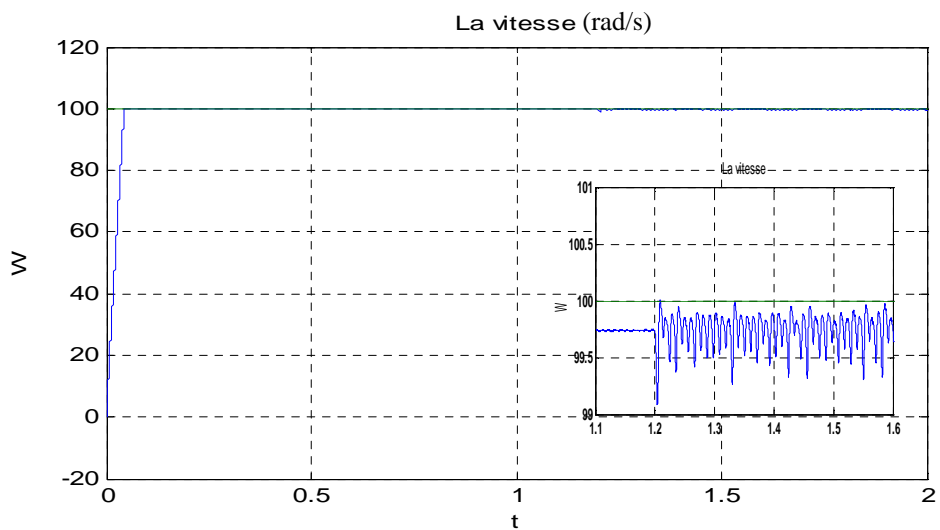
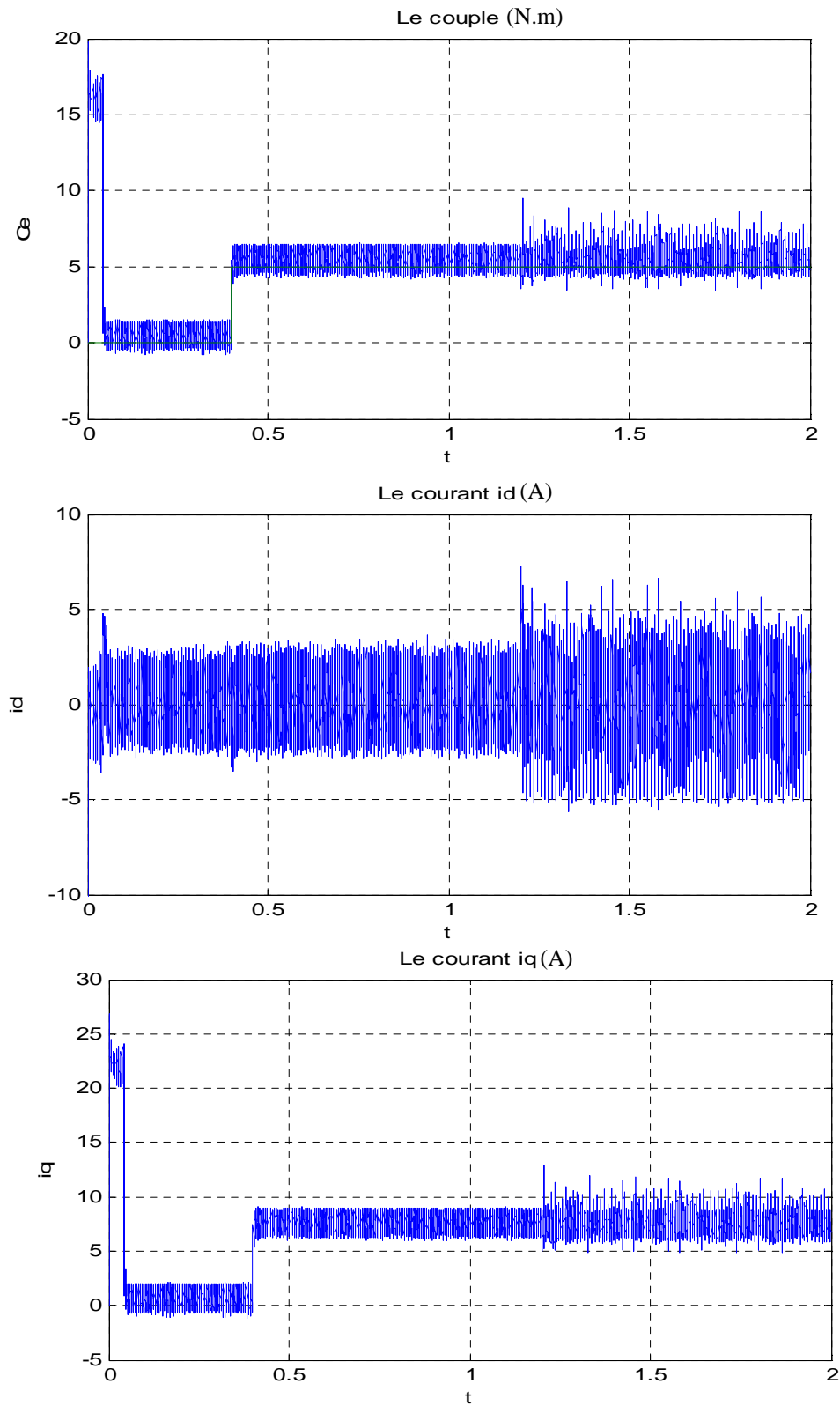


Fig III.7 Caractéristique mécanique et électrique de la MSAP démarrage à vide puis application d'un  $Cr=5N.m$  à  $0.4s$  puis inversion de vitesse à  $t=1s$

- commande vectorielle avec  $R_s = 1.7 * R_s$ ,  $\omega$  fixe





**Fig III.8** Caractéristique mécanique et électrique de la MSAP démarrage à vide puis application d'un  $C_r=5N.m$  à  $0.4s$  puis augmentation du résistance statorique à  $1.7*Rs$  à  $t=1.2s$



- Sur les figures III.6 qui ont la vitesse fixe 100 rad/s et la résistance  $R_s=0.4\Omega$  on remarque que les caractéristique mécanique et électrique sont parfaites car le temps de dépassement est très petit et la vitesse, les courants sont identique avec celles des références alors notre commande est robuste.

- Sur les figures III.7 on a la même résistance statorique avec une inversion de vitesse qui est faite parfaitement car le temps d'inversion est très petit et le couple reste stable avec des courants identiques aux celles du référence.

- Sur les figures III.8 on a la même vitesse pour une augmentation du résistance statorique à  $(1.7*R_s)$  on remarque que notre régulateur marche encore à son état optimal car la perturbation dans les signaux des vitesse,couple et courants reste très faible par rapport a l'augmentation du perturbation ( $R_s$ ) ce qui nous donne un bon régime dynamique et un fonctionnement stable du système.

### **III.6 Conclusion**

Dans ce chapitre on a vu l'application de la commande vectorielle sur la MSAP cette stratégie qui nous permet de faire un découplage entre le couple et le flux pour assurer une commande efficace et robuste.

Une autre fois on a distingué que les régulateurs classiques (PI) donne toujours des meilleurs résultats pour un réglage de vitesse et sans dépassement mais l'inconvénient majeur de ses régulateurs reste la sensibilité pour les changements des paramètres ( $R_s$ ).

## Conclusion générale

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension avec un onduleur MLI triphasée.

Au début de ce mémoire on a vu le premier chapitre qui présente la machine synchrone à aimants permanents, ça structure ces composants, caractéristiques des aimants et différents types des rotors puis on a vu ces différents types d'alimentations.

Dans le deuxième chapitre on a commencer avec la modélisation de la machine au triphasé, puis on appliqué ces équations sur le modèle de Park c'est-à-dire au biphasé ce qui nous simplifie la commande plus tard, après on a fait la modélisation de l'alimentation (l'onduleur MLI) pour finir le deuxième chapitre on a pris des résultats après a voir faire des simulation du modèle seul puis le modèle alimenté par l'onduleur.

Finalement au troisième chapitre la structure du commande vectorielle est présentée cette dernière qui les correcteurs de courants et de vitesse , après la résistance du stator est prise comme variable (perturbation) et on a réglé les régulateur pour que cette perturbation n'affecte pas le système de commande

D'après ce travail et ces différents résultats de simulation obtenus on distingue que la commande vectorielle donne une bonne performance dynamique au système grâce aux différents régulateurs classiques.

## Bibliographie

- [BER 02] Bernard, N. "Machine synchrone : de la boucle ouverte a l'autopilotage". Ecole Normale Supérieure de Cachan Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ, Revue 3EI, n° 30, septembre 2002.
- [MUL 04] Multon, B. "Les machines synchrones autopilotées". Ecole Normale Supérieure de Cachan 2004. ISBN : 2-909968-63-4
- [GAS 04] Gasc, L. "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande". Thèse de doctorat l'institut national polytechnique de Toulouse, 2004.
- [LAT 06] Lateb, R. "Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps application à la propulsion marine par POD". Thèse de doctorat, institut national polytechnique de lorraine, France 2006.
- [BOU 05] Bouchereb, C. "Contrôle direct du couple des machines synchrones". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [AME 03] Ameer, A. "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants doté d'un observateur d'ordre complet à mode glissant". Thèse de magistère en électrotechnique université de Batna, 2003.
- [JBG 98] J.Bonal, G. Suguier, "Entraînement électriques à vitesse variable " Edition tec.doc, paris, cedex 08 décembre 1998.
- [EPO 01] Eric Poirier, "Optimisation Energétique et Entraînement Sans Capteur de Position des Machines à Courant Alternatif", Thèse pour l'Obtention de la Maîtrise des Sciences Appliquées, Département de Génie Electrique Faculté d'Ingénierie Université de Moncton, Septembre, 2001.
- [PER 05] Persson, J. "Innovative standstill position detection combined with sensorless control of synchronous motors". Thèse de Doctorat école polytechnique fédérale de LAUSANNE 2005.

- [NSO 04] N.Soulahi, "Optimisation du rendement d'un ensemble convertisseur machine à induction", soutenu le 23/10/2004 thèse de magister université de batna.
- [AME 05] A.Ameur, "Commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone a aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", soutenu le 25/10/2005 université de Batna.
- [ABD 97] Abdessemed, R. Kadjouj, M. "Modélisation des machines électriques". Presse de l'université de Batna 1997.
- [KIY 04 ] Kiyour, B. "Commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif ". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2004.
- [LAS 04] Lasse, L. "Analysis of torque and speed ripple producing non idealities of frequency converters in electric drives". Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology) to be presented with due permission for public examination and criticism in the Auditorium 1382 at Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland on the 5th of November 2004.
- [CHE 01] Chenadec, J. "Les machines synchrones - Technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones". 2001
- [PWG 88] Pwgasan, P. Knshnan, R. "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives". IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 35, no 4, November 1988
- [GRE 00] Grellet.G, Clerc, G. "Actionneurs électrique Principe/Modèle/Commande". Eyrolles, Deuxieme Edition 2000.
- [BAB 01] Babak, N. "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres". Thèse de Doctorat l'Université de Téhéran, Iran, 2001.
- [LAC 07] 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.
- [HAC 95] B.Hacéne "Contribution à la Commande des Machines Synchrones a Aimants Permanents" Thèse de Doctorat, L'institut National Polytechnique de Lorraine.juin 1995.

- [AAI 05] A. Aissa "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Mode Glissants", Thèse de Magister, Université de Batna 2005.
- [LAB 95] F. Labrique, G. Segulier et R. Bausier, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Volume 4: La conversion continue Alternatif, Lavoisier, 1995.
- [BOU 01] Boumegoura, T. "Recherche de signature électromagnétique des défauts, dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic". Thèse de doctorat, présentée à l'école centrale de Lyon, France, Mars 2001.
- [MAS 07] A. MASSOUM "Contribution à la Commande Singulièrement Perturbée d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents" ; Thèse de Doctorat, Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2007.
- [SCH 04] H. SCHAWAB "Stratégies de Commande d'Actionneurs Synchrones à Aimants Permanents Intégrant la Sûreté de Fonctionnement» ; Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, 2004.
- [JMR 08] J.M. RETIF "Commande Vectorielle des Machines Asynchrones et Synchrones» ; Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.
- [SEB 07] M. SEBBA, A. CHAKER, Y. MESLEM, S. HASSAINE "Commande en Vitesse du Moteur Synchrones à Aimants Permanents Doté d'un Observateur de Luenberger"; 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing, CIP'2007, Tiaret, 03-04 Nov. 2007.
- [RET 08] J.M. RETIF "Commande Vectorielle des Machines Asynchrones et Synchrones" ; Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.
- [KHA 06] F. KHATOUNIAN "Contribution à la Modélisation, l'Identification et la Commande d'une Interface Haptique à un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrones à Aimants Permanents" ; Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2006.
- [BEL 07] M. BELLARBI, S. HASSAINE et B. MAZARI "Contribution au Contrôle par Modèle de Référence (RMC) d'une Machine

**Bibliographie**

Synchrone à Aimants Permanents" ; 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing, CIP'2007, Tiaret, 03-04 Nov. 2007.

[LAR 09] 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.