

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Études de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : **Electrotechnique Industrielle**

*Présenté par*  
**SEGUENI Ali**

Thème

***COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A  
AIMANTS PERMANENTS***

*Mémoire soutenu publiquement le 09/10/ 2024 devant le jury composé de :*

**Mr Khoudir MAROUANI**

MAB, UMMTO, Président

**M<sup>elle</sup> KECILI Nadia**

MAB, UMMTO, Encadreur

**Mme Hassina ABDELLAOUI**

MAB, UMMTO, Examinatrice

## ***Remerciement***

*Je tiens à remercier le bon Dieu qui m'a donné la force, le courage et la santé pour pouvoir suivre mes études avec succès.*

*Je remercie tout particulièrement M<sup>elle</sup> KECILI Nadia pour sa guidance tout au long de ce travail, ses conseils précieux, ses critiques, et sa présence aux moments de doute.*

*Mes plus vifs remerciements iront directement aux membres du jury pour leurs efforts fournis lors de l'évaluation de ce présent travail . Enfin mes remerciements s'adressent à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

## *Dédicace*

*Du profond de mon cœur, je dédie ce travail à tous ceux qui me sont cher*

*A ma chère maman*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que tu as consenti pour mon instruction et mon bien être.*

*A mon cher papa*

*L'épaule solide, l'œil attentif compréhensif et la personne la plus digne de mon estime et mon respect.*

*Aucune dédicace ne saurait exprimer mes sentiments, que dieu te préserve et te procure santé et longue vie.*

*A mon cher grand frère Aghilas et sa femme Siham*

*A mon cher frère : Nabil*

*A ma chère sœur Dihia et son mari Salem et mon petitange Hsisou*

*A ma petite sœur Soussou*

*Mes amis :*

*Je ne peux manquer de dédier ce modeste travail aux belles âmes de mes deux défunts amis Yacine et Ahcene.*

*Votre place demeurera à jamais irremplaçable.*

*Mes professeurs de l'UMMTO*

*MERCI*

# *Liste des notations et symboles*

Liste des abréviations

- **CV** : Commande vectorielle
- **PI** : Le correcteur classique à action Proportionnelle Intégrale
- **MLI** : Modulation de Largeur d'Impulsion
- **Matlab** : « MATrix LABoratory » logiciel de simulation numérique
- **MSAP** : Machine Synchrone à Aimants Permanents
- **MCC** : Machine à courant continu
- **FMMS** : Forces magnétomotrices
- **FTBO** : Fonction de transfert en boucle ouverte
- **FTBF** : Fonction transfert en boucle de fermée

## Liste des notations et symboles

- **C<sub>em</sub>** : Couple électromagnétique délivré par le moteur
- **C<sub>r</sub>** : Couple résistant.
- **d,q** : Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
- **ed,eq** : Composantes de la force électromotrice de compensation
- **F** : Coefficient de frottement.
- **F.e.m** : Force électromotrice
- **F<sub>p</sub>** : Fréquence de la porteuse
- **F<sub>r</sub>** : Fréquence de la référence
- **I<sub>dref</sub>** : Courant d de référence
- **I<sub>qref</sub>** : Courant q de référence
- **J** : Moment d'inertie du moteur.
- **K<sub>p</sub>** : L'action proportionnelle du régulateur
- **K<sub>i</sub>** : L'action intégrale du régulateur
- **L<sub>s0</sub>** : Inductance propre d'une phase statorique.
- **L<sub>sc</sub>** : Inductance cyclique principale
- **L<sub>s</sub>** : Inductance statorique
- **L<sub>d</sub>** : Inductance dans l'axe (d)
- **L<sub>q</sub>** : Inductance dans l'axe(q)
- **M<sub>s0</sub>** : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
- **n** : est l'indice de neutre
- **T<sub>r</sub>** : Temps de réponse imposé.
- **t** : Temp(s)
- **V<sub>a0</sub>; V<sub>b0</sub> ; V<sub>c0</sub>** : Tension simple de la machine

- $V_{n0}$ : Tension fictive entre le neutre et la machine synchrone à aimant permanent
- $[V_s]$ : Vecteur tensions statoriques.
- $[I_s]$ : Vecteur courants statorique.
- $[\Phi_s]$ : Vecteur flux statorique.
- $[R_s]$ : Matrice résistance du stator.
- $[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ : Vecteur courants statorique
- $[P(\theta)]$ : Matrice de Park
- $\omega_r$ : pulsation de vitesse de rotation de la machine
- $\omega$ : Pulsation des courants statoriques.
- $p$ : Nombre de paires de pôles.
- $\epsilon_v$ : Facteur d'amortissement
- $\Omega_{ref}$ : Vitesse de rotation de référence
- $\theta$ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.
- $\Omega$ : La vitesse de rotation en rad/s

*Liste des tableaux et  
des figures*

# Liste des figures

## Chapitre 01

Figure (I.1) : Machine synchrone à aimant permanent.....	3
Figure (I.2) : stator et rotor d'une machine synchrone à aimants permanents .....	3
Figure (I.3) : Image d'aimants Alnico .....	5
Figure (I.4) : Image d'aimants ferrites.....	6
Figure (I.5) : Image d'aimants Terre-Rares .....	6
Figure (I.6) : vue schématique des machines : (a)flux radial, (b) flux axial .....	7
Figure (I.7) : La MSAP avec rotor intérieur .....	7
Figure (I.8) : Machine à aimants en surface .....	8
Figure (I.9) : Machine à aimants insérés.....	8
Figure (I.10) : Machine à aimants enterrés.....	9

## Chapitre 02

Figure (II.1) : Schéma de la MSAP dans le repère abc.....	19
Figure (II.2) : Différents couples qui agissent sur le rotor .....	21
Figure (II.3) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d-q) .....	21
Figure (II.4) : Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé (d-q) .....	23
Figure (II.5) : Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe (d-q) .....	25
Figure (II .6) : <i>Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanens</i> .....	26
Figure (II.7) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimenté un MSAP .....	27
Figure (II.8) : Principe de la commande par MLI sinus triangle .....	29
Figure (II.9) : Schéma de simulation de la MSAP associé à l'onduleur MLI sinus-triangle.	30
Figure (II.10) : Résultats de simulation d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un réseau triphasé.....	31
Figure (II.11) : Résultats de simulation d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée avec un onduleur de tension MLI sinus-triangle. ....	32

## Chapitre 03

Figure (III.1) : Découplage par compensation.....	41
Figure (III.2) : Commande découplée .....	41
Figure(III.3) : Commande des courants en deux boucles indépendantes .....	42
Figure (III.4) : régulateurs de vitesse .....	44
Figure (III.5) : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP .....	45
Figure (III.6) : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.4$ s.....	46
Figure (III.7): Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 1$ s. ....	48



# *Sommaire*

**Remerciement**

**Dédicace**

**Liste des abréviations**

**Liste des notations et symboles**

**Liste des figures**

**Sommaire**

**Introduction générale..... 1**

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

**I.1 Introduction..... 3**

I.2 Constitution de MSAP ..... 3

I.3 Fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents : ..... 4

I.4. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) ..... 5

I.4.1. Définition des aimants permanents ..... 5

I.4.2. Les différents types d'aimants permanents ..... 5

I.4.3. Différentes structures des machines synchrones à aimants permanents ..... 6

I.4.3.1. Les machines à flux radial ..... 7

I.4.3.2. Aimants en surface ..... 7

I.4.3.3. Aimants insérés ..... 8

I.4.3.4. Aimants enterrés ..... 8

I.4.3.5. Aimants à concentration de flux ..... 9

I.4.3.6. Machines synchrones à aimants permanents à flux axial (MSAP-FA) ..... 10

I.5. Les avantages et les inconvénients ..... 10

I.5.1. Les avantages ..... 10

I.5.2. Les inconvénients ..... 10

I.6. Domaine d'application ..... 10

**Conclusion..... 11**

**Chapitre II : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents**

**Introduction ..... 12**

II.1. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents ..... 12

*II.2. Mise en équations de la machine dans le repère(abc):..... 12*

*II.2.1. Equations électriques :..... 13*

*II.2.2. Equations magnétiques :..... 13*

*II.2.3. Equation mécanique ..... 14*

*II.3. Transformation de Park ..... 15*

*II.4. Choix du Référentiel ..... 16*

II.4.1 Référentiel lié au stator ..... 16

II.4.2 Référentiel lié au rotor.....	16
II.4.3 Référentiel lié au champ tournant.....	17
II.5 Application de la transformation de Park à la MSAP.....	17
II.5.1 Equations électriques.....	17
II.5.2 Equations électromagnétiques.....	18
II.5.3 Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q.....	18
II.5.4Equationmécanique.....	19
II.6 Equations d'état de la MSAP.....	19
II.7 Modélisation Onduleur de tension : .....	20
II.7.1 Définition.....	20
II.7.2Commande de l'onduleur .....	21
II.7.3Onduleur de tension à MLI.....	22
II.7.4 Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle .....	22
II.7.5 Avantages et inconvénients de la MLI sinus-triangle .....	23
II.8 Schémas de simulation .....	23
II.9 Résultats de la simulation.....	23
II.10 Interprétation des résultats.....	25
<b>Conclusion.....</b>	<b>26</b>

### **Chapitre III : Commande vectorielle de la MSAP**

III. 1. Introduction : .....	29
III.2. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension .....	29
III.2.1 Principe de la Commande vectorielle.....	29
III.2.2. Découplage.....	29
III.2.3 Découplage par compensation .....	30
III.2.4. Synthèse des différents régulateurs : .....	31
III.3. Calcule des régulateurs .....	32
III.3.1. Régulateur de courant.....	32
III.3.2. Régulateur de vitesse.....	34
III.4. Schéma global des impulsions de la Commande vectorielle : .....	35
III.5. Résultats de simulation.....	35
III.5.1. Démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à t = 0.4s. ....	36
III.5.2. Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à t = 1s. ....	38
<b>Conclusion.....</b>	<b>39</b>
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>40</b>

### **Bibliographie**

### **Annexes**

# *Introduction générale*

### Introduction générale

Les moteurs à courant continu ont assuré pendant longtemps le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels (robots et machines-outils). Cependant, le collecteur mécanique reste leur principal défaut que l'on tolère mal dans certaines applications

Dans le domaine de la vitesse variable, la machine synchrone à aimants permanents assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication [1]. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle.

Afin de faciliter notre étude on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q donc, on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de transformation de Park et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents.

La commande vectorielle « Field oriented control » permet à la machine synchrone à aimants permanents d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu qui concerne la linéarité et le découplage.

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de trois chapitres :

Le premier chapitre traite des généralités sur les aimants permanents et les machines synchrones à aimants permanents.

Le second chapitre concernera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MSAP en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park. Ainsi les techniques de la commande à MLI sinus triangle.

Dans le chapitre trois, la première partie fera l'objet du principe de la commande vectorielle (FOC) et son application à la MSAP. La deuxième partie sera consacrée aux résultats de simulation obtenus.

*Chapitre I*  
*Généralités sur les machines*  
*synchrones à Aimants*  
*Permanents*

# Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

## I.1.Introduction

Les Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP), appelés encore moteurs à courant continu sans collecteur, se développent de manière importante à l'heure actuelle, grâce à la mise au point d'aimants permanents de grandes qualités permettant d'obtenir un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, ils ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple. Lorsque le nombre de pôles est élevé, les puissances peuvent atteindre quelques centaines de kilowatts.

Les machines synchrones à aimants permanents occupent une place importante dans les équipements industriels. Ils possèdent de meilleures caractéristiques couple-vitesse, des performances dynamiques élevées, de bons rendements, des gammes de vitesses de fonctionnement importantes, de bonnes durées de vies, les rendant bien adaptés aux applications où l'encombrement et la masse sont d'importants critères, comme dans les applications embarquées.

Dans ce chapitre, nous présentons un rappel théorique sur les éléments constituant la machine à aimants permanents.

## I.2 Constitution de MSAP

La machine synchrone est constituée de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur et une partie fixe ou stator portant les enroulements constituant l'induit. La mince zone entre les deux parties précédentes est appelée entrefer.



**Figure I.1: Machine synchrone a aimant permanent**

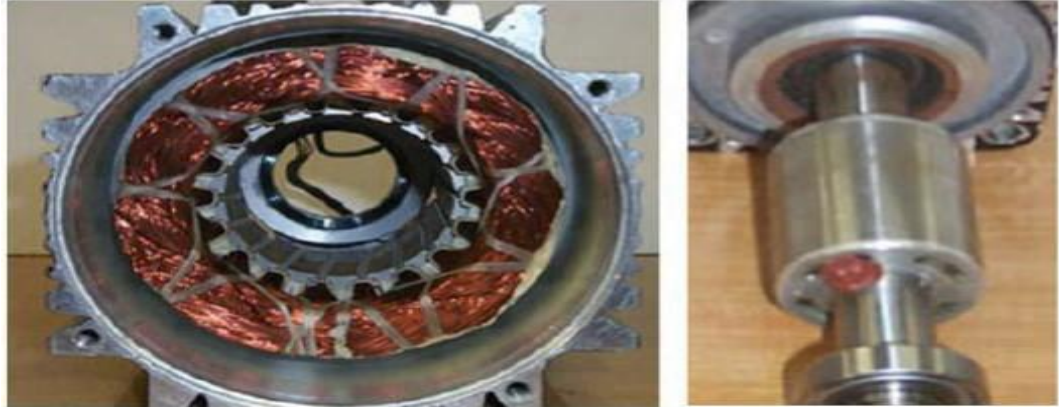
Le stator est similaire à celui de la machine asynchrone (figure I.2. a). Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotoriques soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est logé dans les encoches creusées dans le circuit 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 tôles à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [3].

Dans le rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternants pôles nord et pôles sud figure (I.2.b). Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et induit des

## Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

forces électromotrices (f-é-m) alternatives [3].

L'interaction des champs rotoriques et statoriques donne naissance au couple électromagnétique [4], [5].



a

b

**Figure I.2.** Stator et rotor d'une machine synchrone à aimants permanents

### I.3 Fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents :

La machine synchrone à aimants permanents est une machine réversible donc elle peut fonctionner en deux modes : mode génératrice et mode moteur.

#### ➤ Fonctionnement en mode génératrice (GSAP)

Les alternateurs à base des machines synchrones sont la source primaire de toute énergie électrique. Entraînées par des turbines hydrauliques, à vapeur ou éoliennes, ces machines constituent les plus gros convertisseurs d'énergie au monde. Elles transforment l'énergie mécanique en énergie électrique avec des puissances allant jusqu'à 1500 MW [6].

L'inducteur de la génératrice synchrone, entraîné mécaniquement, crée un champ à répartition spatiale variable dans les bobinages statoriques. Les forces électromotrices (f-é- m) dans ces bobinages provoquent la circulation des courants induits qui créent à leur tour un champ statorique dans l'entrefer qui tourne à la même vitesse que celui du champ inducteur.

#### ➤ Fonctionnement en mode moteur (MSAP)

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent à celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance.

Il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor .La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator.



# Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

## I.4. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

### I.4.1. Définition des aimants permanents

On appelle un aimant permanent tout corps ayant la capacité ou la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente et qui est difficile de se désaimanter lorsqu'il est aimanté [7].

Un aimant permanent est un matériau magnétique qui a la particularité d'avoir une bonne résistance à la désaimantation, c'est-à-dire une aimantation rigide qui ne varie pas obligatoirement en présence d'un champ magnétique extérieur [8].

### I.4.2. Les différents types d'aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types [9,10] :

- ❖ **Les Alnico** : aimants permanents réalisés à partir d'un alliage **Aluminium-Nickel- Cobalt**. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de par leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.



Figure I.3 : image d'aimant Alnico

## Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

- ❖ **Les Ferrites** : aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.



FigureI.4 : image d'aimant ferrites

- ❖ **Les alliages métaux – terres rares** : ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.



FigureI.5 : image d'aimant Terres-Rares

### I. 4.3. Différentes structures des machines synchrones à Aimants Permanents

Les structures des machines synchrones à aimant permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial, à flux axial.

Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure suivante :[11] :

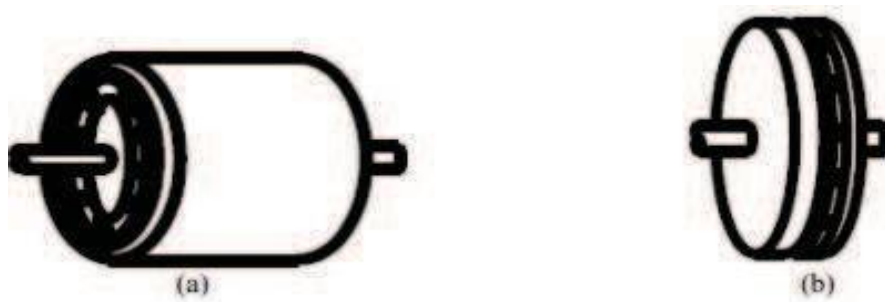


Figure I.6: Vue schématique des machines: (a) flux radial, (b) flux axial

### I.4.3.1. Les machine à flux radial

La machine synchrone à flux radial est la première machine à aimants permanents apparue dans l'industrie.

La première machine synchrone à flux radial développée est une machine dont le bobinage est réparti et les aimants placés en surface. Il est possible de l'utiliser pour équiper un turbo compresseur (50kw, 70000 tr /min, 8 pôles) ou pour des applications dans le domaine de l'automobile (40kw, 6000tr/min, 4 pôles).

L'inconvénient majeur de cette machine est l'emplacement des aimants permanents en surface, les applications à haute vitesse sont difficiles.

C'est pourquoi, pour diminuer le risque de décollement des aimants, le rotor de la machine peut être placé à l'extérieur du stator. Ainsi, les aimants en surface sont placés sur le rotor grâce à l'effet de la force centrifuge [12].

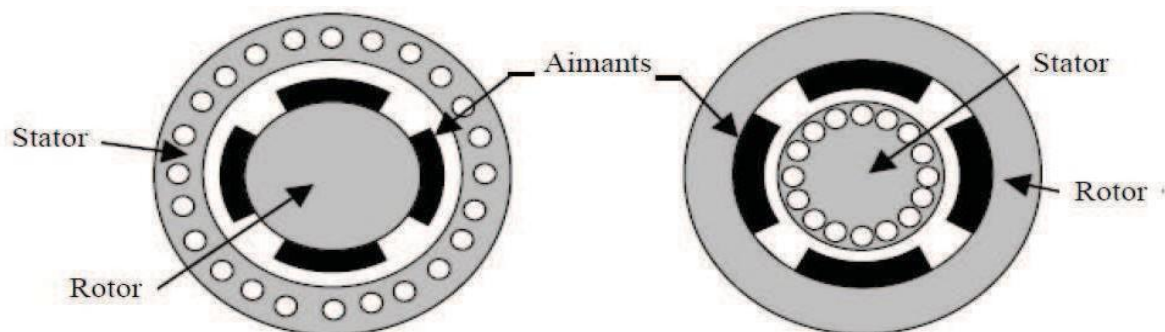


Figure I.7 : la MSAP avec rotor intérieur

En fonction de la disposition des aimants au rotor, on distingue plusieurs configurations pour la machine à rotor intérieur

### I.4.3.2. Aimants en surface

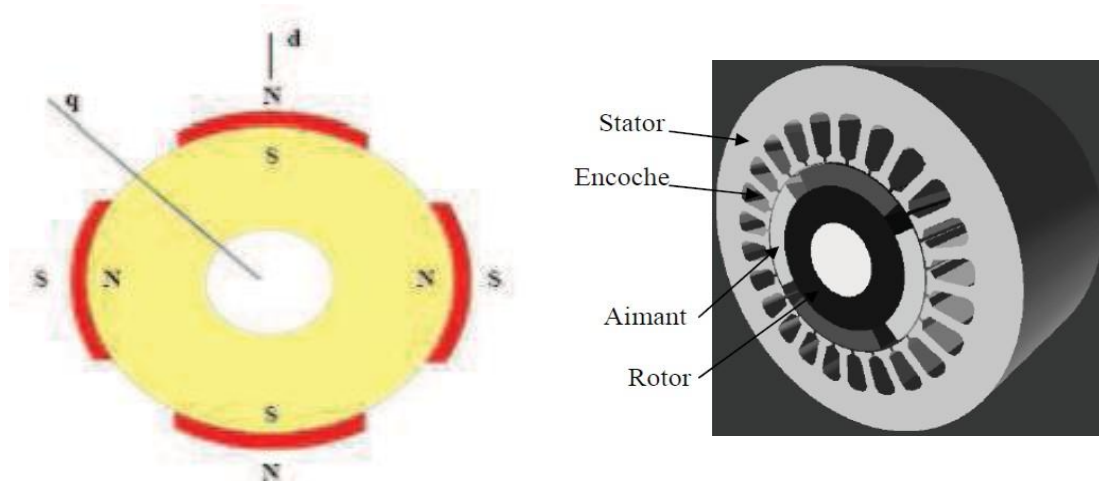
Pour ces types de machines, les aimants permanents à aimantation radiale sont placés sur la surface du rotor, comme montré sur la figure (I.5). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant.

L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisation. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé.

## Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

Il protège l'aimant permanent de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuge.

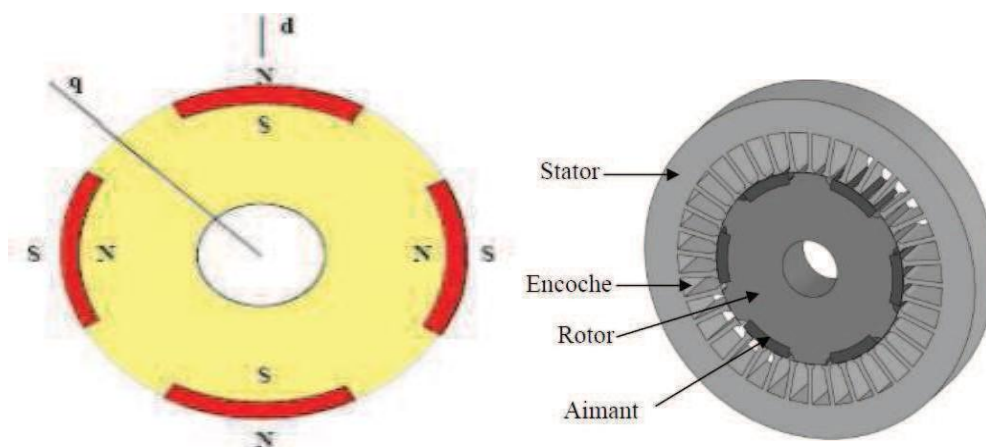
Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage synchrone et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terre rares, la réactance synchrone dans l'axe-d et l'axe-q sont pratiquement les mêmes [13].



FiguresI.8 : machine à aimants en surface.

### I.4.3.3. Aimants insérés

Comme les machines avec aimant en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré la figure (I.6). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe-q est légèrement supérieure à celle dans l'axe-d [12].



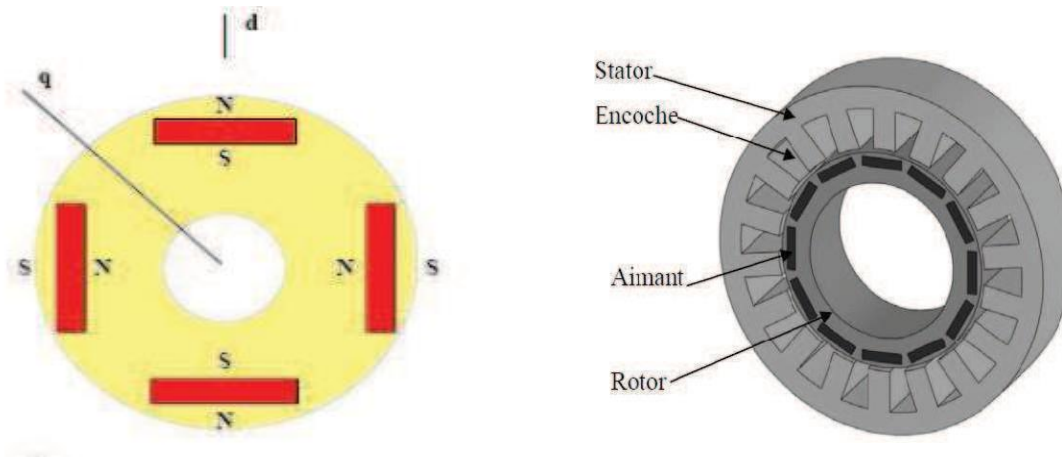
FiguresI.9: Machine à aimants insérés

### I.4.3.4. Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (I.7) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans

## Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe-d est plus petite que celle de l'axe-q. Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses [12].



FigureI.10 : machine à aimants enterrés.

### I.4.3.5. Aimants à concentration de flux :

Parmi ces types de machines on peut alors distinguer particulièrement les machines sans pièces polaires, machines avec pièces polaires et les machines avec pièces polaires :

#### ▪ Les machines sans pièces polaires ( $L_d = L_q$ )

Les machines sans pièces polaires comportent un rotor dont les aimants sont montés en surface, en périphérie du noyau magnétique rotorique et sont maintenus par collage ou frettage. Ce type de structure se caractérise principalement par une réluctance constante et de faible valeur le long de l'entrefer. On peut obtenir une force électromotrice quasi trapézoïdale si les aimants sont à aimantation radiale et l'entrefer réduit, utile pour une alimentation par courants rectangulaires sans ondulations de couple [1].

#### ▪ Les machines avec pièces polaires ( $L_d < L_q$ )

Le rôle des pièces polaires consiste à élever l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure à celle fournie par les aimants, particulièrement lorsque l'on y ajoute un effet de concentration géométrique du flux magnétique. A cause de l'épaisseur des aimants l'entrefer sur l'axe direct est plus grand que celle sur l'axe indirect, par conséquent  $L_d$  est inférieure à  $L_q$ . On peut distinguer deux types de machine avec pièces polaires. Les rotors avec aimants sous les pièces polaires comportant des aimants disposés contre le noyau magnétique. Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement.

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

# **Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents**

---

de façon significative [1].

## **I.4.3.6. Machines synchrones à aimants permanents à flux axial :**

Plusieurs configurations de machine synchrone à flux axial peuvent être trouvées concernant les positions de rotor et les arrangements d'enroulement donnant des degrés de liberté en vue de choisir la structure de la machine la plus appropriée dans l'application considérée. Les configurations possibles sont :

- Structure avec un seul rotor et un seul stator
- Structure dans laquelle le stator est situé entre les rotors
- Structure dans laquelle le rotor est placé entre des stators
- Structure à plusieurs étages comprenant plusieurs rotors et stators.

## **I.5. Les avantages et les inconvénients**

La machine synchrone à aimants permanents possède plusieurs avantages et inconvénients par rapport aux autres machines à courant continu, asynchrone, synchrone à excitation électrique.

### **I.5.1. Les avantages**

On cite les avantages suivants [17] [18] [19] :

- Pas des pertes résistives au rotor ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Puissance massique élevée
- Absence de contacts glissants.
- Un bon rendement
- Une capacité à fonctionner à haute vitesse, voire très haute vitesse.

### **I.5.2. Les inconvénients**

Comme inconvénients on cite : [17] [19] :

- Coût élevé des aimants.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants

## **I.6. Domaine d'application :**

Le moteur synchrone à aimant permanente est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires), c'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications comme :

- Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Les automobiles,
- Les outils électrique, jouets, système de vision et ses équipements,
- Les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- Les servomoteurs,

## **Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents**

---

- Les application robotiques,
- La production d'électricité,
- Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marine,
- Les machines-outils,
- Les applications de l'énergie de l'éolienne.

### **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanent et ses différentes structures, ses domaines d'application, ses avantages et ses inconvénients.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et la mise en équation de la machine synchrone à aimants permanents, et l'association convertisseur-MSAP.

*Chapitre II*  
*Modélisation de la machine*  
*synchrone à aimants*  
*permanents*



### Introduction

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.

Cette modélisation va consister à développer les expressions analytiques pour élaborer les différents modèles d'essais de la machine, dans l'optique d'en faire une commande.

Un modèle est donc une représentation mathématique simplifiée d'un système dans le but de prédire son comportement. En fonction des objectifs visés, la modélisation de ce système peut être orientée pour l'élaboration des lois de commande.

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent et son modèle mathématique. Ainsi que la modélisation de l'onduleur MLI.

### II.1-Modelisation de la machine synchrone à aimant permanents :

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé.

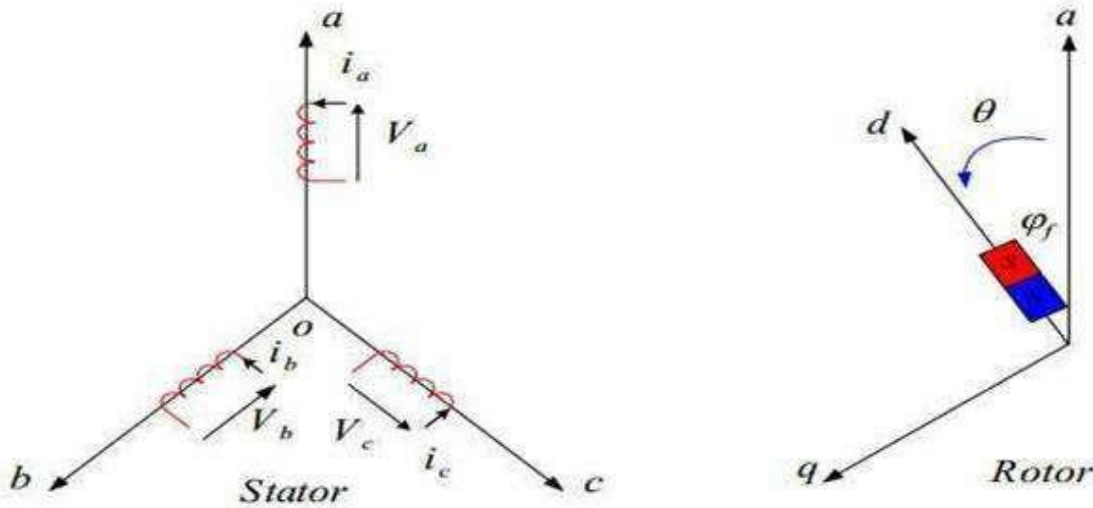
La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant [24],[25].

Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses usuelles données dans la majorité des références sont adoptées comme suit [26] [27] [28] [29] :

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- la répartition des forces magnétomotrices (FMM) est sinusoïdale,
- les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés,
- L'effet de la température et courants de Foucault est négligé.

### II.2. Mise en équation de la machine synchrone :

En tenant compte de ces hypothèses simplificatrices si du sou, la machine étudiée pourrait être remplacée par le schéma de la figure (II.1) [20]



**Figure II.1: Schéma de la MSAP dans le repère abc.**

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir [21]:

- Equations électriques.
- Equations magnétique.
- Equations mécaniques.

### II.2.1. Equations électriques :

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents sans amortisseurs s'écrivent [21] :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (2.1)$$

Avec :

$$[V_s] = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T ; \quad [I_s] = [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}]^T ; \quad [\Phi_s] = [\Phi_{as} \quad \Phi_{bs} \quad \Phi_{cs}]^T$$

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

### II.2.2. Equations magnétiques :

L'équation magnétique du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents s'écrit :

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [\Phi_f] \quad (2.2)$$

Où :

Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (2.3)$$

Avec :

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

Et :

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

Où :

$M_{s0}$  : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

$L_{s0}$  : Inductance propre d'une phase statorique,

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

### II.2.3. Equation mécanique

C'est la dernière équation du model de la machine synchrone à aimant permanent, c'est une équation fondamentale qui décrit la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \quad (2.4)$$

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

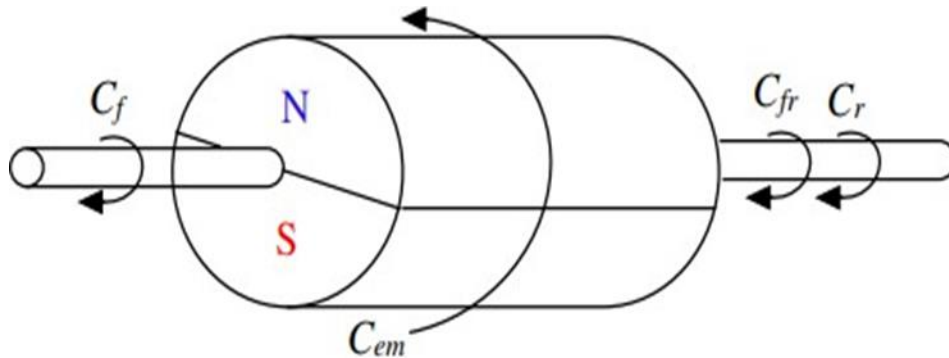


Figure (II.2) : Différents couples qui agissent sur le rotor.[22]

## Chapitre II Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

L'étude analytique du comportement des équations (2.1) et (2.2) est relativement laborieuse compte tenu du grand nombre de coefficients variables. Une transformation mathématique est ensuite utilisée pour décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de PARK. [23]

### II.3. Transformation de Park [24] [25]

Les équations qui ont été obtenues dans le repère (a, b, c) sont fortement non linéaires et couplées, elles dépendent de la position du rotor  $\theta$ . Ce qui rend la résolution du système difficile.

Pour simplifier ce problème on fait appel à la transformée de PARK. Cette transformation est appliquée aux variables réelles (tensions, courants et flux), par conséquent on obtient des variables fictives qu'on appelle les composantes d-q ou de PARK voire la figure(II.3). Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements des phases du système réel (a, b, c) en enroulements orthogonaux d'axes (d, q) tournant à une vitesse  $\omega r$  par rapport au stator. Ce changement de repère facilite l'étude et l'analyse des équations dynamiques de la machine.

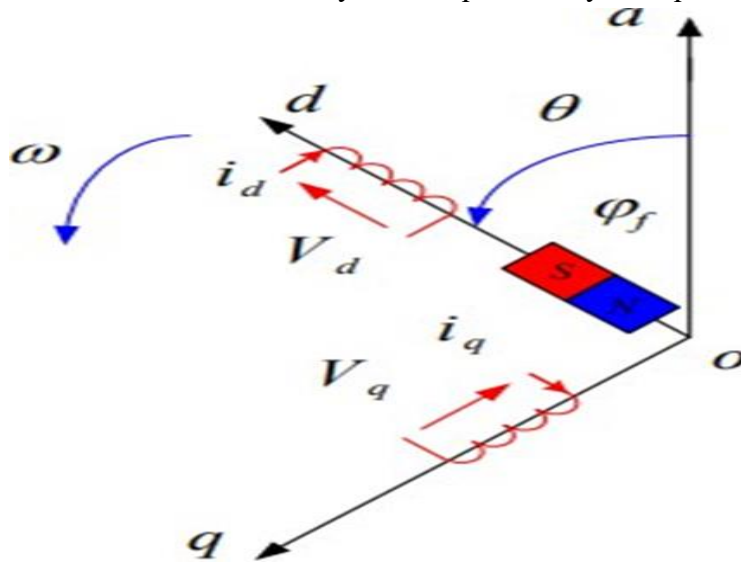


Figure (II.3) : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d-q). [26]

#### a) Passage direct : triphasé au diphasé

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé(d-q) est donnée par:  
L'équation suivante :

$$[F_{dq0}] = [T][F_{abc}] \quad (2.5)$$

La matrice de PARK notée T :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

### b) Passage inverse (diphase au triphasé)

Pour revenir aux grandeurs triphasées, on fait appel à la transformée de Park inverse qui est définie par :

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

## II.4. Choix du Référentiel [27]

Pour étudier la théorie des régimes de la machine synchrone à aimants permanents, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) :

### II.4.1. Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, dans ce cas la phase a et d coïncident. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes de démarrages et de freinages des machines à courants alternatif.

### II.4.2. Référentiel lié au rotor

Dans cette référence, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse  $\omega_r$ . L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

### II.4.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator.

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de prévoir l'application d'une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

## II.5. Application de la transformation de Park à la MSAP [24] [28] [23]

## Chapitre II Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La figure (II.4) illustre la schématisation de la machine synchrone à aimant permanent équivalente, biphasée, obtenu par la transformée de PARK.

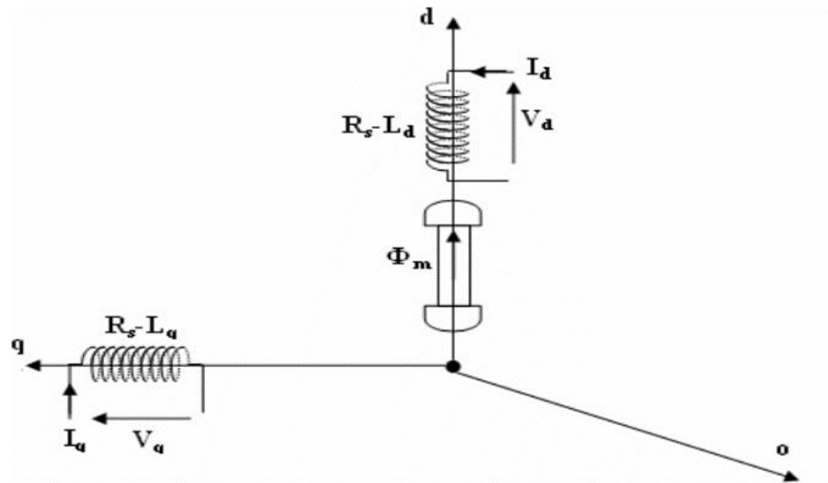


Figure (II.4) : Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q. [28]

### II.5.1. Equations électriques

En supposant que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, et en utilisant la transformée de PARK on peut passer du système triphasée (a, b, c) au système biphasé (d, q) lié au rotor.

$$[V_{dq0}] = [T][V_{abc}] \quad (2.8)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (II.8.a)$$

En développant des équations, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega \phi_d \end{cases} \quad (2.9)$$

### II .5.2. Equations électromagnétiques

Chaque bobine du stator est traversée par un flux total, ce dernier peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

Les flux sont donnés dans le système (a, b, c) par :

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \phi_e \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$L_{sc}$ : Inductance cyclique principale.

On passe au système (d, q) :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dq0} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} \phi_{abc} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_{ds} + \phi_e \\ \phi_q = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (2.12)$$

Avec :

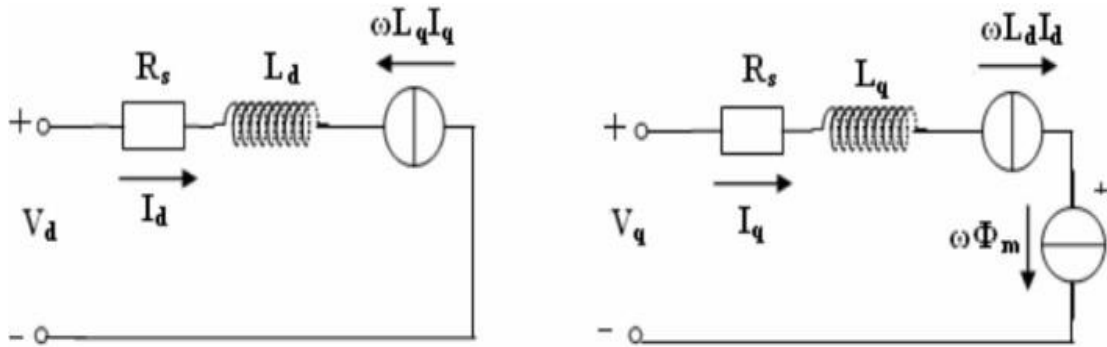
$\phi_e$ : Flux dû aux aimants.

### II.5.3. Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

En remplaçant les équation (2.12) dans l'équation (2.9), le modèle de la machine synchrone à aimant permanent peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} - L_q \omega i_{qs} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_d \omega i_{ds} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega \phi_e \end{cases} \quad (2.13)$$

Ces équations permettent de dessiner le circuit équivalent de la machine synchrone à aimants permanents dans le système d'axe d-q présenté par la figure (II.6).



**Figure (II.5): Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q. [28]**

### II.5.4. Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \quad (2.14)$$

Où :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_e i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \quad (2.15)$$

Avec :

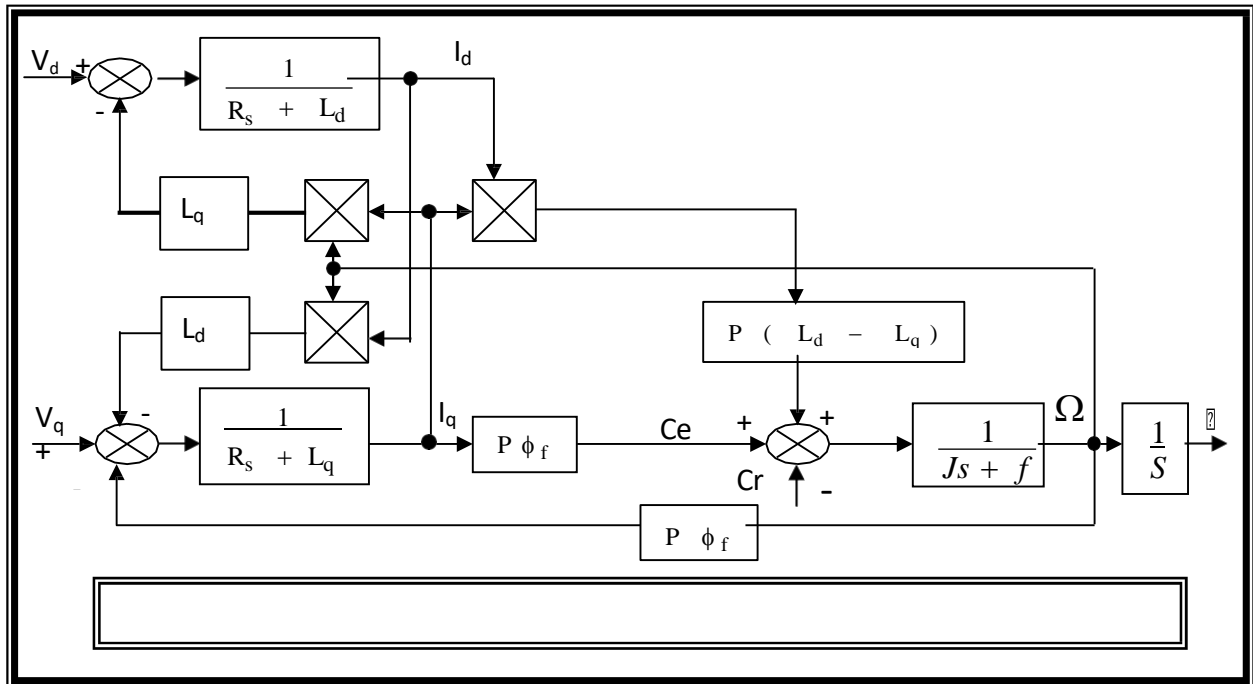
$\frac{3}{2} p \Phi_e i_{qs}$  : Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses ( $L_d = L_q$ ),

### II.6. Equations d'état de la MSAP

Pour trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on écrit les équations électriques sous forme d'état, en rassemblant les équations des courants, on obtient le système d'état suivant : [29]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{J d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \\ \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{V_{ds}}{L_d} - \frac{R_s i_{ds}}{L_d} + \omega L_q \frac{i_{qs}}{L_d} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{V_{qs}}{L_q} - \frac{R_s i_{qs}}{L_q} - \omega L_d \frac{i_{ds}}{L_q} + \frac{\omega}{L_q} \Phi_e \\ C_{em} = \frac{3}{2} p ((L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \Phi_e i_{qs}) \end{array} \right. \quad (2.17)$$





### II.7 Modélisation de l'Onduleur de tension :

#### II.7.1 Définition

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, il est alimenté par une source de tension continue, il est possible de produire à sa sortie une tension alternative de valeur moyenne nul en utilisant une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs.

Si l'établissement, le maintien puis l'ouverture des connections entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs, l'onduleur est dit autonome. [30]

Ces interrupteurs peuvent être réalisés avec des transistors MOS, IGBT ou GTO munis d'une diode en antiparallèle suivant la puissance à transmettre. Pour des servo-entraînements requièrent une moyenne puissance, cet onduleur est normalement constitué d'IGBT pouvant commuter à une fréquence de 20 kHz. [23] [31][32][33]

Les commandes des interrupteurs des bras sont complémentaires pour chaque bras, on a deux états indépendants, qui peuvent être considérés comme une grandeur booléenne :

$K(1, 2, 3)$  : Interrupteur du demi-bras haut (1, 2, ou 3) fermé ;

$K'(1, 2, 3)$  : Interrupteur du demi-bras bas (1,2 ou 3) ouvert.

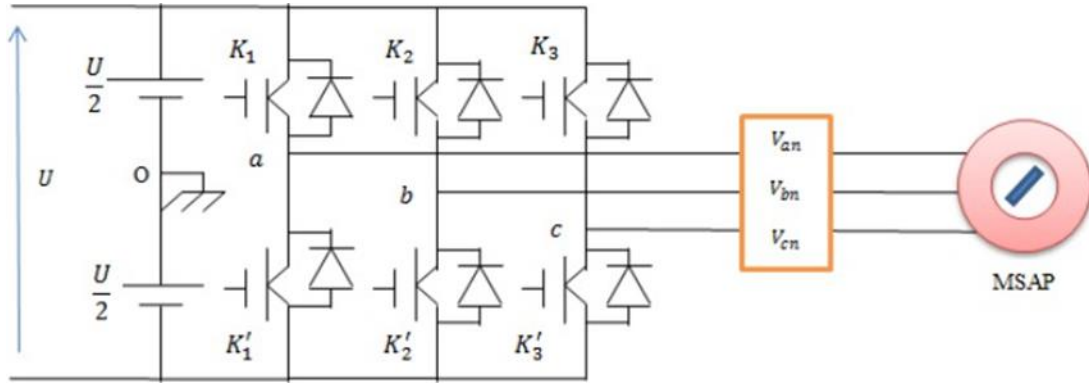


Figure II.7: Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimenté un MSAP. [32]

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ U_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ U_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (2.18)$$

Les tensions  $V_{a0}; V_{b0}; V_{c0}$  considérées comme des tensions à l'entrée de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (2.19)$$

Où

- $n$  : est l'indice de neutre
- $V_{a0}; V_{b0}; V_{c0}$  : tension simple de la machine
- $V_{n0}$  : tension fictive entre le neutre et la machine synchrone à aimant permanent (figure II.7)

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.20)$$

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (2.21)$$

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

$$V_{i0} = S_i U - \frac{U}{2} \quad (2.22)$$

$$\begin{cases} V_{a0} = \left(S_a - \frac{1}{2}\right) U \\ V_{b0} = \left(S_b - \frac{1}{2}\right) U \\ V_{c0} = \left(S_c - \frac{1}{2}\right) U \end{cases} \quad (2.23)$$

En remplaçant (2.19) dans (2.21), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (2.24)$$

En remplaçant (2.23) dans (2.24), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}V_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

### II.7.2. Commande de l'onduleur

Pour pouvoir découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il est nécessaire de faire appel à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. La tension de sortie de l'onduleur dépend du type de commande qu'on lui applique.

Voici certains types de commandes :

- ❖ La commande à onde rectangulaire.
- ❖ La commande à créneaux de largeur variable.
- ❖ La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI). [23]

Nous nous intéressons dans ce mémoire à la commande MLI.

### II.7.3. Onduleur de tension à MLI

La modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

Trois catégories de MLI, qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées :

- **La modulation sinus-triangle** effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse triangulaire ;
- **Les modulations pré-calculées** pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension et donner une certaine onde fondamentale ;
- **Les modulations post calculées** appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielle dans lesquelles les angles de commutation sont calculés online.[32]

### II.7.4. Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle

Le principe général de cette méthode consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdal (référence) qui correspond au signal recherché. Les instants de commutations

sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. [23]

### II.7.4.1. Caractéristique de la MLI sinus-triangle

Deux paramètres caractérisent cette commande :

- L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de la porteuse  $f_p$  sur la fréquence de référence  $f$ , ( $m = \frac{f_p}{f}$ ).
- Le coefficient de réglage en tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_m$  à la valeur crête de La triangulaire  $V_{pm}$ , ( $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$ ). [26]

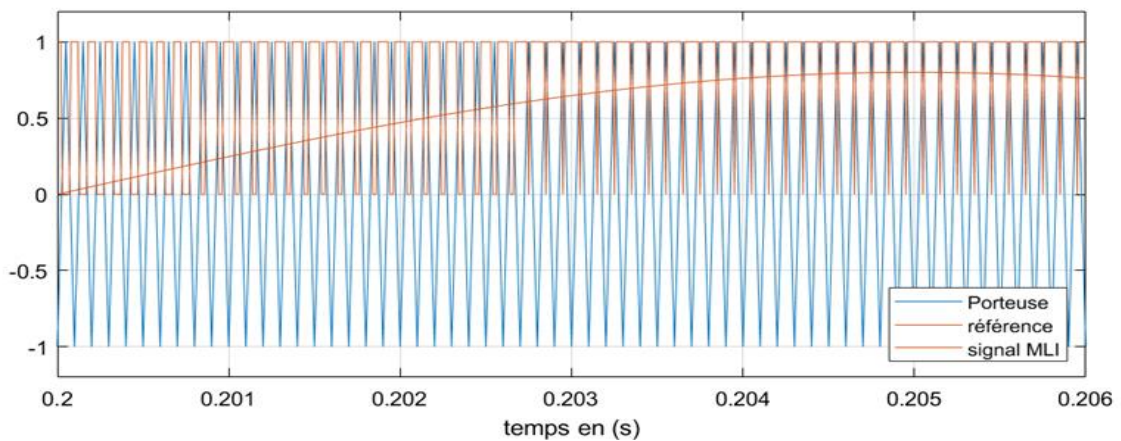


Figure (II.8) : Principe de la commande par MLI sinus triangle.

### II.7.5. Avantages et inconvénients de la MLI sinus-triangle

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle est d'éliminer les harmoniques non désirés ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants ce qui permettra de réduire la pollution en harmonique dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

Par contre, la modulation sinus-triangle génère des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Donc, les instants de commutations ne peuvent pas être exprimés sous forme analytiques simple, ce qui rend sa mise en œuvre délicat dans les applications numériques. [23]

## II.8. Schémas de simulation

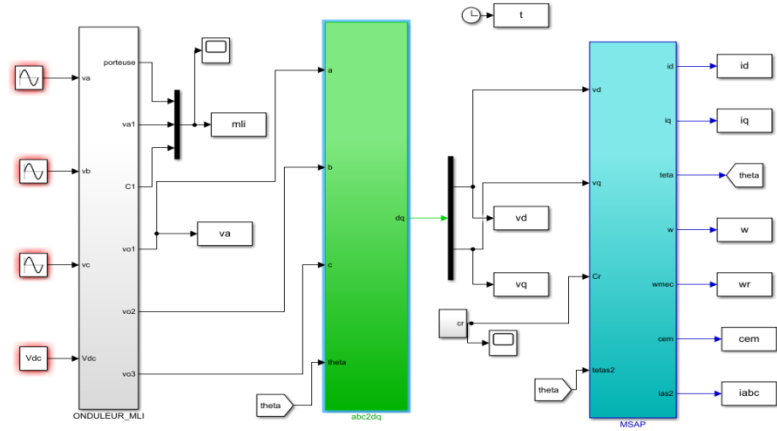


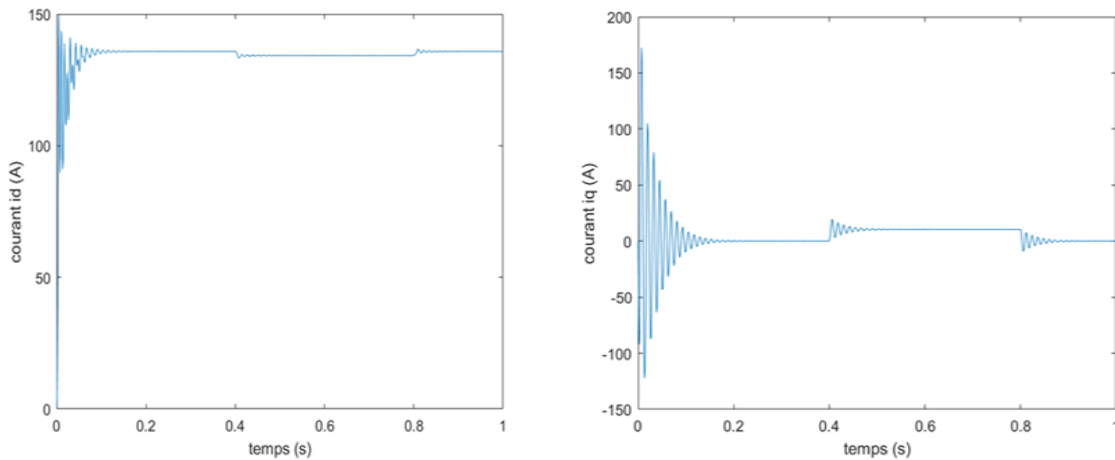
Figure (II.9) : Schéma de simulation de la MSAP associée à l'onduleur MLI sinusoïdal.

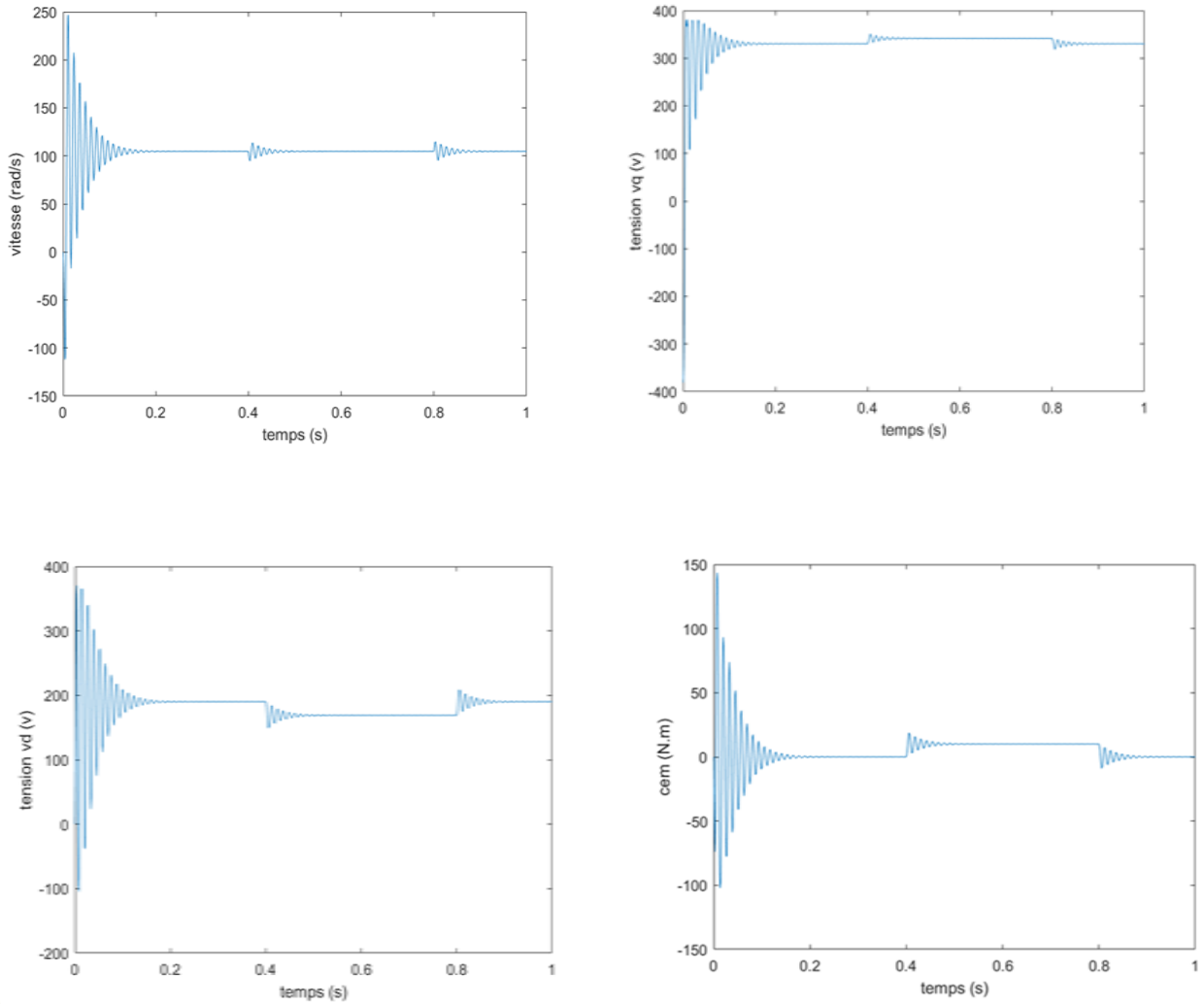
## II.9. Résultats de la simulation

Après avoir effectué une étude théorique, nous allons compléter cette dernière avec une simulation numérique. Cette simulation est effectuée sous l'environnement MATLAB/Simulink. Les paramètres de la machine utilisés sont présentés dans l'annexe A.

- **Alimentation par le réseau**

Résultats de simulation d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un réseau triphasé.

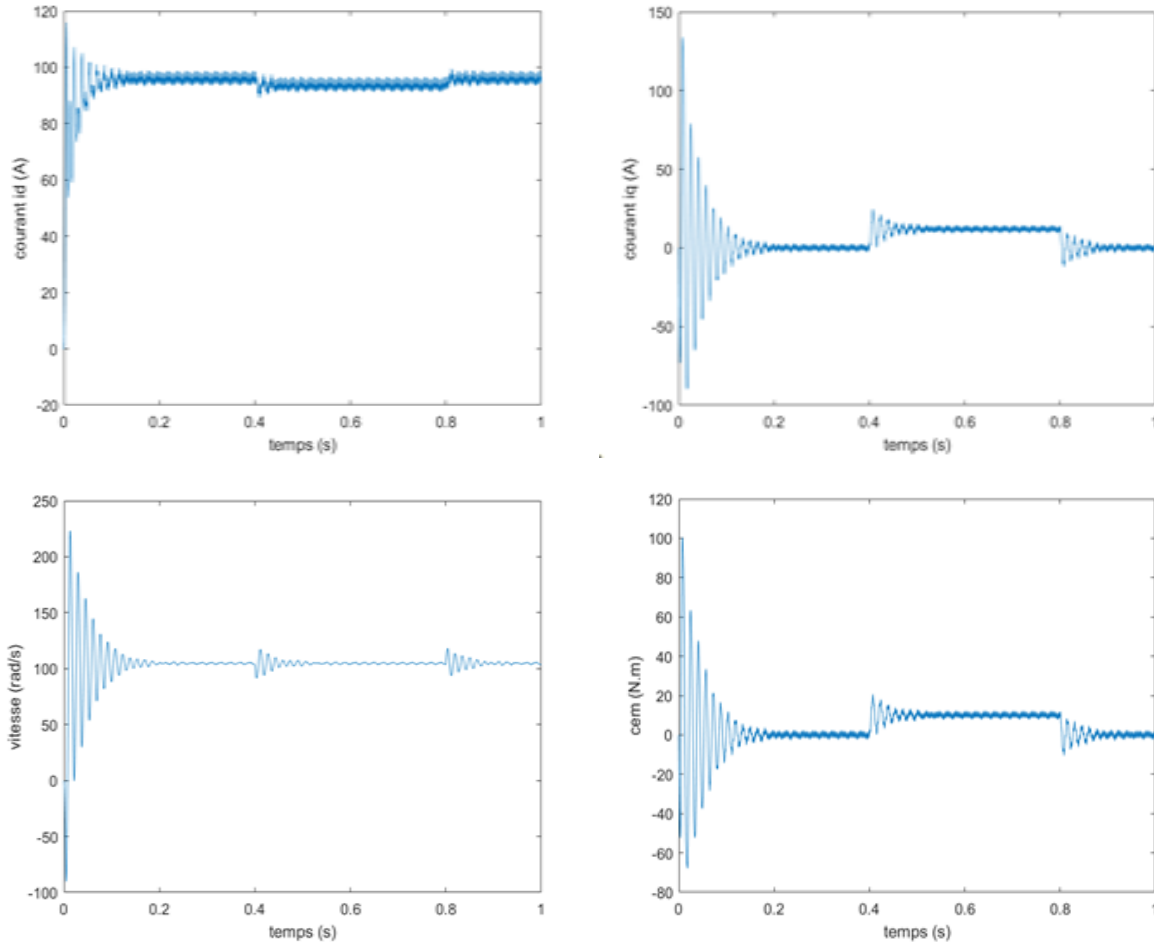




**Figure (II.10) : Résultats de simulation d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un réseau triphasé.**

- **Alimentation par l'onduleur de tension**

Résultats de simulation d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée avec un onduleur de tension MLI sinus-triangle.



**Figure (II.11) : Résultats de simulation d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée avec un onduleur de tension MLI sinus-triangle.**

### II.10. Interprétation des résultats

- **Alimentation par le réseau**

La figure (2.10) illustre les résultats de la simulation de la MSAP. D'abord pour un démarrage à vide avec une alimentation de tension  $V=220$  V et de fréquence 50 Hz. Ensuite on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant  $t = 0.4$ s, puis nous avons réduits le couple résistant à -5N.m à  $t=0.8$  s

Pendant le régime transitoire, on remarque que l'allure de la vitesse présente des oscillations et à  $t=0.15$ s la vitesse atteint sa valeur nominale de 100 rad/s.

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, à  $t=0.4$ s on remarque que le couple électromagnétique augmente et prend la valeur du couple résistant 5 N.m

Pour les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  au début de démarrage on voit des pics de courant assez important, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps très court,

## Chapitre II Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

---

à  $t=0.4s$  en appliquant une charge de 5 N.m on remarque que les caractéristiques changent avec cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

- **Alimentation par l'onduleur de tension**

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant  $t=0.4s$ . L'onduleur est commandé par MLI sinus-triangle.

En comparant ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSA alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.

### Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent avec certaines hypothèses simplificatrices et en utilisant le modèle de PARK.

Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites ce qui a rendu l'étude plus facile.

Nous avons présenté par la suite le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande qui est la commande par MLI sinus-triangle. Pour finir nous avons simulés le modèle de la MSAP alimentée par une source parfaite ensuite par un onduleur de tension commandé par la technique MLI sinus-triangle.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les réponses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bonnes surtout au démarrage et lors de l'application de perturbation du couple de charge.



***Chapitre III***  
***Commande vectorielle de la MSAP***

### III. 1. Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle est la plus connue [35].

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

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

### III.2. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

#### III.2.1 Principe de la Commande vectorielle

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique.

Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel.

Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant  $I_d$  nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant  $I_q$  via la tension  $V_q$ . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation [36].

En utilisant l'équation (2.15) l'expression du couple devient comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\Phi_e i_{qs}) \quad (3.1)$$

La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes ( $i_d$ ) et ( $i_q$ ) du courant statorique en imposant les tensions ( $V_d$ ) et ( $V_q$ ) qui conviennent. Pour imposer ces tensions il suffit d'imposer les tensions de référence ( $V_{dref}$ ) et ( $V_{qref}$ ) à l'entrée de l'onduleur.

A l'aide des régulateurs, nous allons obtenir des courants de référence ( $i_{dref}$ ) et ( $i_{qref}$ ).

### III.2.2. Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans les référentielles de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants  $i_d$ ,  $i_q$  ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires  $L_{dmid}$  et  $L_{qmiq}$ .

$$\begin{cases} V_d = \left( R_s i_s + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left( R_s i_s + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_q + \varphi_f) \end{cases} \quad (3.2)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [37].

Cette dernière méthode Consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

### III.2.3 Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [37]. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande  $e_d$  et  $e_q$ , représentée dans la figure II.1 telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (3.3)$$

Avec :

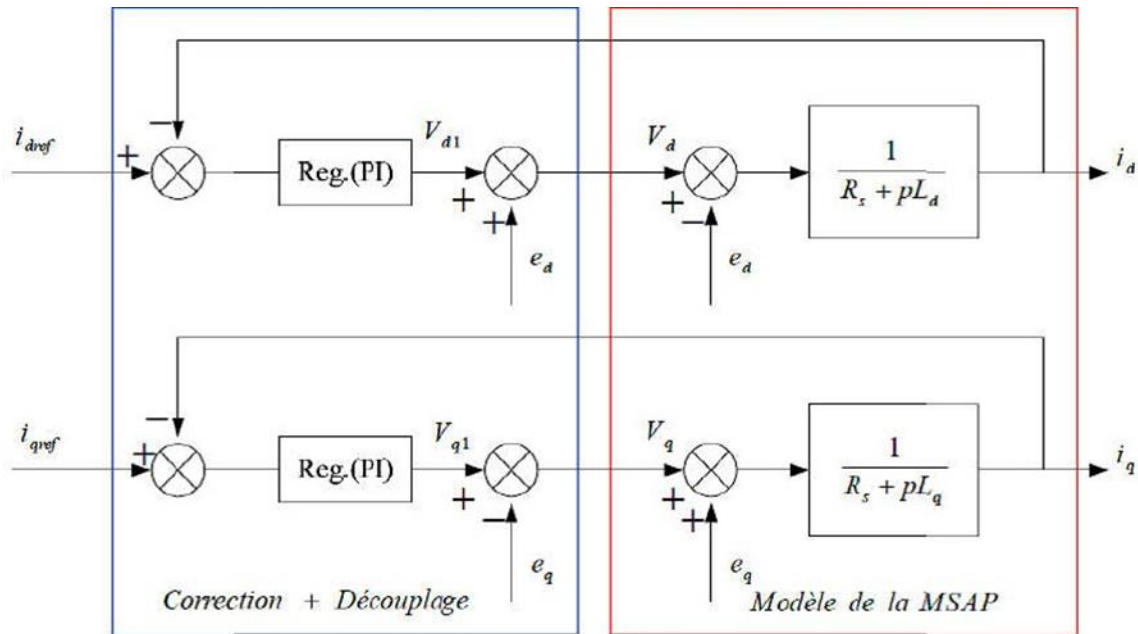
$$\begin{aligned} V_{d1} &= L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} &= L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{aligned} \quad (3.4)$$

Et

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (3.5)$$

On a donc les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont découplés. Le courant  $i_d$  ne dépend que de  $V_{d1}$  et  $i_q$  ne dépend que de  $V_{q1}$ , à partir de l'équation (3.4) les courant  $i_d$  et  $i_q$  s'écrivent de la façon suivante :

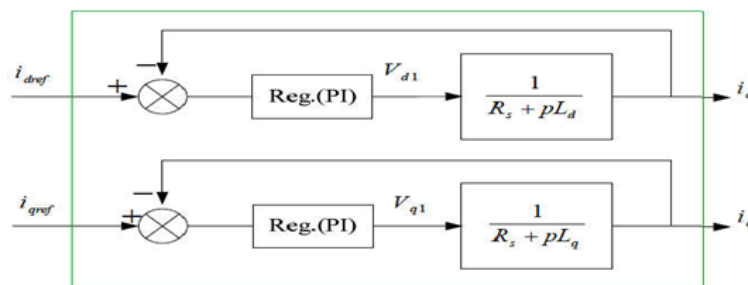
$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_d} \end{cases} \quad (3.6)$$



**Figure III.1 : Découplage par compensation**

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

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



**Figure III.2 : Commande découplée.**

### III.2.4 Synthèse des différents régulateurs :

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

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

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

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

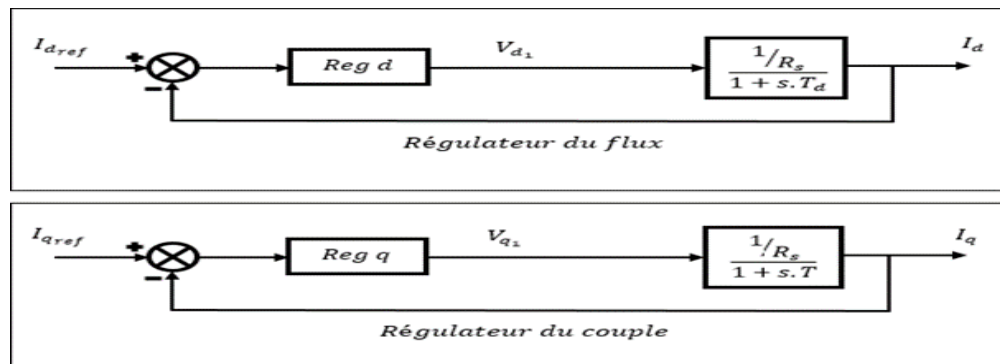
La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.7)$$

### III.3. Calcul des régulateurs

#### III.3.1. Régulateur de courant

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



**Figure (III.3): Commande des courants en deux boucles indépendantes.**

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

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1+T_d.s} = \frac{I_d}{V_{d1}} \quad (3.8)$$

$$F_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1+T.s} = \frac{I_q}{V_{q1}} \quad (3.9)$$

Avec :

$$T_d = \frac{L_d}{R_s} \qquad T_q = \frac{L_q}{R_s}$$

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

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

Les régulateurs ( $\text{Reg}_d$ ) et ( $\text{Reg}_q$ ) sont choisis comme étant des régulateurs proportionnels et intégraux, avec des fonctions de transfert de la forme suivante :

$$\text{Reg}_d = \frac{ki_d}{s\left(1 + \frac{(kp_d)}{ki_d} \times s\right)} \quad (3.10)$$

$$\text{Reg}_q = \frac{ki_q}{s\left(1 + \frac{(kp_q)}{ki_q} \times s\right)} \quad (3.11)$$

- $Kp_d, Kp_q$  : est le gain de l'action proportionnelle du correcteur de courant i.
- $Ki_q, Ki_d$  : est le gain de l'action intégrale

Les fonctions de transfert en boucle ouverte sont données par :

$$FTBO_d = \frac{Ki_d}{s} \left(1 + \frac{Kp_d}{Ki_d} \times s\right) \times \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + Td \cdot s} \quad (3.12)$$

$$FTBO_q = \frac{Ki_q}{s} \left(1 + \frac{Kp_q}{Ki_q} \times s\right) \times \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + Tq \cdot s} \quad (3.13)$$

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

$$Td = \frac{Kp_d}{Ki_d} \quad (3.14)$$

$$Tq = \frac{Kp_q}{Ki_q} \quad (3.15)$$

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

$$FTBF_d = \frac{1}{1 + \tau_d} = \frac{I_d}{I_{dref}} \quad (3.16)$$

$$FTBF_q = \frac{1}{1 + \tau_q} = \frac{I_q}{I_{qref}} \quad (3.17)$$

Avec :

$$\tau_d = \frac{R_s}{Ki_d} \quad (3.18a)$$

$$\tau_q = \frac{R_s}{Ki_q} \quad (3.18b)$$

$\tau$ : le constant du temps en boucle fermée.

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre ,il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de  $\tau_q$  et  $\tau_d$ .

Celles-ci sont choisies de manière à ce que la constante de temps du système en boucle fermée réglé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

En imposant le temps de réponse :

$$Tr = 3. \tau \tag{3.19}$$

Alors on obtient :

- Pour le courant  $I_d$  :

$$Ki_d = \frac{3.R_s}{T_r} \tag{3.20}$$

Avec :

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{Kp_d}{Ki_d} \tag{3.21}$$

$$Kp_d = \frac{Ki_d.L_d}{R_s} = \frac{3.L_d}{T_r} \tag{3.22}$$

- Pour le courant  $I_q$  :

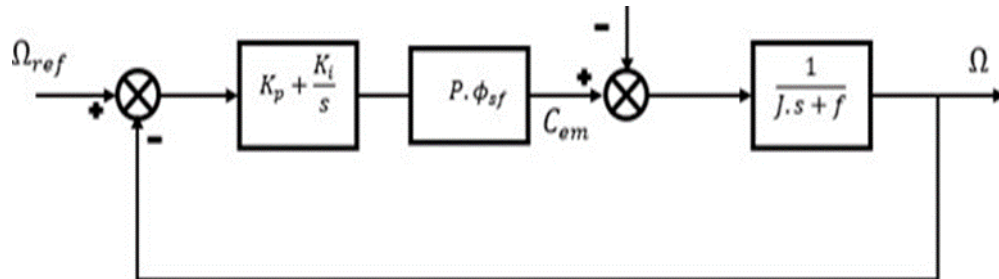
$$Ki_q = \frac{3.R_s}{T_r} \tag{3.23}$$

$$Kp_q = \frac{Ki_q.L_q}{R_s} = \frac{3.L_q}{T_r} \tag{3.24}$$

### III.3.2. Régulateur de vitesse

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

$$J. \frac{d}{dt} \Omega + F. \Omega = (C_{em} - C_r) \tag{III.25}$$



**Figure III.4 : régulateurs de vitesse**

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{Ki}{s} \cdot \left( 1 + \frac{Kp}{ki} \cdot S \right) \cdot P \cdot \varphi_{sf} \cdot \frac{1}{J.S + F} \tag{3.26}$$

On sait que :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{FTBO_{\Omega}}{1 + FTBO_{\Omega}} \tag{3.27}$$

Alors :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{Kp \cdot \left(\frac{Ki}{Kp} + S\right) \cdot P \cdot \varphi_{sf}}{J \cdot S^2 + S \cdot (F + Kp \cdot \varphi_{SF} \cdot P) + Ki \cdot \varphi_{sf} \cdot P} \quad (3.29)$$

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

$$FTBF_{\Omega} = \frac{S^2}{\omega_0^2} + \left(\frac{2 \cdot \varepsilon}{\omega_0}\right) \cdot S + 1 \quad (3.30)$$

Avec:

- $\omega_0$  : Pulsation propre du système.
- $\varepsilon$ : Coefficient d'amortissement.

Par identification, on obtient:

$$\frac{1}{\omega_0^2} = \frac{J}{Ki \cdot P \cdot \varphi_{sf}} \quad (3.31)$$

$$\frac{2 \cdot \varepsilon}{\omega_0} = \frac{F + Kp \cdot \varphi_{SF} \cdot P}{Ki \cdot P \cdot \varphi_{SF}} \quad (3.32)$$

Alors on déduit les valeurs de Ki et Kp :

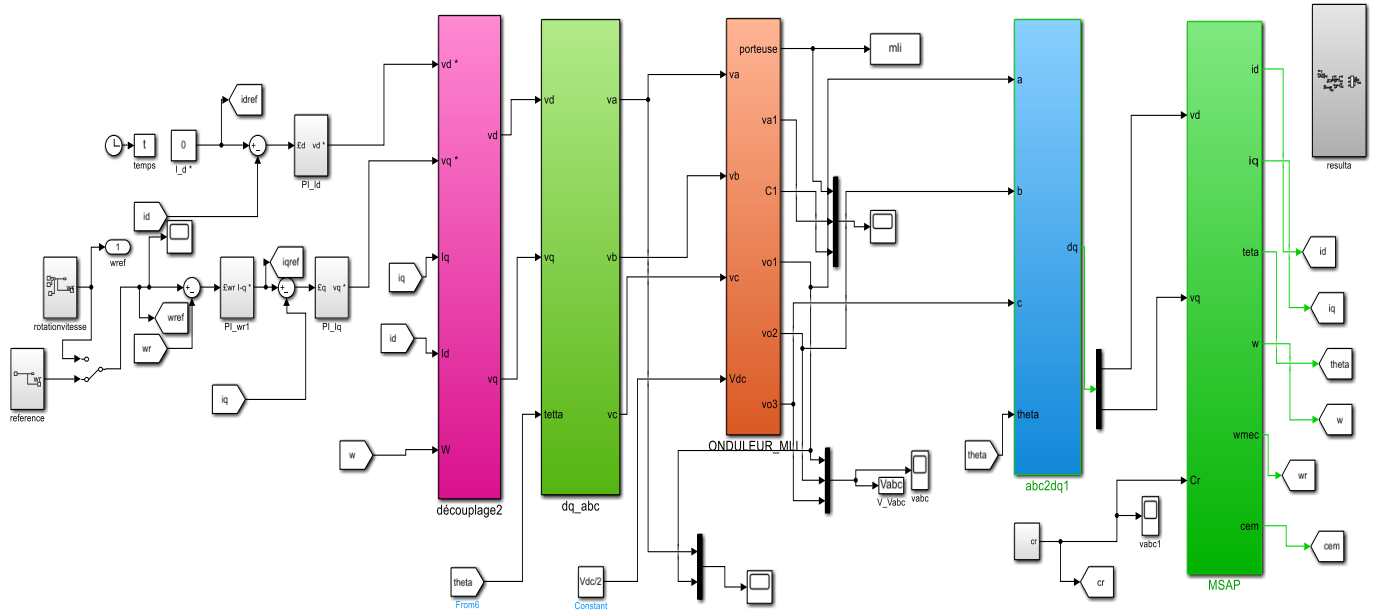
$$Ki = \frac{J \cdot \omega_0^2}{P \cdot \varphi_{sf}} \quad (3.33)$$

$$Kp = \frac{2 \cdot \varepsilon \cdot J \cdot \omega_0 - F}{P \cdot \varphi_{sf}} \quad (3.34)$$

### III.4. Schéma global de simulation de la Commande vectorielle :

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





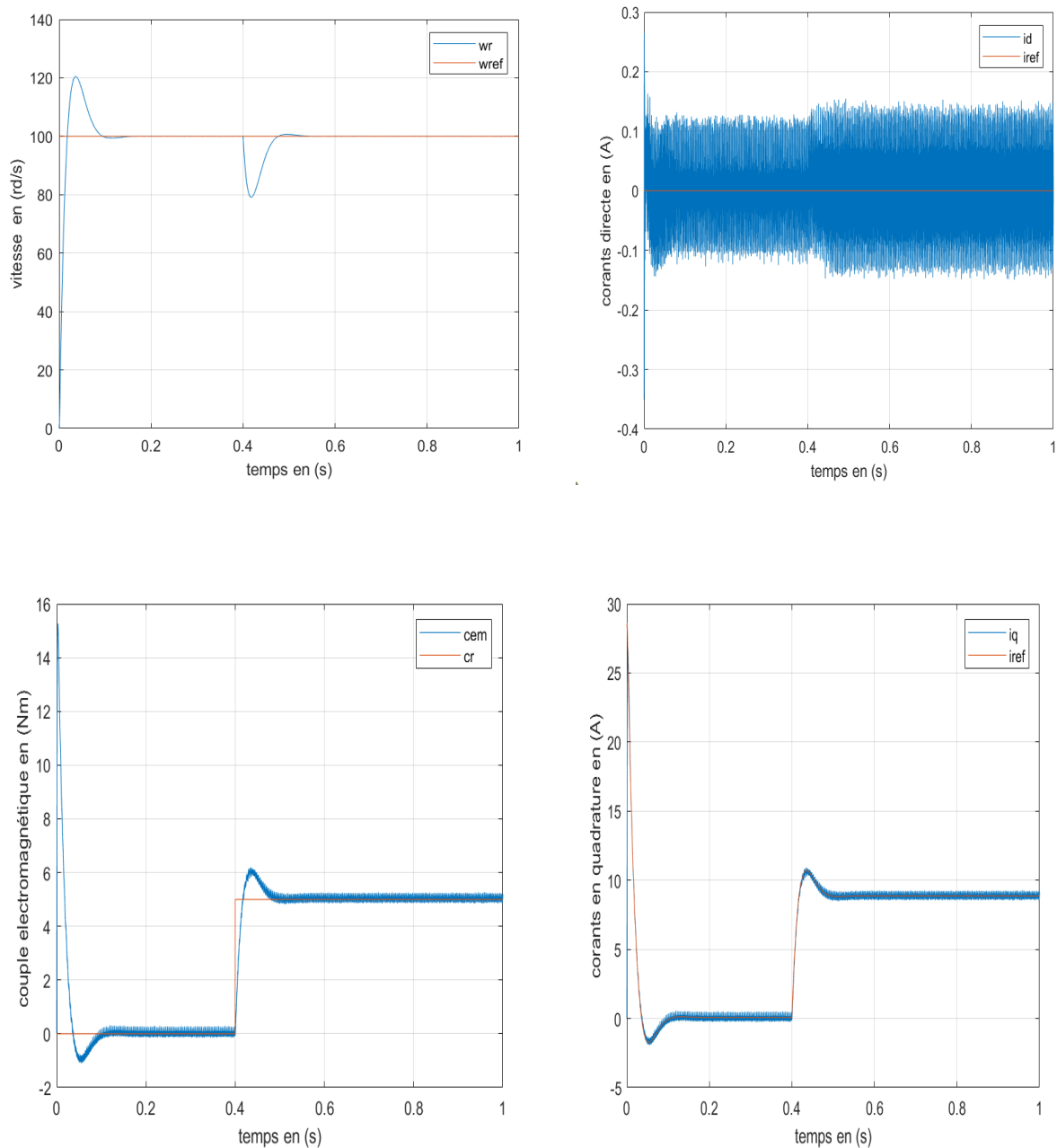
**Figure (III.5) Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.**

### III.5. Résultats de simulation

Nous avons simulé la commande vectorielle de la MSAP associée à onduleur de tension en utilisant le MATLAB/ SIMULINK .

#### III.5 .1 Démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à $t = 0.4$ s.

Après un démarrage à vide de la machine, on a appliqué un couple résistant de 5Nm à  $t=0.4s$ . Nous remarquons que la vitesse et le courant  $i_d$  suivent leur référence, le courant  $i_q$  est l'image de couple électromagnétique.



**Figure III.6 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 5 N.m à  $t = 0.4$  s.**

### III.5.2 Interprétation des résultats

#### Essai à vide et en charge :

La figure III.6 représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, et suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de  $t=0.4$ s. On remarque que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l'application de la charge à l'instant  $t=0.4s$ , la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence,
- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ( $i_d = 0$ ),
- Le courant  $i_q$  est l'image du couple

### III.5.3. Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à $t = 1s$ .

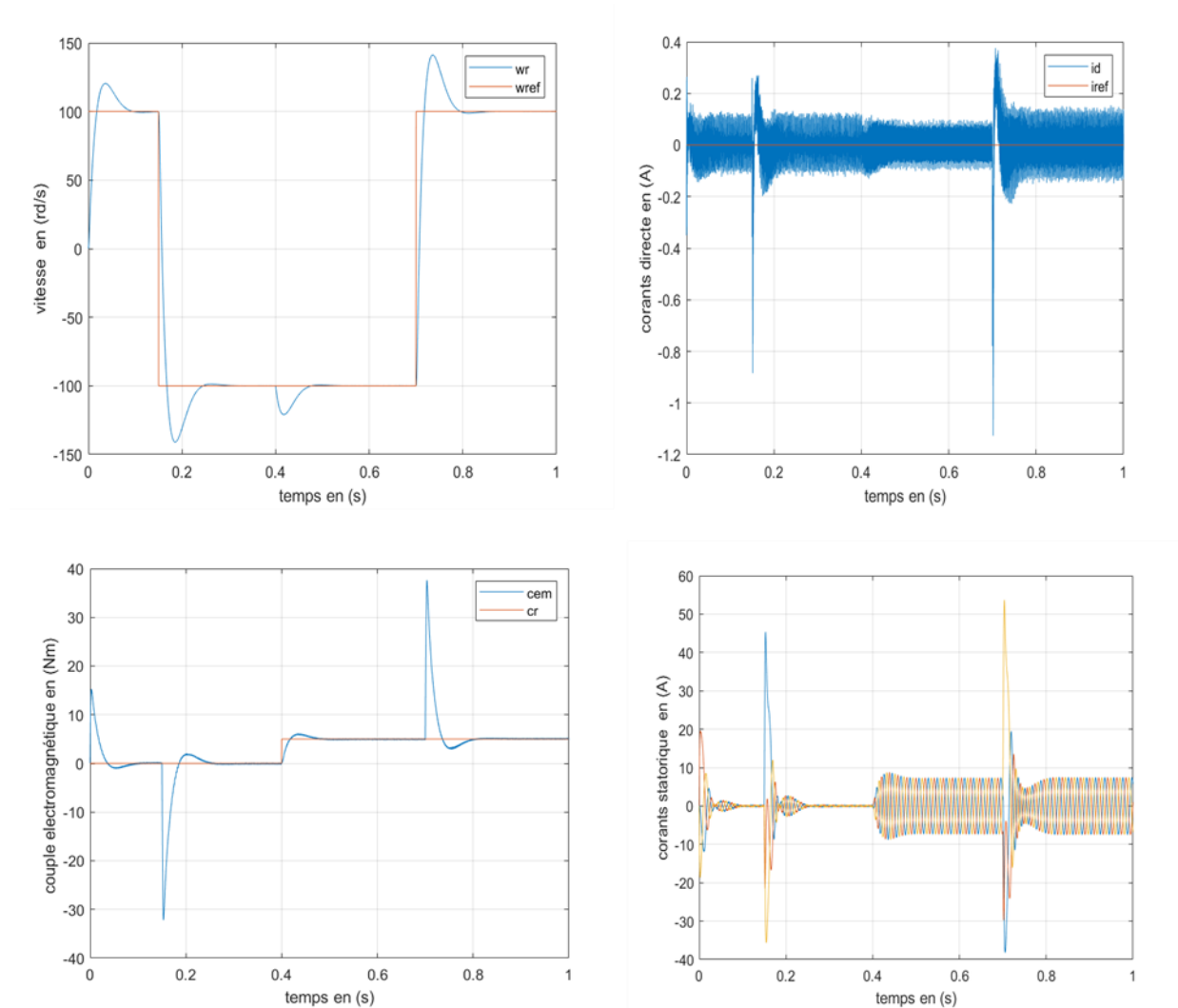


Figure III.7: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à  $t = 1s$ .

### III.5.4 Interprétation des résultats

#### Essai de l'inversion de sens de rotation :

Dans la figure 3.7, on a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur +100 rad/s à l'instant  $t=0,15s$  la valeur -100 rad/s à l'instant  $t=15s$  sans charge. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

### III.5.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu.

Le réglage de la vitesse avec un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes. Puisque les correcteurs classiques sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine.

# *Conclusion générale*

### Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a pour Objectif d'étudier la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents.

Dans le premier chapitre, des généralités sur les moteurs électriques à aimants permanent ont été portées en évidence, ainsi que leurs constitutions, leurs principes de fonctionnement et leurs avantages. Ce chapitre a particulièrement permis d'explorer le thème des aimants permanents utilisés pour les MSAP en citant leurs types et leurs propriétés, et d'avoir une idée globale du moteur qu'on va étudier.

Ensuite, le deuxième chapitre a été consacré pour la modélisation de la MSAP. Ce présent travail a tenté de simplifier cette dernière en utilisant les hypothèses simplificatrices et se basant sur un modèle équivalent du PARK. Ensuite, le modèle mathématique a été validé dans l'environnement MATLAB/Simulink. Par ailleurs, deux simulations ont été effectuées ; une première en alimentant le moteur par le réseau triphasé, et une deuxième avec l'association du moteur à un onduleur de tension commandé par la MLI sinus-triangle.

Dans le troisième chapitre, un aperçu explicite a été donné d'une solution parmi les différentes solutions de découplage qui est la commande vectorielle. Cette commande permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, et la discussion des résultats de simulation, et les interprétations obtenues qui permettent ainsi de montrer les caractéristiques d'une MSAP.

En conclusion, il est à dire que la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents représente une avancée significative dans le contrôle des moteurs électriques, offrant des performances optimales,

# *Références bibliographiques*

### Références bibliographiques

- [1] AL. Aouicha, A.Mazouz et A.Chrifi « modélisation électromagnétique par éléments finis 2D des machines à aimants permanents », mémoire de fin d'études, UMMTO ,2011.
- [2]R. Chauprade, Francis Milsant, Commande électronique des moteurs à courant alternatif – À l'usage de l'enseignement supérieur, écoles d'ingénieurs, facultés, CNAM, Paris, éd. Eyrolles, coll. « Ingénieurs EEA », 1980.
- [3]R.Saou, «Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux », Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008.
- [4]A. Kaddouri,«Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents», Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [5] M.Ezzat. «Commande non linéairesans capteur de la machine synchrone à aimants Permanents. Automatique / robotique ». Ecole centrale de Nantes. France 2011.
- [6] A.Hamichi, F.Benkerrou,« Etude etmodélisationd'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2014.
- [7] M.Ounnadi, «Elaboration d'un model en régime dynamique d'une machine à aimant permanent », Mémoire de Magister, Université de Tizi-Ouzou, 2011.
- [8] S.Hamache, Dj.Ghemeri« Modélisation par éléments finis d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoires d'Ingéniorat, Université de Bejaia.
- [9] B. Boussad, « contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM) », Thèse de doctorat à université MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, Février 2012
- [10] G.Lacroux,«Lesaimantspermanents»,Editiontechniqueetdocumentation,1989.
- [11] R. Lateb,« Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application à la propulsion marine par POD »,Thèsededoctorat, InstitutNationalPolytechnique de Lorraine, Nancy,France,2006.
- [12] T.WildiletG.Sybille,«Electrotechnique »,4emeéditiondeBoeck,2005.
- [13] J.A.Farooq, « Etude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents », Thèse de doctorat, UTBM ,2008.
- [14] P.Salminen, « fractional-slot permanent magnet synchronous Motors for low speed application », Thèse de doctorat, leppeenranta university of technology, Finlande, 2005.
- [15] S.Gahant,«contributionà l'étudedemoteursàfluxtransverse»,Thèsededoctorat,InstitutPolytechnique deGrenoble,France,2003.
- [16] M.Khov, « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents :Détectiondescourts-circuitsparsuiviparamétrique »,Thèsededoctorat,universitédeToulouse,2009.
- [17] A. Ameer, Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant, mémoire de magister, Université de Batna, 2005.



- [18] M.I. Hemmami, Commande sans capteur de Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) par l'utilisation de la Commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à Mode Glissant, mémoire de magister, Université de Biskra,
- [19] H.Abdellaoui, Etude Expérimentale de la Position Rotorique d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents par Variables Eclectiques, mémoire de magister, Université de Tizi-Ouzou,
- [20] BARDADI BENDAHAMansour, « Identification des paramètres d'une machine Synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel » diplôme de Master Académique en Electrotechnique de Université d'Oran. 2015
- [21] Zedjiga ARAB, Nawal LIMANI, « Etude paramétrique d'une machine à aimants permanents par la méthode des éléments finis », Mémoire de Master Académique Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou 2014
- [22] Z. GHERABI, “ Techniques de séparation appliquées au diagnostic des défauts dans le Moteur Synchrone à Aimant Permanent ”, Thèse de Doctorat, Université des sciences et de la technologie d'Oran -Mohamed Boudiaf-, 2020.
- [23] F. BENCHABANE, “ Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering”, Mémoire Magister, Université Mohamed Khider – Biskra, 2005.
- [24] H. MESLOUB, “ Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents ”, Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [25] R. ABDESSEMED, “Modélisation et simulation des machines électriques”, Presse de Université de Batna, 2011.
- [26] N. BOUNASLA, “ Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents, Mémoire de Magister”, Université Ferhat ABBAS Sétif-1, 2014.
- [27] F. ARIBI, R. NEDJAA, “ Commande par mode glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents”, mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2018.
- [28] CH. GHAMRI, “ Commande robuste du moteur synchrone à aimant permanent”, Mémoire de master, Université de Mohammed Boudiaf-M'sila, 2022.
- [29] H. ZIANE, “ Contrôle direct de couple à fréquence fixe de la machine synchrone à aimants permanents”, Thèse de Doctorat, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2008.
- [30] F. LABRIQUE, G. SEGUIER, R. BAUSIERE, “ Les convertisseurs de l'Electronique de puissance, volume 4, la conversion continu-Alternatif (2ème édition) ”, 1995.
- [31] S. CARRIERE, “ Synthèse croisée de régulateurs et d'observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone ”, Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2010.
- [32] A. BOUCHAHED, “ Commande non linéaire des Moteurs Synchrones à Aimants Permanents”, Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar – Annaba-, 2017.
- [33] N. RAHOUA, “ Contribution aux Contrôles des Générateurs Synchrones à Aimants Permanents”, Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2019.

- [34] KH. BRAHMI, M. BOULARAS, “ Commande directe du couple par mode glissant d’une machine synchrone à aimants permanents”, Mémoire de Master, Université Mohamed Khaider Biskra, 2020
- [35] AMIRI Mohammed, ALI DAHMANE Oussama, « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant », Mémoire de magister, Université Aboubakar BELKAÏD– Tlemcen –Faculté de TECHNOLOGIE, 2017.
- [36] B.Boukais, « Contribution a la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines a aimants permanents (bdc-m-pmsm) », Thèse de doctorat, UMMTO, 2012.
- [37] SENHADJI Nawel, CHALABI Ammaria, « commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping », Mémoire de magister, Université Aboubakar BELKAÏD – Tlemcen, 2015

# *Annexes*

**L'annexe****Paramètres de la machine utilisée en simulation :**

Tension nominale  $V_n = 220 / 380 \text{ V}$ .

Nombre de paires de pôles  $p = 3$

Vitesse de rotation nominale  $N = 1000 \text{ tr/min}$

Résistance statorique  $R_s = 1,4\Omega$

Inductance longitudinale  $L_d = 0,0066 \text{ H}$ .

Inductance transversale  $L_q = 0,0058 \text{ H}$ .

Flux des aimants  $\phi_e = 0,1546 \text{ Wb}$ .

Moment d'inertie  $J = 0.00176 \text{ kg.m}^2$ .

Coefficient de frottement  $F = 0.00038 \text{ N m s rad}$

Couple résistant  $C_r = 5\text{Nm}$

**Paramètres de la machine utilisée en simulation avec onduleur :**

Tension nominale  $V_n = 220 \text{ V}$

Nombre de paires de pôles  $p = 3$

Vitesse de rotation nominale  $N = 1000 \text{ tr/min}$

Résistance  $R = 0.895 \Omega$

Inductance  $L_d = 0,012 \text{ H}$ .

Fréquence  $F=50 \text{ Hz}$

**Paramètres d'onduleur**

$E = 100$

$F_p = 8000$

$V_p = 400$

$T_p = 1/F_p$

**Coefficient du régulateur PI de vitesse**

$K_t = p \cdot \phi_e$

$K_{si} = 0.707$

$W_n = 117$

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

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

**Régulateur PI de courant  $i_q$** 

$T_r = 0.001$

$K_i(i_q) = 3 \cdot R_s / \text{tr}$

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

**Régulateur PI de courant  $i_d$** 

$T_r = 0.0001$

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

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

## Schéma de simulation de la MSAP alimentée en tension.

