



UNIVERSITE ABDERRAHMANE  
MIRA – BEJAIA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE  
ELECTRIQUE



Réf : .....

# MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

*En vue de l'obtention du diplôme Master en Electrotechnique  
Option : Commande Electrique & Electrotechnique Industrielle*

*Thème :*

*Contrôle Vectoriel de la Machine Synchrone  
à Aimants Permanents*

Présenté par :

M<sup>me</sup> BERAZA Wissam  
M<sup>r</sup> MANSOURI Yanis

Encadré par :

M<sup>r</sup> H. AMIMEUR  
M<sup>me</sup> K. BENAMARA

Soutenu le : 22/06/2023 Devant le jury composé de :

Nom et Prénom

M<sup>r</sup> TARAFET Saci  
M<sup>r</sup> LARBA Mohamed

Prof  
Prof

Univ. de Bejaia  
Univ. de Bejaia

Président  
Examineur

*Promotion 2022-2023*

# *Remerciements*

*On remercie notre bon Dieu le tout puissant qui nous a permis de mener à terme ce modeste travail ;*

*Notre gratitude à nos encadreurs M<sup>r</sup> AMIMEUR .H et M<sup>me</sup> BENAMARA. K Enseignants à l'université de BEJAIA, département de technologie.*

*Nous désirons remercier le département de génie électrique ;  
Pour terminer, nos vifs remerciements pour l'ensemble de l'équipe de l'université de Bejaia et toutes les personnes qui nous ont aidés de près ou de loin.*

# Dédicaces

C'est avec respect et gratitude que je tiens à exprimer toute ma reconnaissance et ma sympathie à :

- ❖ *A mes très chers parents pour votre amour, vos sacrifices, votre dévouement et votre patience inconditionnels Puisse Dieu vous accorder longue vie, santé et bonheur ;*
- ❖ *A ma très chère sœur hania et sa petite famille ;*
- ❖ *A mes très cher(e)s sœurs et frères ;*
- ❖ *A mes très cher(e)s cousins et cousines ;*
- ❖ *A tous mes ami(e)s (Zahra, Hayet, Sylia, Riyad, Hamza, Riwen) ;*
- ❖ *A mon très cher collègue (Yanis Laz) et toute sa famille ;*  
*Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices, bien que je ne vous en acquitterai jamais assez.*

BERAZA WISSAM

## ***Dédicace***

*Je dédie mon travail avant tous à mes chers parents  
Ma chère maman symbole de sacrifice et qui est tout  
Pour Moi, pour sa tendresse profonde  
Et à mon papa qui est toujours prêt à tout donner  
afin de me voir devenir ce que je suis  
A ma chère sœur qui est le symbole de volonté  
« Que Dieu Me les Protègent ».*

*A ma collègue : soussou*

*A mes chers frères :*

*Mamou, Zazito, Costa, Rahim, Casa, Zinou,  
Madjid et Boualam*

*Mes sœurs :*

*Zahra, Hiba*

*Mes collègues, Mes amis tous par leurs  
noms.*

*À toutes les personnes que j'ai oubliées et  
que je n'ai*

*Pas Citées et à toute la promotion  
Electrotechnique.*

***M. Yanis « LAZ »***

# *Table des matières*

## Table des matières

Listes des figures et tableaux	
Listes des Symboles et abréviations	
Introduction générale .....	1
<b>Chapitre I : Généralité sur la machine synchrone a aimant permanant</b>	
I.1.Introduction.....	3
I.2.Présentation de la machine synchrone à aimants permanents .....	3
I. 3. Classements des machines synchrones.....	3
I.3.1. Machine synchrone à pôles lisses .....	3
I.3.2. Machine synchrone à pôles saillant .....	3
I.4.Principe de fonctionnement d'une machine synchrone à aimants.....	4
I.5.Structure de la MSAP .....	5
I.6.Différentes structures de la MSAP .....	5
I.7. Aimants permanents .....	6
I.7.1. Définition : .....	6
I.7.2. Différents types .....	6
I.7.3. Caractéristiques générales des aimants permanents .....	8
I.7.4. Courbe de désaimantation d'un aimant .....	8
I.8. Différents couples de la machine synchrone à aimants permanents .....	9
I.9. Avantages de la MSAP.....	10
I.10. Inconvénient de la MSAP .....	10
I.11.Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques.....	10
I.12. Domaines d'application de MSAP .....	12
I.13. Principe de L'autopilotage des Machines synchrones .....	12
I.14. Conclusion .....	13
<b>Chapitre II: Modélisation de la machine synchrone à aimant permanant</b>	
II.1.Introduction.....	14
II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanents .....	14
II.2.1.Hypothèses simplificatrices.....	14
II.2.2. Modèle de MSAP triphasée.....	14

II.2.3. Mise en équation de la MSAP en triphasé.....	15
II.2.3.1. Equations électriques .....	15
II.2.3.2. Equations mécaniques.....	16
II.2.3.3. Equation électromagnétique .....	16
II.2.4. Mise en équation de la MSAP en diphasé .....	17
II.2.4.1. Principe de la transformation de <i>Park</i> .....	17
II.2.4.2. Equations électriques dans le repère d,q.....	17
II.2.4.3. Equations mécaniques.....	18
II.2.4.4. Equation électromagnétique .....	18
II.2.4.5. Mise sous forme d'équation d'état.....	19
II.2.5. Simulation numérique des différents fonctionnements de la MSAP .....	20
II.2.5.1. Alimentation par un réseau triphasé équilibré.....	20
II.2.6. Convertisseurs statiques continue-alternatif.....	23
II.2.6.1. Types d'onduleurs.....	23
II.2.6.2. Définition de l'ondeur.....	24
II.2.7. Association MSAP-Onduleur de tension.....	24
II.2.8. Stratégie de la commande de l'ondeur .....	25
II.2.9. Modélisation de l'ondeur de tension à MLI .....	25
II.2.10. Modulation de largeurs d'impulsions MLI.....	26
II.2.11. Principe de la commande par MLI sinus-triangle.....	27
II.2.12. Modélisation de la commande MLI sinus –triangle .....	28
II.2.12.1. Equations de la porteuse .....	28
II.2.12.2. Equations des tensions triphasées de référence.....	29
II.2.12.3. Equations des états des interrupteurs de l'ondeur.....	29
II.2.13. MLI Vectorielle.....	30
II.2.14. Résultats de simulation de la MSAP alimenté avec un ondeur de tension .....	31
II.3. Conclusion.....	33
 <b>Chapitre III : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanent</b>	
III.1. Introduction.....	34

III.2.Principe de la commande vectorielle.....	34
III.3.Type de la commande vectorielle .....	34
III.4.Stratégie de la commande vectorielle.....	35
III.5. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension .....	36
III.5.1 Description du système global .....	37
III.5.2. Découplage par compensation .....	38
III.6.Avantages de la commande vectorielle est ses inconvénients .....	40
III.6.1.Avantages des commandes vectorielles .....	40
III.6.2.Inconvénients de la commande vectorielle.....	41
III.7.Synthèses des différents régulateurs.....	41
III.7.1.La régulation .....	41
III.7.2.Conception de régulateur.....	41
III.7.2.1.Action Intégral ( $k_i$ ).....	41
III.7.2.2.Action proportionnelle ( $k_p$ ) .....	41
III.7.3. Calcul des Régulateurs .....	42
III.7.3.1. Régulateur de courant $I_{ds}$ .....	42
III.7.3.2. Régulateur de courant $I_{qs}$ .....	44
III.7.3.3. Régulateur de vitesse .....	45
III.8. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.46	
III.8.1. Essai à vide et en charge.....	46
III.8.2. Essai de l'inversion de sens de rotation à vide et en charge .....	50
III.9.Conclusion.....	54
Conclusion générale.....	55

Annexe

Bibliographie



*Liste des figures et  
tableaux*

## Listes des figures et tableaux

### Chapitre I

Figure I.1. Différents pôles d'une machine synchrone.....	4
Figure I.2. Stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents en surface.....	5
Figure I.3. Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor.....	6
Figure I.4. Cycle d'hystérésis .....	7
Figure I.5. Différents types des aimants permanents.....	8
Figure I.7. Quelques applications des MSAP. ....	12

### Chapitre II

Figure II.1.Représentation d'une MSAP dans le repère triphasé.....	14
Figure II.2.Principe de la transformation de Park .....	16
Figure II.3.Circuit équivalent de MSAP –convention moteur .....	18
Figure II.4.Schéma bloc de machine synchrone à aimant permanent. ....	19
Figure II.5.Simulation d'un fonctionnement direct à vide .....	21
Figure II.6.Simulation d'un fonctionnement direct en charge ( $C_r=14\text{N.m}$ ) .....	23
Figure II.7.Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension .....	24
Figure II.8.Principe de la commande MLI triangulo-sinusoidale.....	27
Figure II.9.génération des signaux de commande MLI de l'onduleur.....	28
Figure II.10.Signaux de la commande MLI triangulo-sinusoidale.....	29
Figure II.11.Tension simple d'une phase de sortie de l'onduleur commandé par la MLI triangulo-sinusoidale.....	30
Figure II.12.Configurations des interrupteurs pour les vecteurs de tension.....	31
Figure II.13.Résultat de simulation de la MSAP alimenté par un onduleur de tension avec une charge de $C_r=14\text{ N.m}$ à $t=1\text{s}$ .....	32

### Chapitre III

Figure III.1.Principe de la commande vectorielle.....	36
Figure III.2.Modèle de la MSAP lorsque $I_{ds}$ nul.....	36
Figure III.3.Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'.....	37
Figure III.4.Description des couplages.....	38
Figure III.5.Principe de découplage par compensation .....	39
Figure III.6.Structure générale : (machine-découplage par compensation) .....	39

Figure III.7. Commande découplée.....	40
Figure III.8. Boucle de régulateur du courant .....	41
Figure III.9. Boucle de régulation de courant $I_{ds}$ .....	42
Figure III.10. Boucle de régulation du courant $I_{ds}$ .....	42
Figure III.11. Boucle de régulation du courant $I_{qs}$ .....	44
Figure III.12. Boucle de régulation de vitesse $\omega_r$ .....	45
Figure III.13. Boucle de régulation de vitesse $\omega_r$ .....	45
Figure III.14. Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP en fonctionnement à vide.....	48
Figure III.15. Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 14 N.m à $t = 1$ s. ....	50
Figure III.16. Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à vide à partir de $t = 2$ s.....	52
Figure III.17. Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation en charge à $t=2$ s ( $C_r=14$ N.m appliquée à $t=1$ s).....	54

### **Listes des tableaux**

Tableau I.1 :Caractéristiques des familles d'aimants .....	8
Tableau I.2 :Comparaison entre les différents types des machines .....	11

*Liste des symboles et  
abréviations*

## Liste des symboles et abréviations

MSAP	Machine synchrone à aimant permanent.
PI	Régulateurs classiques (Proportionnelle, Intégrale).
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
SVM	Space Vector Modulation en anglais.
a,b,c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d,q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature.
P	Nombre de paires de pôles.
$\theta$	Position angulaire du rotor par rapport au stator.
$\omega$ (t/min)	Pulsation électrique du rotor.
$[p(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$[p(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park.
$V_a, V_b, V_c$ (v)	Tension statorique de la phase a, b et c.
$V_s$ (v)	Tension statorique.
$V_d, V_q$ (v)	Tension statorique sur l'axe direct et en quadrature.
$i_a, i_b, i_c$ (A)	Courant statorique de phase a,b,c.
$i_s$ (A)	Courant statorique.
$I_{ds}, I_{qs}$ (A)	Courant statorique sur l'axe direct et en quadrature.
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$ (wb)	Flux statorique de la phase a,b,c.
$\varphi_s$ (wb)	Flux statorique.
$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$ (wb)	Flux statorique sur l'axe direct et en quadrature.
$\varphi_{fs}$ (wb)	Flux des aimants.
$\theta_{geo}$	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
$W_e$ (J)	Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

$R_s(\Omega)$	Résistance d'une phase statorique.
$L_s(H)$	Inductance d'une phase statorique.
$L_{s0}(H)$	Inductance propre d'une phase statorique.
$L_d, L_q(H)$	Inductances d'axe directe et en quadrature.
$\omega_r(\text{rad/s})$	Vitesse de rotation.
$C_r(N.m)$	Couple résistant.
$C_{em}(N.m)$	Couple électromagnétique.
$K_f(N.m.s/rad)$	Coefficient de frottement.
$e_d, e_q$	Termes de découplages.
$J(\text{kg.m}^2)$	Moment d'inertie.
$X_{ref}$	Valeur de référence.

*INTRODUCTION*

*GENERALE*

Pendant ces dernières années, le moteur à courant continu a été largement utilisé avec succès dans de nombreux équipements industriels. Cependant, il présente un inconvénient majeur, la présence d'un collecteur mécanique. Ce collecteur peut poser des problèmes dans certains environnements et entraîner des coûts d'entretien élevés. En raison de ces contraintes, les recherches se sont orientées vers des entraînements utilisant des machines à courant alternatif. L'évolution simultanée de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents [Ily-17]. Cette dernière est la machine synchrone à aimants permanents.

La machine synchrone à aimants permanents à une vitesse proportionnelle à la fréquence, et sa puissance électrique peut dépasser de mégawatt, qui est utilisé dans le domaine à vitesse variable. Aujourd'hui le moteur synchrone à aimants permanents assure une part très importante dans le marché, est ce moteur est devenu parmi les moteurs plus utilisée dans l'industrie, grâce à sa simplicité, il est moins encombrant par rapport aux moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Et grâce à l'évolution des techniques de fabrications des aimants permanents, qui sont fabriqués à partir d'alliages ou de terres rares, cette machine est devenue une option attrayante et concurrente aux machines à courant continu et asynchrones dans les entraînements à vitesse variable. La machine synchrone à aimants permanents offre des avantages, tels que, une faible inertie et un couple massique élevé par rapport aux autres machines [Ily-17] [Idj-14].

Malgré tous les avantages de la machine synchrone à aimants permanents, sa commande est plus compliquée par rapport à celle de la machine à courant continu, car son système est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle ; et pour obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur, la commande qui s'appelle commande vectorielle est utilisée, celle-ci assure des performances dynamiques équivalentes à celles de la machine à courant continu à excitation séparée [Ham-15].

Ce mémoire sera divisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous allons présenter les généralités de la machine synchrone à aimants permanents.



La première partie du deuxième chapitre, fera l'objet de la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents tout en tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices. L'utilisation de la transformation de Park permet d'obtenir un modèle plus simple. La deuxième partie sera consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande. Des résultats de simulation seront présentés et commentés.

Le troisième chapitre décrira, en premier lieu, le principe de la commande vectorielle. En second lieu, l'application de cette dernière à la MSAP sera présentée. Des résultats de simulation à vide, en charge et par inversion de vitesse seront exposés et commentés en dernier lieu.

On terminera notre travail par exposition des conclusions et des perspectives.

*Chapitre I :*

*Généralités sur la machine*

*synchrone à aimant*

*permanent*

## I.1. Introduction

Un moteur synchrone est un actionneur électromécanique dont le rotor tourne en synchronisme, c'est-à-dire à la même vitesse que le champ magnétique tournant du stator. Cette vitesse est donc liée à la fréquence de la source, et cette fréquence étant constante, la vitesse du moteur est strictement constante. Elle ne varie ni avec la charge ni avec la tension d'alimentation

Cette famille de machines regroupe en fait plusieurs sous-familles, des alternateurs de quelques centaines de mégawatts, aux moteurs électriques de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, toutes ces machines sont relativement proches dans la construction.

Le stator est généralement composé de trois enroulements triphasés répartis, et la force électromotrice générée par la rotation du champ magnétique rotorique est sinusoïdale ou trapézoïdale. Le stator, surtout à haute puissance, est identique à celui d'un moteur asynchrone.

Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants [Chen-97].

Dans ce chapitre, nous allons présenter la structure générale de la machine synchrone à aimant permanent, et nous allons découvrir le principe de fonctionnement de cette machine.

## I.2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

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

## I.3. Classements des machines synchrones

### I.3.1. Machine synchrone à pôles lisses

- Les pôles lisses sont utilisés pour les vitesses élevées (1500 tr/min, 3000 tr/min)[Ily-17];
- Une tôle d'acier forgée est placée sur l'arbre avec des encoches fraisées et une bande de cuivre isolée comme conducteur[Che-97];
- Les encoches sont fermées par des cales pour sécuriser les conducteurs[Cyl-15].

### I.3.2. Machine synchrone à pôles saillants

Les machines synchrones à pôles saillants se caractérisent par [Cyl-15] :

- Si la vitesse périphérique du rotor diminue, des machines synchrones avec une construction plus simple de pôles saillants sont alors utilisées ;
- L'arbre maintient solidement les pôles en place ;
- Les anneaux de chaque pôle sont reliés à un enroulement à courant continu ;
- Les balais qui entrent en contact avec les anneaux sont alimentées par une alimentation ininterrompue ;
- Pour éviter la surchauffe, un ventilateur de refroidissement est fixé à l'arbre et dirigé vers l'ensemble stator-rotor.

La figure I.1. représente les différents pôles d'une machine synchrone.

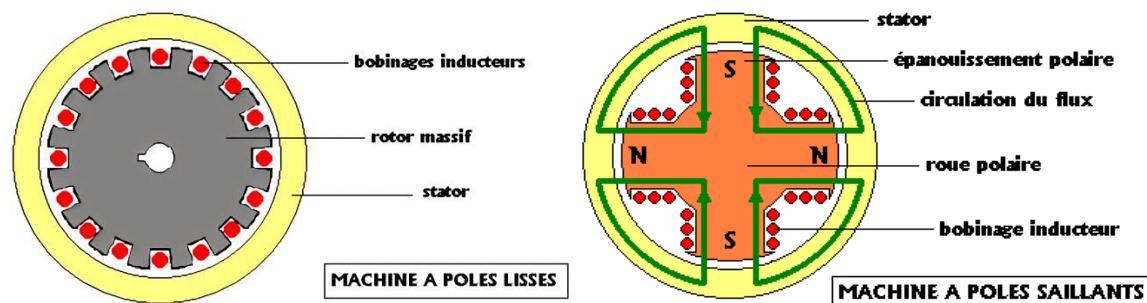


Figure I.1 : Les différents pôles d'une machine synchrone

### I.4. Principe de fonctionnement d'une machine synchrone à aimants permanents

Comme toutes les machines qui tournent, celle-ci est composée d'un stator et d'un rotor, avec un entrefer entre eux. Sa fonction repose sur l'interaction entre le champ tournant de l'induit au stator et celui de l'inducteur au rotor. Le couple électromagnétique est généré par cette interaction de champ.

En utilisant un système de tension triphasée, le stator génère un champ magnétique tournant dans l'entrefer. Ce champ tourne à une vitesse de  $(f/p)$  tours par seconde, où  $(f)$  désigne la fréquence d'alimentation de l'enroulement du stator et  $(p)$  le nombre de paires de pôles.

Une fois le rotor composé d'aimants permanents mis en mouvement, il s'orientera naturellement avec le champ tournant. La vitesse de rotation du rotor, notée  $\omega$ , reflète celle du

champ, ce qui la représente mathématiquement sous la forme  $\omega_r = (\omega/p)$ . Pour assurer la synchronisation des champs magnétiques induit et inducteur, une procédure de démarrage spécialisée est nécessaire pour le couplage au réseau en mode alternateur.

### I.5. Structure de la MSAP

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile au 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 triphasée 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 entrefer. 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.

La figure I.2 présente le stator et le rotor d'une machine synchrone à aimants permanents en surface.

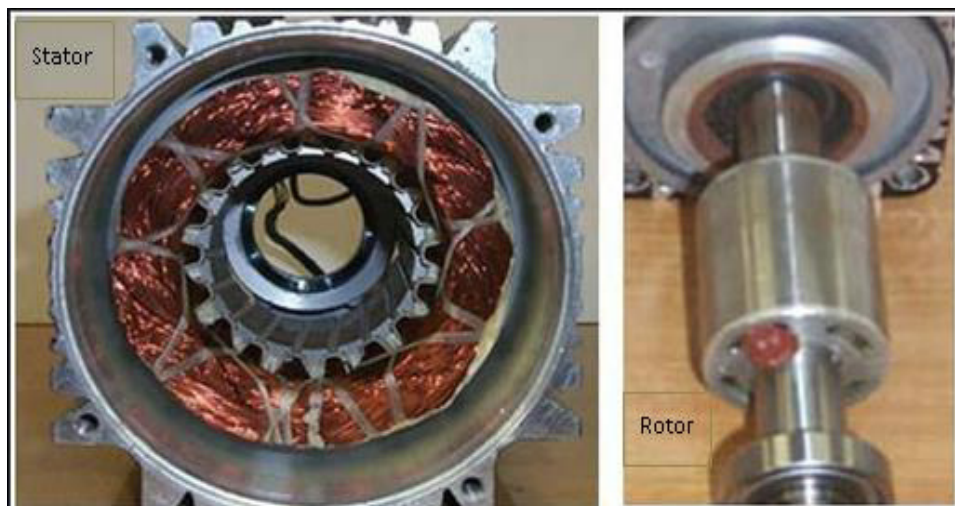


Figure I.2 : Le stator et le rotor de la machine synchrone à aimants permanents en surface

## I.6. Différentes structures de la MSAP

### ➤ Les rotors de la machine à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations de rotor. La classification globale pour le placement des aimants est :

- Aimants en surface (Surface Mounted) ;
- Aimants insérés (Inset magnet type) ;
- Aimants enterrés (Interior magnet type) ;
- Aimants à concentration de flux (Burried magnet type).

La figure I.3 illustre les différentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor [Kar-14].

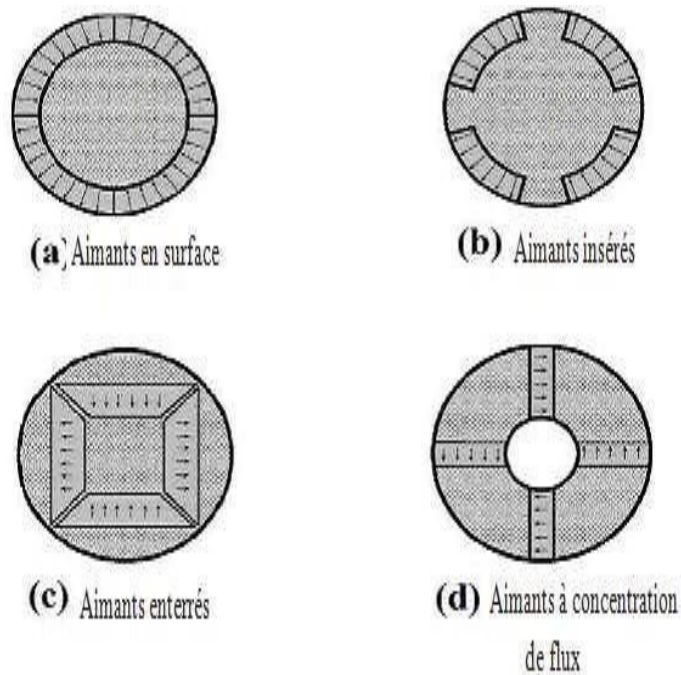


Figure I.3: Différentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor

## I.7. Aimants permanents

### I.7.1. Définition

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 extérieure [Bou-19].

### I.7.2. Différents types

Il existe de nombreux types de matériaux d'aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont différents. Et le choix de la nature des aimants d'une machine à une influence non négligeable sur son couple et sur la puissance finale des aimants permanents. donc on distingue trois types d'aimants permanents [Cyl-15]:

#### ➤ Les aimants métalliques (Alnico)

Ce sont des alliages à base de fer, nickel et aluminium, auxquels on rajoute du cobalt et du titan, on vue d'améliorer leurs propriétés.

#### ➤ Les terres rares

Ils sont durs et ont un cycle d'hystérésis large, ils représentent des aimants plus performants avec une induction rémanente élevée et un champ coercitif important. L'inconvénient reste le coût élevé. On distingue trois familles [Ily-17] :

- Les aimants Samarium Cobalt ;
- Les aimants au Cobalt avec d'autres éléments de terres rares ;
- Les aimants au Néodyme-Fer-Bo [Idj-14].

La figure I.4 représente le cycle d'hystérésis.

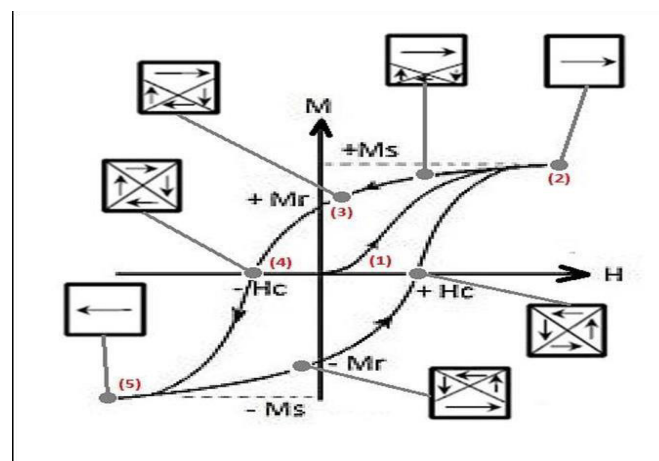


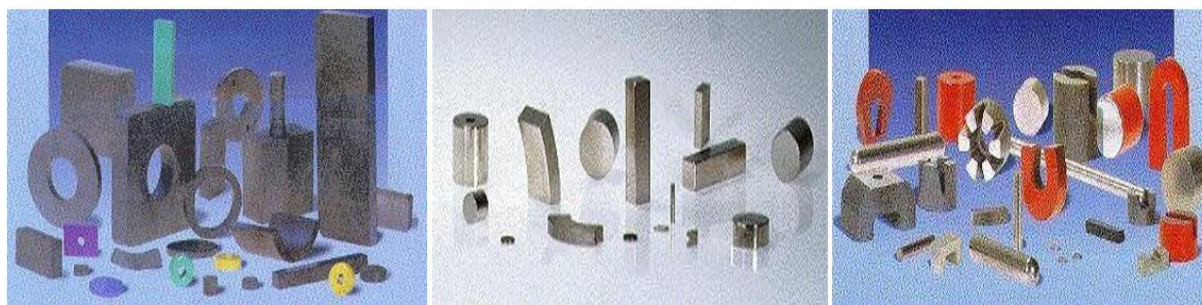
Figure I.4: Cycle d'hystérésis

#### ➤ Les ferrites

Les ferrites sont fabriquées à partir d'oxyde de fer associé à du manganèse, du Nickel ou du Zinc, assemblés par frittage (agglomération à chaud). Ce sont des céramiques, c'est-à-dire

des produits très durs mais fragiles et peut résister aux efforts de traction. Ces matériaux sont caractérisés par un champ coercitif assez important et une bonne température de curie. Le faible coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants [Ily-17].

La figure I.5 donne les différents types des aimants permanents.



Aimants Alnico

Aimants terres- rares

Aimant ferrite

Figure I.5: Différents types des aimants permanents [Yac-18]

### I.7.3. Caractéristiques générales des aimants permanents

Le tableau I.1 représente les caractéristiques générales des aimants permanents.

Type D'aimants	Densité d'énergie $(BH)_{\max}$ (kJ/m <sup>3</sup> )	Induction rémanente $B_r$ (T) à 25°C	Champ coercitif $-H_c$ (kA/m)	Température $T_{\max}$ (°C)	Prix (€/kg)
NdFeB	200-380	1.2-1.5	900-2000	140-220	80-150
Sm Co <sub>5</sub>	140-200	1	2000	280	220
Sm <sub>2</sub> Co <sub>17</sub>	180-240	1.05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1.1-1.3	130	550	45
Ferrites Strontium	27-35	0.3-04	250	25 -0	6
Ferrites Baryum	8-30	0.2-04	170	100-240	4.5

Tableau I.1 : Caractéristiques des familles d'aimants [Mul-10]



### I.7.4. Courbe de désaimantation d'un aimant

Les courbes de désaimantation des aimants permanents se trouvent dans le deuxième cadran de la courbe d'hystérésis. Ces courbes montrent la différence entre les aimants, que nous utilisons dans nos systèmes magnétiques. La figure I.6 donne la courbe de désaimantation des aimants [Ham-15].

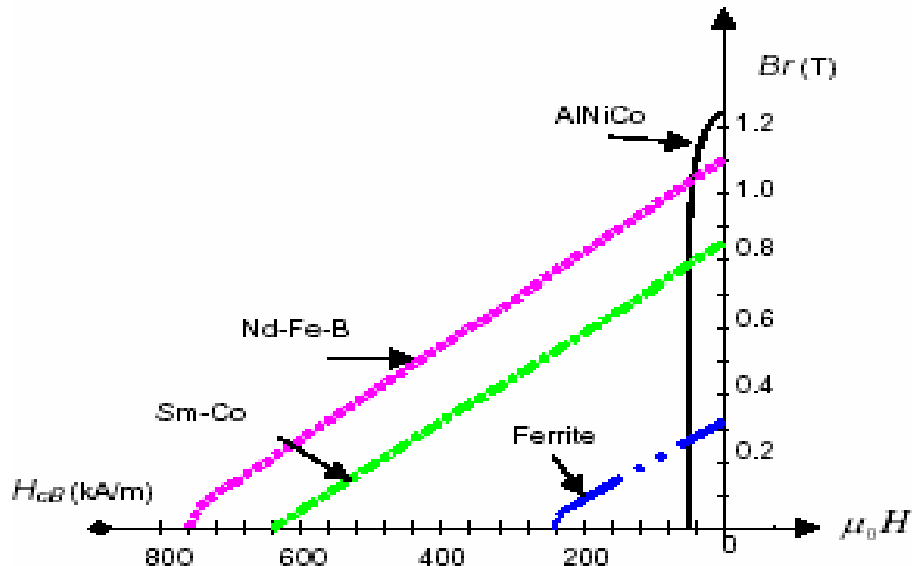


Figure I.6 : Courbe de désaimantation des aimants

### I.8. Différents couples de la machine synchrone à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents sont principalement caractérisées par trois couples [Ily-17] :

- **Couple mutuel**

Il est créé par l'interaction des champs rotatifs du stator et du rotor. Dans ce cas, le couple total est égal à la somme du couple hybride (mutuel), du couple d'encoche et du couple de réluctance.

- **Couple réluctant**

Également connu sous le nom de couple de pôle saillant, il se produit parce que l'inductance des enroulements du stator change en fonction de la position du rotor. Dans les machines à aimants montés en surface, le rotor n'a pas de saillies et la résistance est constante, donc pour ces moteurs le couple réluctant est nul.

- **Couple détent**

Lorsque l'aimant tourne avec le rotor et passe devant les dents du stator, il rencontre une résistance variable qui développe un couple moyen nul appelé couple d'encoche. L'inclinaison de l'aimant est préférable car l'inclinaison de l'encoche rend le processus d'enroulement plus difficile.

## **I.9. Avantages de la MSAP**

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines [Tle-99] :

- Puissances massiques importantes est élevées ;
- Absence de contacts glissants ;
- Suppression des bagues et des balais, ce qui réduit les problèmes de maintenance ;
- Pas d'échauffement au rotor, et absence des pertes joules ;
- Grande fiabilité ;
- Fonctionnement en survitesse ;
- Facteur de puissance et rendement du moteur sont améliorées.

Par conséquent la machine est très adaptée aux systèmes embarqués et peut être utilisé dans les systèmes de faible puissance et de grande puissance [Bid-11].

## **I.10. Inconvénients des MSAP**

Comme inconvénients de la MSAP on peut citer :

- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps ;
- Ondulations de couple [Sen-15] ;
- Coût élevé des aimants ;
- Interaction magnétique due au changement de structure ;
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine [Mer-08].

## **I.11. Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques**

Dans le tableau I.2, on a les caractéristiques des différentes machines sont comparées à celles de la MSAP.

Machine	Caractéristiques
MSAP	Excitation assurée par les aimants.
	Possibilité de fonctionnements à des facteurs de puissance élevés.
	Dégradation des performances avec l'augmentation de la température.
	Possibilité démagnétisation des aimants (température, pic de courant, défluxage...).
	Assemblages aimants.
	Coût.
Machine synchrone conventionnelle	Exige une alimentation auxiliaire à courant continue pour alimenter le circuit d'excitation.
	Commande très complexe faible couple volumique.
	Mauvais rendement global.
	Mauvais facteur de puissance pertes joules au rotor difficiles à évacuer.
	Robuste.
	Faible coût de réalisation.
	Faible ondulation de couple.
Machine à courant continu	Alimentation continue supplémentaire.
	Présence des contacts tournants.
	Maintenance régulière des balais.
	Manque robustesse
	Grandes pertes dans l'inducteur.
	Limitation en vitesse.

Tableau I.2 : Comparaison entre les différents types des machines [Poi-02]

## I.12. Domaines d'application du MSAP

Les moteurs synchrones à excitation permanente sont utilisés dans une large gamme de puissance allant de centaines de watts (servomoteurs) à plusieurs mégawatts (systèmes de propulsion de navires). Pour une variété d'applications, y compris le positionnement, la synchronisation, les entraînements à vitesse variable et la traction.

- Applications aux petites puissances :
  - ✓ Micro ventilateur ;
  - ✓ Disque dur ;
  - ✓ Fraise de dentiste ;
  - ✓ Programmateur mécanique.
- Applications aux moyennes puissances :
  - ✓ Voiture électrique (Toyota Prius) ;
  - ✓ Machine-outil ;
  - ✓ Robot industrie.
- Applications aux fortes puissances :
  - ✓ Traction ferroviaire ;
  - ✓ Propulsion navale.

La figure I.7 présente quelques applications des MSAP.

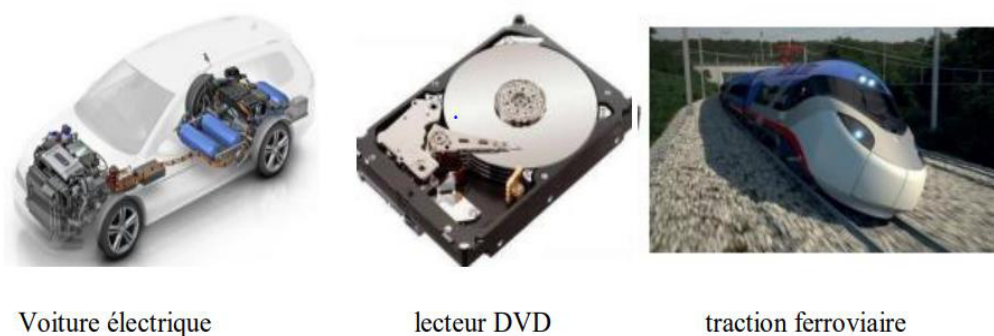


Figure I.7 : Quelques applications des MSAP

## I.13. Principe de l'autopilotage des machines synchrones

L'autopilotage d'une machine synchrone implique le maintien d'un décalage angulaire constante ou peu variable entre la f.é.m. de la machine et les courants statoriques. Cette condition permet de contrôler le couple électromagnétique développé par la machine et mettre

en place une boucle d'asservissement de position ou de vitesse autour de la boucle de la commande du couple de la machine. Pour réussir cette tâche, un capteur de position lié au rotor doit contrôler le synchronisme de la machine, ce qui permet d'imposer la tension ou le courant nécessaire pour contrôler le couple de la machine. Il existe plusieurs variantes de ce principe, qui prennent en compte le type de la machine et de convertisseur utilisé [Hac-95].

#### **I.14. Conclusion**

Dans ce premier chapitre, on a présenté la constitution de la machine synchrone à aimant permanent et ses différentes conceptions ainsi que ses classifications. Puis on a exposé les différents types d'aimants. Et à la fin de ce chapitre on a présenté les avantages et les inconvénients du MSAP ainsi que les domaines d'applications de ce type de machine.

Dans le chapitre suivant, nous allons modéliser et simuler la MSAP alimentée premièrement par une alimentation directe puis par onduleur MLI à deux niveaux.

*Chapitre II :*

*Modélisation de la*

*machine synchrone à*

*aimant permanent*

## II.1. 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 [Ame-03]. 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 lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire [Ama-01].

## II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanents

### II.2.1. Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine synchrone à aimants permanents sont [Har-07][Seb-03] :

- ✓ La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligeables ainsi que les pertes par courant de Foucault, ceci permet l'établissement des relations linéaires entre flux et courant ;
- ✓ On suppose que la distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale ce qui nous permet de ne considérer que le premier harmonique d'espace électrique (le fondamental) ;
- ✓ Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor ; la machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire.

### II.2.2. Modèle de MSAP triphasée

La machine synchrone à aimants permanents est représentée par la figure II.1. Elle se compose de trois enroulements statoriques décalées entre eux de  $\frac{2\pi}{3}$ , et des aimants permanents qui créent l'excitation au rotor.

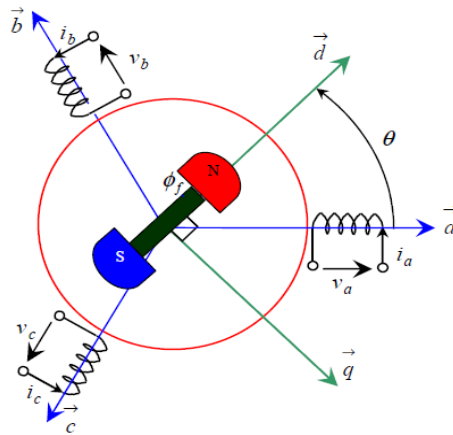


Figure II.1: Représentation d'une MSAP dans le repère triphasé

### II.2.3. Mise en équation de la MSAP en triphasé

#### II.2.3.1. Equations électriques

A partir de la figure II.1, nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère triphasé , en notation matricielle :

$$[v_s] = [R_s][I_s] + \frac{d\varphi_s}{dt} \tag{II.1}$$

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + \varphi_{sf} \tag{II.2}$$

Avec :

$$[v_s] = [v_a \ v_b \ v_c]^T \Rightarrow \text{Vecteur tensions des phases statoriques ;}$$

$$[I_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T \Rightarrow \text{Vecteur courants des phases statoriques ;}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T \Rightarrow \text{Vecteur flux des phases statoriques ;}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \Rightarrow \text{Matrice des résistances statorique ;}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \Rightarrow \text{Matrice d'inductances du stator ;}$$

$$[\varphi_f] = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) \\ \cos\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\vartheta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \Rightarrow \text{Vecteur flux engendré par l'aimant ;}$$



Où :

$\varphi_f$  : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique ;

$\theta$  : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé défini par :

$$\theta = \int_0^t \omega \cdot dt$$

Et  $\omega = p \cdot \omega_r$

Avec :

$\omega$  : La pulsation électrique des grandeurs rotoriques ;

$p$  : Le nombre de pair de pôles de la machine ;

$\omega_r$  : La pulsation mécanique des grandeurs rotoriques.

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et la vitesse, décrivant ainsi le modèle mécanique.

### II.2.3.2. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + k_f \omega_r = C_{em} - C_r \quad (II.3)$$

Avec :

$C_{em}$  : Couple électromagnétique délivré par le moteur ;

$C_r$  : Couple résistant ;

$k_f$ : Coefficient de frottement ;

$J$ : Moment d'inertie du moteur.

### II.2.3.3. Equation électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande :

$$[C_{em}] = [I_s]^T \left[ \frac{1}{2} \frac{d[L_s]}{d\theta} \right] \cdot [I_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\varphi_{fs}]}{d\theta} \quad (II.4)$$

L'étude analytique du comportement de telles équations est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [Ben-05].

## II.2.4. Mise en équation de la MSAP en diphasé

### II.2.4.1. Principe de la transformation de Park

Lors de la description mathématique de la machine synchrone, nous avons vu qu'elle présente un système d'équations différentielles à coefficients variables très difficile à résoudre, ce problème est contourné par un changement de variables simplifiant l'étude. Pour cela, plusieurs travaux de recherche ont eu lieu tels ceux Clark, Concordia, Park et d'autres. Tous ces travaux de recherche essayent de découpler certaines grandeurs et d'éliminer la variation des coefficients des équations différentielles qui régissent le comportement de la machine [Mer-04]. La transformation de Park physiquement, peut être expliquée par une transformation de trois enroulements de la machine en seulement deux enroulements (figure II.2).

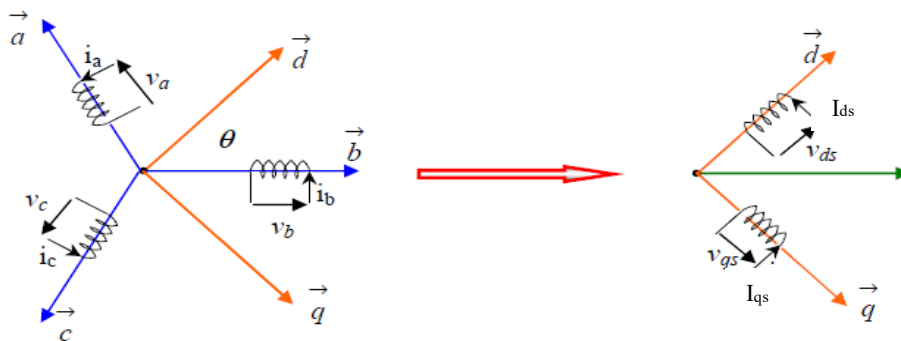


Figure II.2: Principe de la transformation de Park

### II.2.4.2. Equations électriques dans le repère d,q

Les équations électriques du modèle de la MSAP dans le référentiel tournant (d,q) de Park s'écrivent

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_r \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_r \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Expressions des flux :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_d I_{ds} + \varphi_{fs} \\ \varphi_{qs} = L_q I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$L_d, L_q$ : Les inductances d'axes direct et en quadratique.

### II.2.4.3. Equation mécanique

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

$$\frac{J}{p} \cdot \left( \frac{d\omega_r}{dt} + K_f \cdot \omega_r \right) = C_{em} - C_r \quad (\text{II.7})$$

### II.2.4.4. Equation électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine  $C_{em}$  est essentielle pour la commande de la machine. Nous le développons sur la base de l'équation de la puissance instantanée  $P$  qui s'écrit pour le stator dans le repère  $(d, q)$  :

$$P = v_{ds} \cdot I_{ds} + v_{qs} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.8})$$

La puissance électrique absorbée s'exprime par

$$P = R_s (I_{qs} + I_{ds})^2 + \left( I_{ds} \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt} \right) + (I_{qs} \varphi_d - I_{ds} \varphi_q) \omega_r \quad (\text{II.9})$$

- Le premier terme représente les pertes joules dans l'induit ;
- Le deuxième terme représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique Emmagasinée ;
- Le troisième terme représente la puissance électromagnétique transformée en puissance mécanique à l'intérieur de la machine.

A partir de l'équation (II.9) on déduit l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = p \cdot (\varphi_d I_{qs} - \varphi_q I_{ds}) \quad (\text{II.10})$$

En remplaçant (II.6) Dans (II.10) on obtient :

$$C_{em} = p [(L_d - L_q) I_{ds} I_{qs} + \varphi_{fs} I_{qs}] \quad (\text{II.11})$$

- Les circuits électriques équivalents de la MSAP peuvent être représentés comme suit [Nak-02] [Yin-07] :

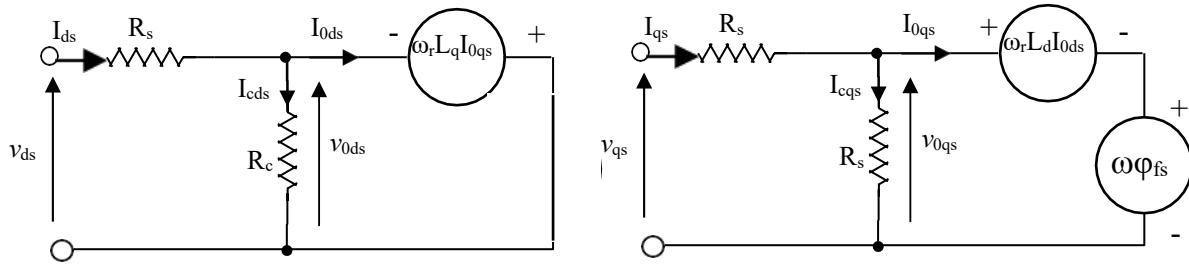


Figure II.3: Circuit équivalent de MSAP –convention moteur-

On peut noter les non linéarités et les couplages dans les équations de la tension statorique. Ces équations auraient pu être également obtenues directement en appliquant aux équations matricielles la transformation de Park, en prenant en compte le fait que dans beaucoup de cas la somme instantanée des grandeurs triphasées est nulle, ce qui permet d’annuler la composante homopolaire.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = [p(\theta_r)] \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

#### II.2.4.5. Mise sous forme d’équation d’état

Généralement, pour présenter un modèle d’état il faut définir le vecteur d’état  $x$ , le vecteur d’entrée  $u$  et le vecteur de sortie  $y$ . Le vecteur d’entrée est composé des tensions statoriques. Le vecteur d’état est constitué des grandeurs électriques (courants) et grandeur mécanique (vitesse et/ou position)[Cha-07].

Dans une régulation de couple ou de vitesse angulaire, le modèle non linéaire d’état dans le repère tournant ( $d,q$ ) est décrit par le système ci-dessous :

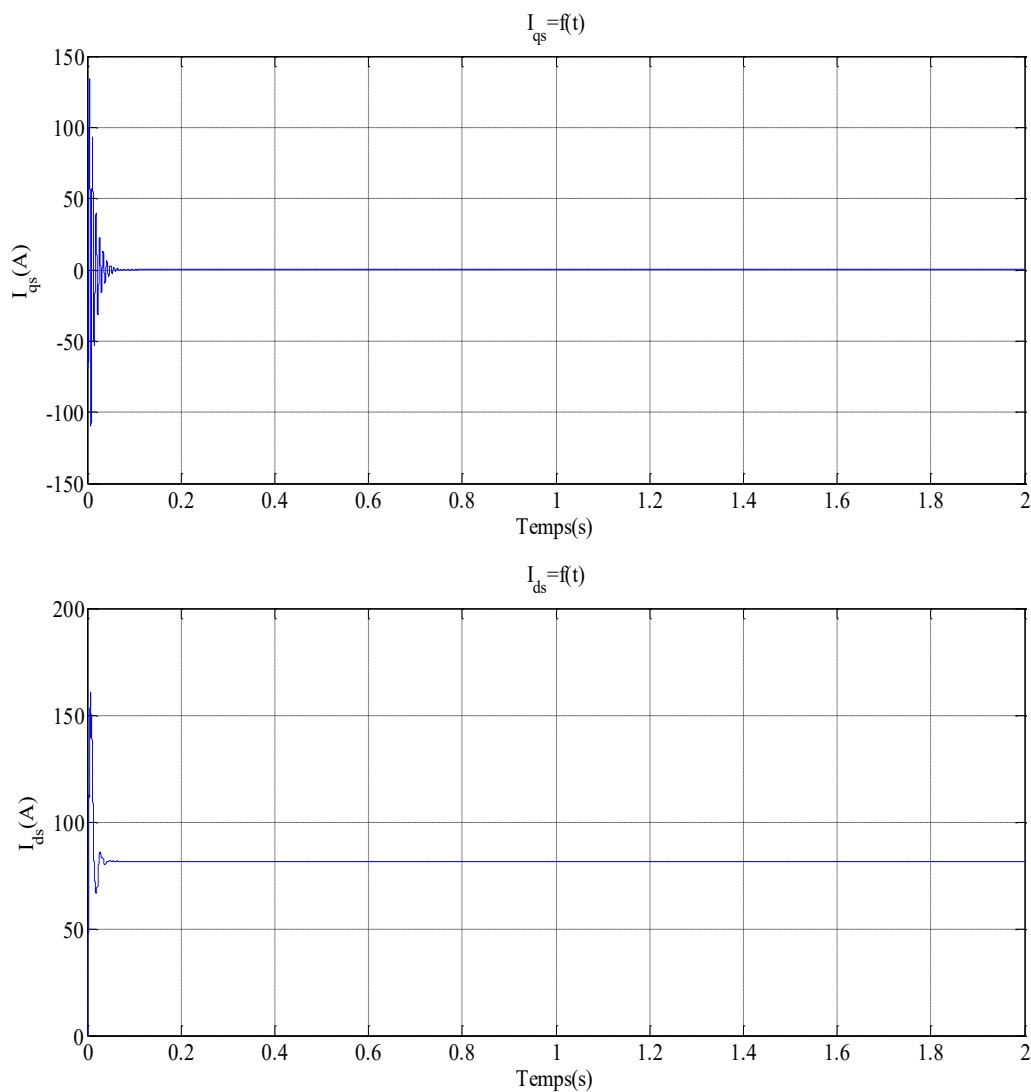
$$\begin{cases} \frac{J d\omega_r}{dt} = c_{em} - c_r - k_f \omega_r \\ \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{v_{ds}}{L_d} - \frac{R_s I_{ds}}{L_q} + p\omega_r L_q \frac{I_{qs}}{L_q} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{v_{qs}}{L_q} - \frac{R_s I_{qs}}{L_q} - \frac{p\omega_r L_d I_{ds}}{L_q} - \frac{p\omega_r \phi_{fs}}{L_q} \\ C_{e_m} = p[(L_d - L_q)I_{ds}I_{qs} + \phi_{fs}I_{qs}] \end{cases} \quad (II.14)$$

La figure II.4 illustre le schéma bloc de machine synchrone à aimant permanent.



Après un régime transitoire de 1 sec, le couple ramène le rotor à la vitesse de synchronisme ou il se stabilise au voisinage de zéro puisqu'il n'y a pas de charge et les frottements sont négligés.

Au démarrage, les courants direct et quadratique  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  sont caractérisés par des pics très importants qui après le régime transitoire, se stabilisent respectivement à  $I_{ds}=81,6A$  et  $I_{qs}=0,02A$ . Ces pics s'expliquent par une faible f.c.e.m. liée à la valeur de la vitesse au démarrage.



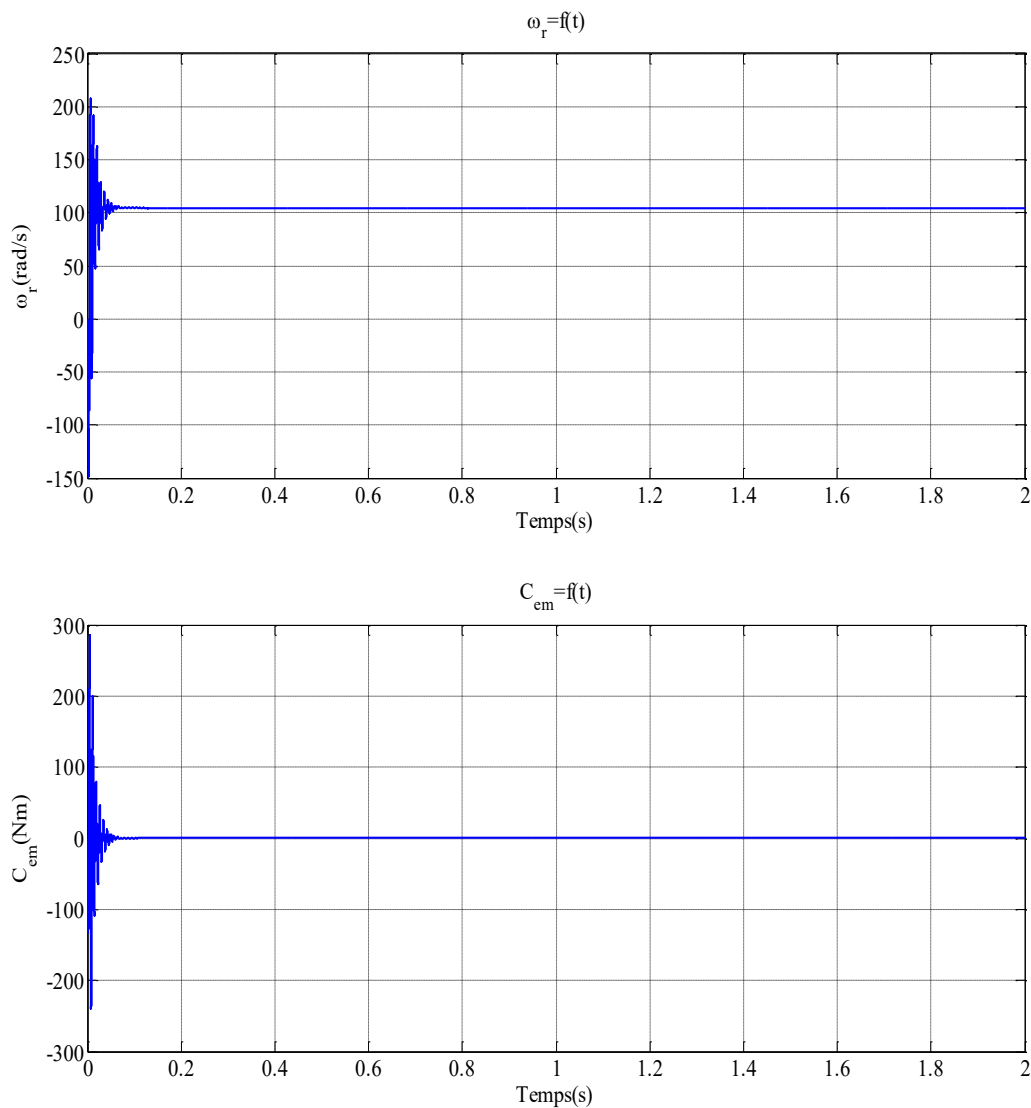


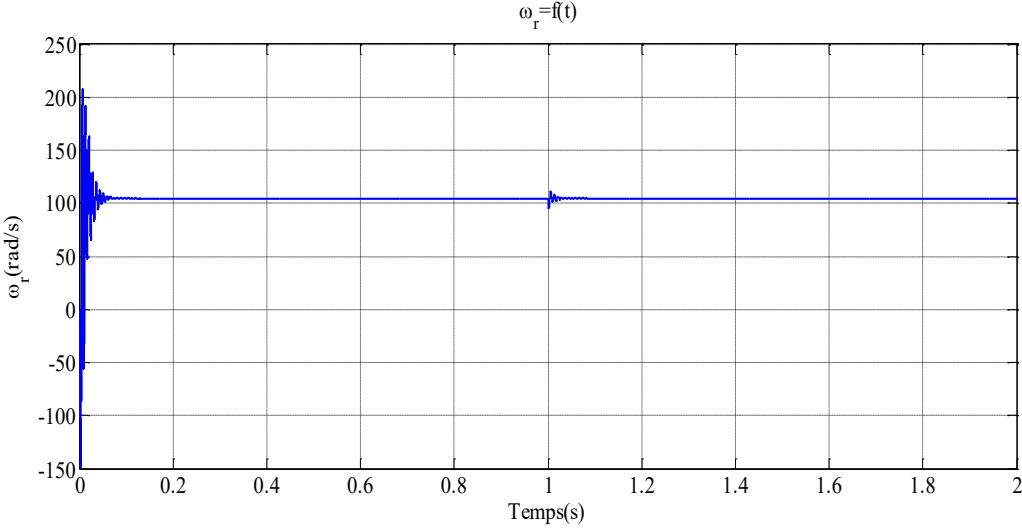
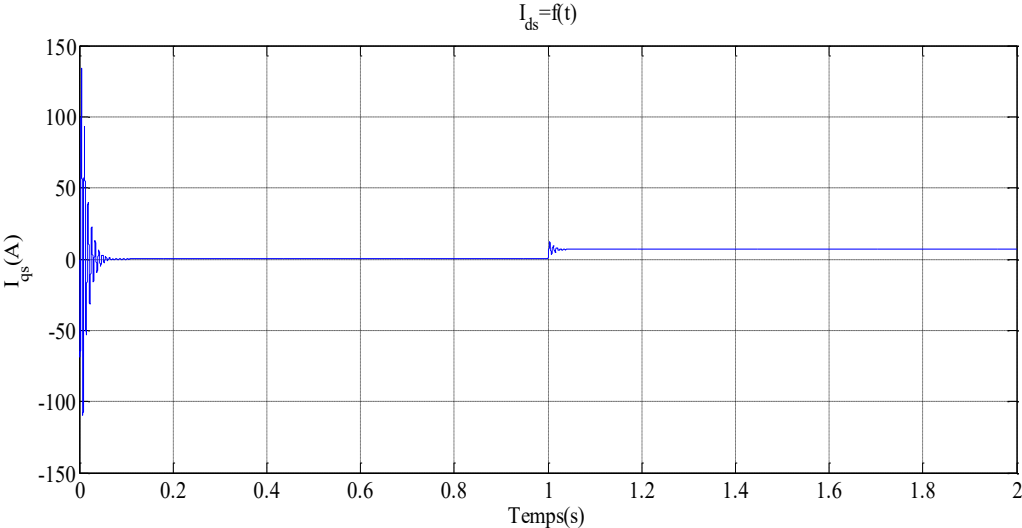
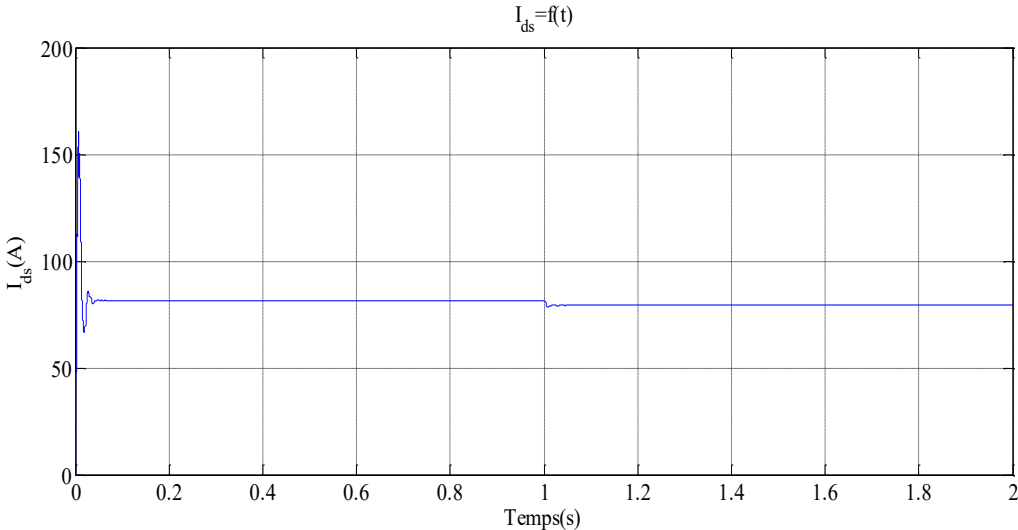
Figure II.5: Simulation d'un fonctionnement direct à vide

$$I_{ds}=f(t), I_{qs}=f(t), \omega_r=f(t) \text{ et } C_{em}=f(t)$$

- Résultats de fonctionnement en charge

La figure II.6 montre le comportement du MSAP lors de l'application d'une charge à  $t=1$  s de 14N.m. On voit que la vitesse prend des pics plus importants que précédemment, mais se stabilise toujours à la vitesse de synchronisme malgré l'application de la charge.

A noter que la valeur choc du couple en charge est un peu plus élevée par rapport à celle du régime à vide.





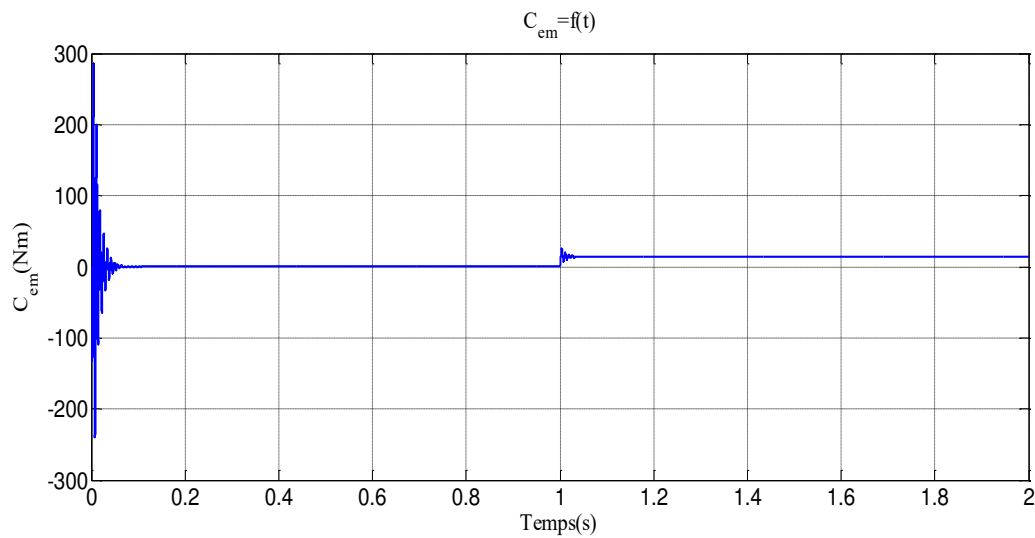


Figure II.6: Simulation en fonctionnement direct en charge ( $C_r= 14\text{N.m}$ )

$$I_{ds}=f(t), I_{qs}=f(t), \omega_r=f(t) \text{ et } C_{em}=f(t).$$

## II.2.6. Convertisseur statique continu-alternatif

Les onduleurs aujourd'hui sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. Premièrement, les progrès des semi-conducteurs ont permis de produire des convertisseurs statiques plus efficaces. Deuxièmement, l'évolution de la technologie numérique et du contrôle [Kad-03].

### II.2.6.1. Types d'onduleurs

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source :
  - Onduleurs de tension ;
  - Onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases :
  - Monophasé ;
  - Triphasé.
- Selon le nombre de niveaux (2,3...etc.) [Rez-09].

### II.2.6.2. Définition de l'onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique qui convertit l'énergie électrique d'une source de tension continue en énergie électrique de type alternatif. Les onduleurs sont largement

utilisés dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse des moteurs triphasés, les alimentations de secours...etc. Un onduleur de tension à MLI peut appliquer une onde de tension d'amplitude et de fréquence variables à la machine. L'onduleur connecté à la machine se compose de trois bras constitués d'interrupteurs électroniques sélectionnés essentiellement en fonction de la puissance et de la fréquence de fonctionnement, chaque bras a deux éléments de puissance complémentaires et est équipé de diodes montées en antiparallèle. Les diodes de roue libre assurent la continuité du courant dans la machine après l'ouverture de l'interrupteur [Rez-09].

### II.2.7. Association MSAP-Onduleur de tension

La figure II.7 présente le schéma de l'association MSAP-onduleur de tension

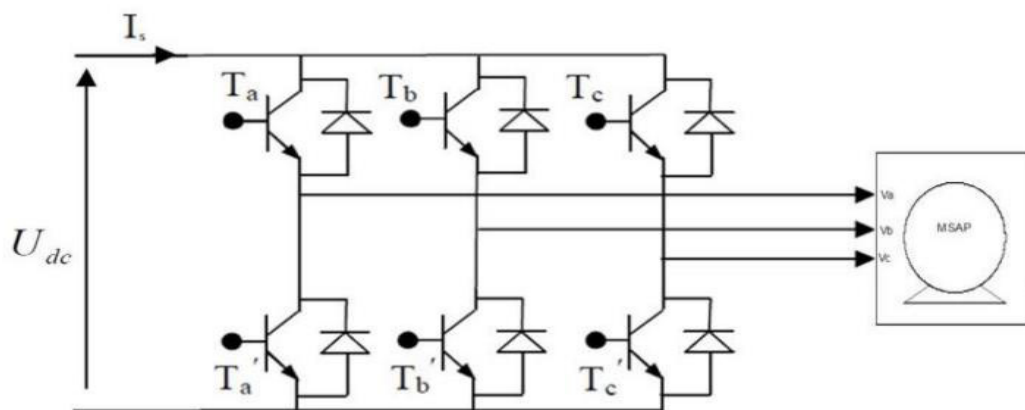


Figure II.7: Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension

Avec :  $T_i$  et  $T'_i$  avec  $i = (a,b,c)$  sont des transistors.

$S_i$  et  $S'_i$  sont les commandes logiques qui leur sont associées, telle que :

- ❖ Si  $S_i = 1$ , l'interrupteur  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert.
- ❖ Si  $S'_i = 1$ , l'interrupteur  $T'_i$  est passant et  $T_i$  est ouvert.

### II.2.8. Stratégie de la commande de l'onduleur

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie. Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à onde rectangulaire ;

- La commande à paliers (en marche d'escaliers) ;
- La commande à créneaux de largeur variable ;
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI). On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

### II.2.9. Modélisation de l'onduleur de tension à MLI

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif «O» de l'onduleur.

Sachant que  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ , nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

En faisant la somme des trois équations du système (II.15), on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (\text{II.16})$$

D'où:

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (\text{II.17})$$

$$v_{on} = -\frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II.18})$$

En remplaçant l'équation (II.18) dans (II.15), on aura :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{bn} = -\frac{1}{3}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{cn} = -\frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Les branches  $v_{io}$  peuvent être exprimées en fonction des Switch «  $S_i$  », avec ( $i=a,b,c$ ) par:

$$v_{io} = S_i U_{dc} - \frac{U_0}{2} \Rightarrow v_{io} = (S_i - \frac{1}{2}) U_{dc} \quad (\text{II.20})$$

$S_i$  : Signaux logiques [0, 1].

En remplaçant (II.20) dans (II.19), on obtient la matrice de connexion :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

### II.2.10. Modulation de largeurs d'impulsions MLI

L'onduleur a pour but de générer à sa sortie des tensions les plus sinusoïdales possibles. Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur sont utilisées pour obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées [Guy-00]:

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire ;
- Les modulations pré-calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculées hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre ;
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne ;
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

### II.2.11. Principe de la commande par MLI sinus-triangle

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance) [Den-16].

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence ;
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. Le principe de cette stratégie à deux niveaux (figure II.8) peut être résumé par le schéma fonctionnel suivant [Oul-09] :

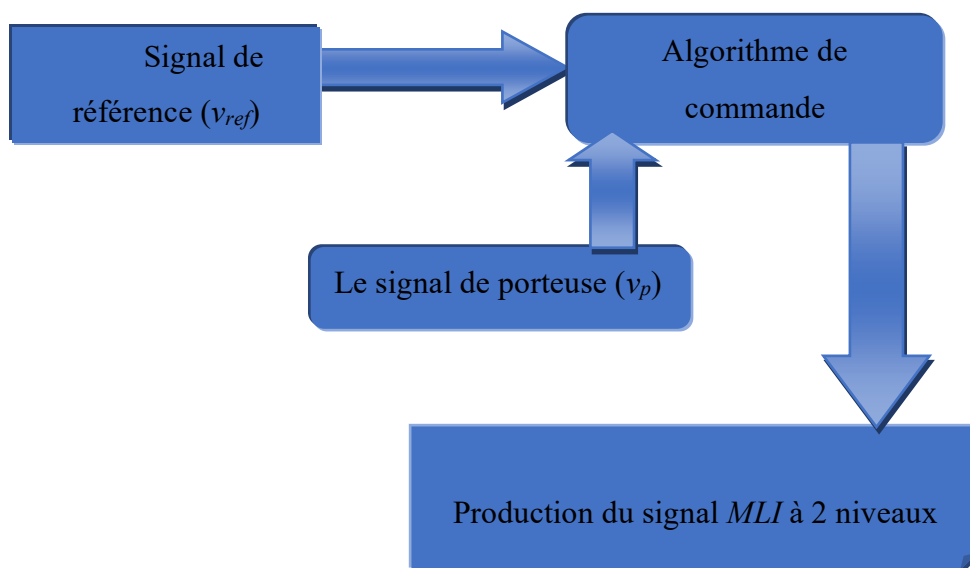


Figure II.8: Principe de la commande *MLI* triangulo-sinusoidale

### Propriétés

Cette technique est caractérisée par deux paramètres principaux :

- ✓ L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f$  de la référence :  $m = \frac{f_p}{f}$
- ✓ Le taux de modulation  $r$  (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_{ref}$  à la valeur crête  $U_p$  de la porteuse:  $r = \frac{V_{ref}}{U_p}$

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$V_{ref} \geq U_p \Rightarrow S_i = 1 \text{ Sinon } S_i = 0$$

Avec  $V_{ref}$  : Tension de référence ;  $U_p$  : Tension de la porteuse ;  $S_i$  : Signaux logiques.

La figure II.9 montre le schéma bloc de simulation de l'onduleur *MLI* a 2 niveaux trianglo-sinusoïdale.

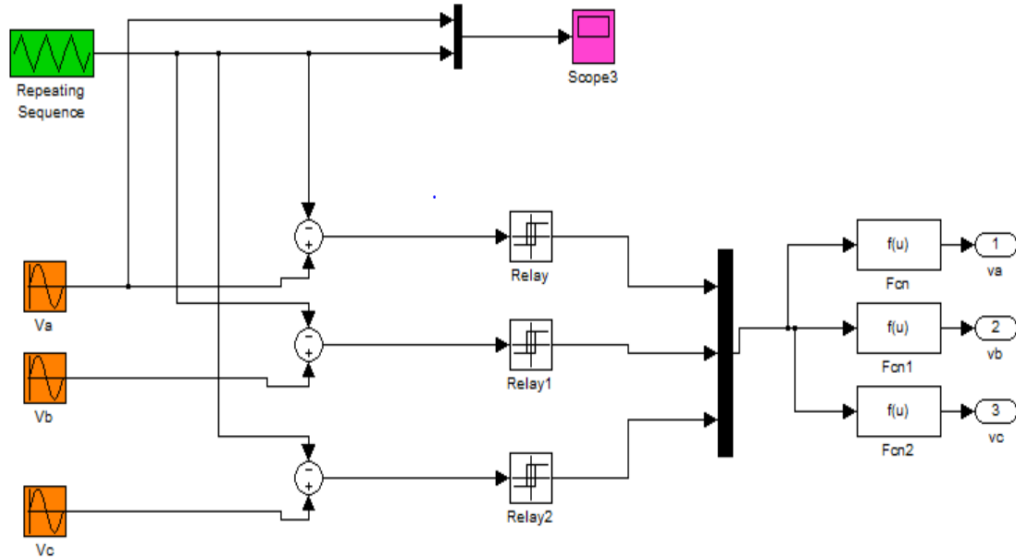


Figure II.9: Schéma bloc de l'onduleur *MLI*

### II.2.12. Modélisation de la commande MLI sinus –triangle

#### II.2.12.1. Equation de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire caractérisée par sa fréquence  $f_p$  et sa valeur de crête  $V_p$ . On définit l'équation de la porteuse dans sa période  $[0, T_p]$  par :

$$\begin{cases} X_1(t) = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ 0, \frac{T_p}{2} \right] \\ X_2(t) = V_p \left( 3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[ \frac{T_p}{2}, T_p \right] \end{cases} \quad (II.22)$$

#### II.2.12.2. Equation des tensions triphasées de référence

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude  $V_{ref}$  et de fréquence  $f_p$ . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} V_{ra} = V_r \sin(2\pi f_r t) \\ V_{rb} = V_r \sin(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{rc} = V_r \sin(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.23)$$

II.2.12.3. Equations des états des interrupteurs de l'onduleur

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur. Ceux-ci sont donnés par l'équation II.24 suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - X(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - X(t)) < 0 \end{cases} \quad (II.24)$$

La figure II.10 représente les signaux de la commande MLI triangulo-sinusoidale

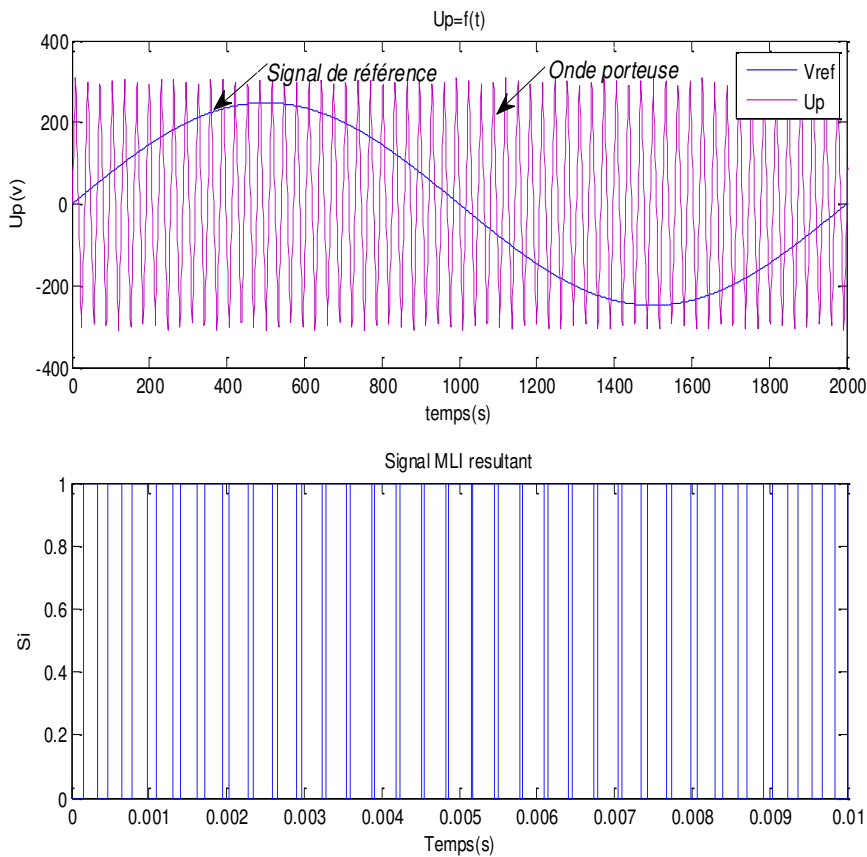


Figure II.10: Signaux de la commande MLI triangulo-sinusoidale

La figure II.11 donne la tension de sortie de l'onduleur commandé par la MLI triangulo-sinusoidale pour  $m=63$  et  $r=0.8$ , et pour  $U_{dc}=620V$ .

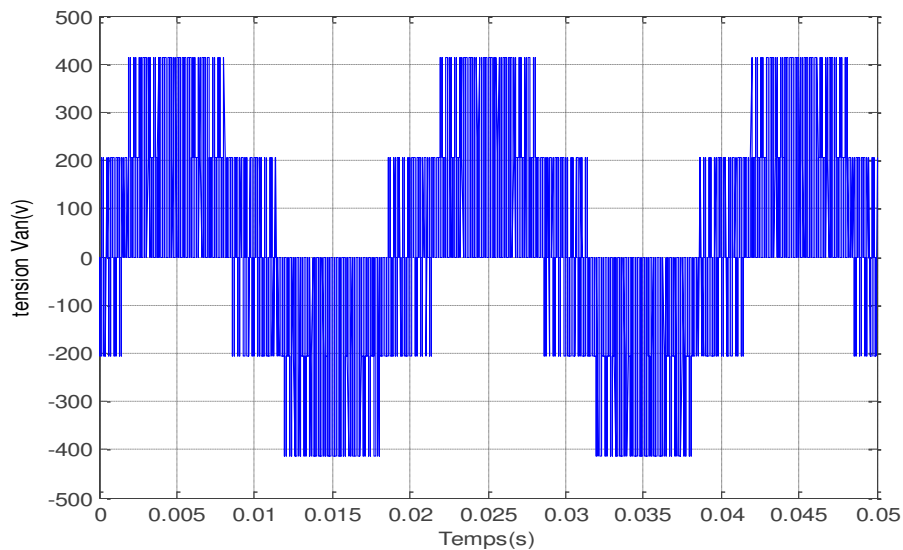


Figure II.11: Tension simple d'une phase de sortie de l'onduleur commandé par la MLI triangulo-sinusoidale

### II.2.13. MLI vectorielle

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle (en anglais Space Vector Modulation : SVM) utilise un algorithme numérique pour déterminer la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur, afin de produire une tension de sortie qui s'approche le plus possible de la tension de référence. Les principes qui régissent cette technique de *MLI* sont les suivants [Har-07][Mil-06][Nou-07]:

- Echantillonnage du signal de référence à intervalles réguliers  $T$  appelé période de modulation ;
- Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur  $T$  centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique) ;
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Elle utilise un vecteur tension de référence pour représenter les trois tensions sinusoïdales souhaitées à la sortie. L'onduleur peut générer huit vecteurs de commande distincts, chacun ayant trois composantes



booléennes pouvant prendre le niveau 0 ou 1. La figure II.12 définit les configurations possibles de l'onduleur, en représentant chaque bras par un interrupteur bipolaire :

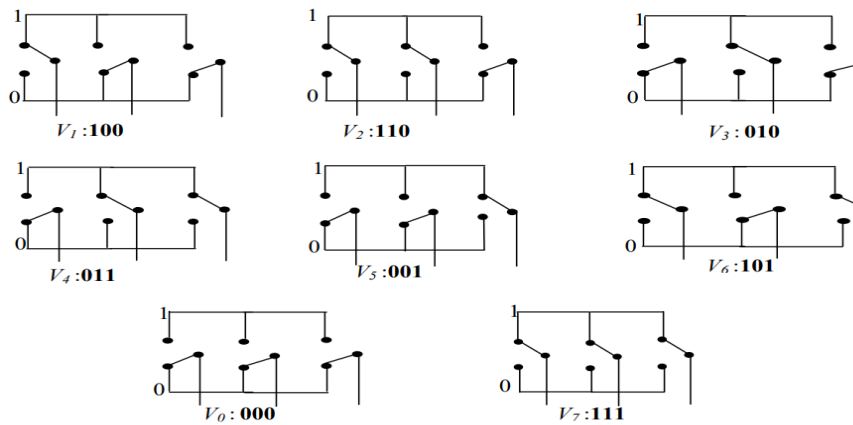
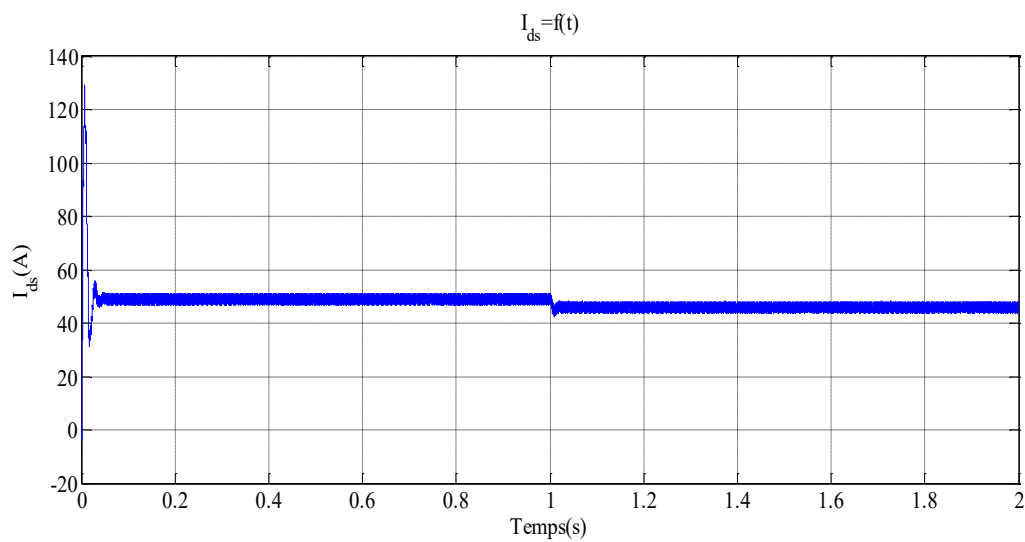


Figure II.12: Configurations des interrupteurs pour les vecteurs de tension.

#### II.2.14. Résultats de simulation de la MSAP alimenté avec un onduleur de tension

La figure II.13 illustre les résultats de simulation de la MSAP alimenté par un onduleur de tension avec l'application de la charge  $C_r$  à partir de  $t=1s$ .



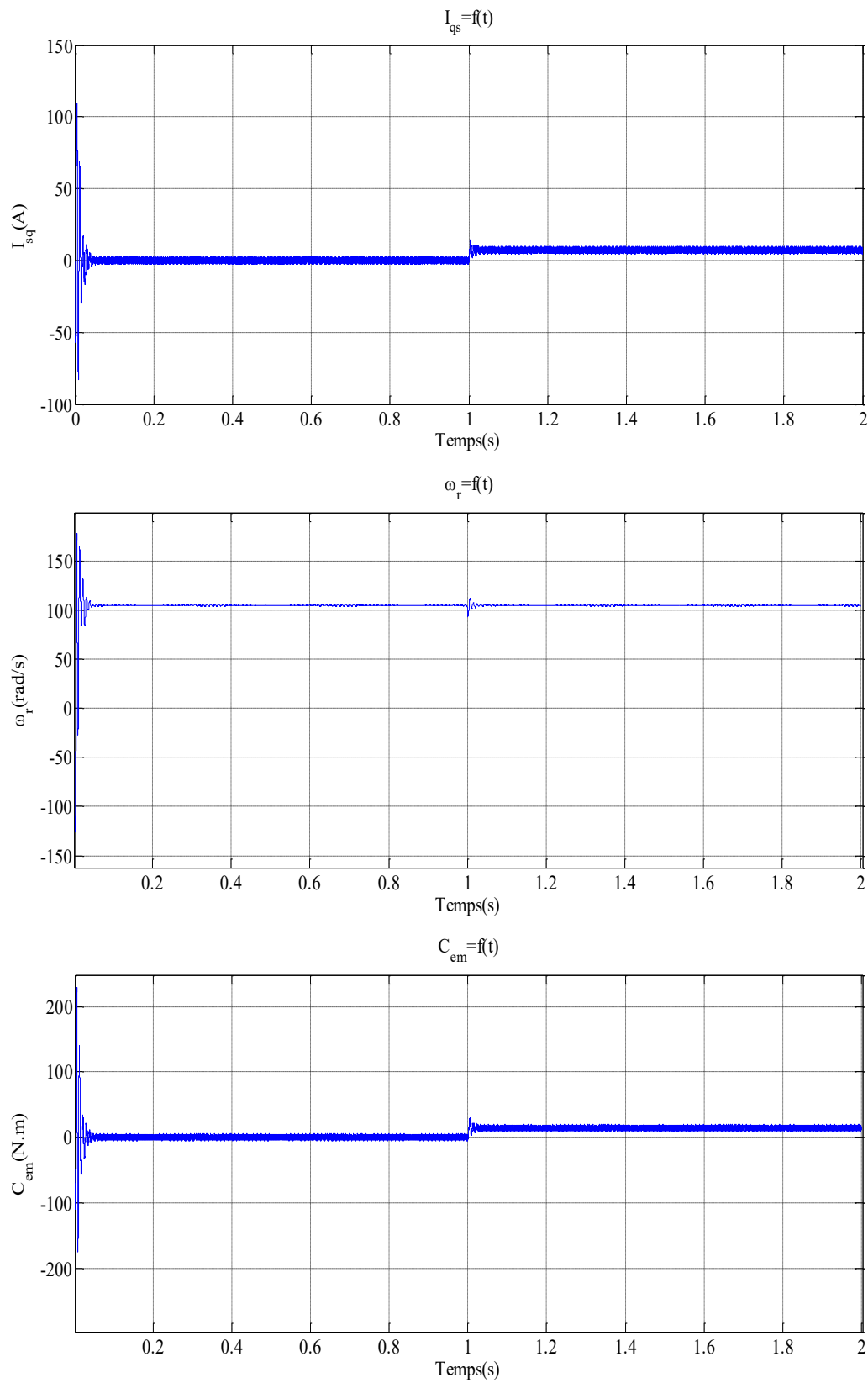


Figure II.13: Résultat de simulation de la MSAP alimenté par un onduleur de tension avec une charge de  $C_r = 14 \text{ N.m}$  à  $t = 1 \text{ s}$

Les résultats obtenus avec la MSAP alimenté par un onduleur sont semblables à ceux obtenus auparavant (MSAP alimenté par un réseau triphasé équilibré), néanmoins, les ondulations générées par l'onduleur affectent le fonctionnement de la machine.

### **II.3. Conclusion**

Donc ce chapitre, nous avons vérifié le modèle de la machine synchrone alimenté par le réseau, ainsi que par onduleur de tension. Nous avons modélisé le moteur synchrone à aimants permanents en utilisant le modèle de Park pour simplifier le modèle. Ensuite, nous avons modélisé le convertisseur statique et sa commande. Nous avons simulé le modèle MSAP alimenté par une source parfaite puis alimenté par le convertisseur statique avec charge. Les résultats de simulation ont montré un gain rapide et régulier, mais de performances médiocres ont été remarquées, en particulier lors démarrage et de l'application de perturbation du couple de charge. Pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées, nous appliquons la commande vectorielle qui sera développée dans le prochain chapitre.

*Chapitre III :*  
*Commande vectorielle de*  
*la machine synchrone à*  
*aimant permanent*

### III.1. Introduction

Au chapitre II, nous avons présenté le modèle de la machine synchrone à aimants permanents. Ce modèle est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé entre les variables d'entrées (tension, fréquence), les variables de sortie (couple, vitesse) et les variables internes de la machine comme le flux. La commande de cette machine est donc difficile.

Pour résoudre ce problème, nous proposons une technique de commande appelée commande vectorielle ou commande par orientation de flux (FOC) qui est en 1971 proposé par BLASCHKE. Cette stratégie permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, qui est un modèle linéaire et découplé, améliorant ainsi son comportement dynamique [Sen-15].

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle à la MSAP. Les boucles de courant et la boucle de vitesse seront régulées à l'aide de correcteurs classiques PI. Les résultats de simulation seront exposés afin de vérifier les performances de la régulation proposée.

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

La commande vectorielle, également connue sous le nom de commande à flux orientée, est une technique de commande utilisée dans les systèmes d'entraînement des machines électrique à courant alternatif. Son but principal est de contrôler séparément les éléments de flux et de couple à travers les deux composantes ( $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ ) du courant statorique en imposant les tensions  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  qui conviennent. Ceci correspond à un contrôle du courant statorique en amplitude et une position instantanée d'où l'appellation du contrôle vectoriel [Ara-98].

L'objectif de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents est de ramener le comportement de cette machine à celui de la machine à courant continu à excitation séparée [Amr-09], c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, vis à fournir un contrôle précis de couple et de vitesse, tout en optimisant le rendement énergétique et en minimisant les pertes. Ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

### III.3. Type de la commande vectorielle

On a trois types :

- Commande vectorielles directe ;
- Commande vectorielles indirecte ;
- Commande vectorielle simplifiée.

### III.4. Stratégie de la commande vectorielle

Le modèle de la MSAP alimentée en tension est donné par les équations suivantes

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s I_{ds} + L_d \frac{dI_{ds}}{dt} - L_q \omega_r I_{qs} \\ v_{qs} = R_s I_{qs} + L_q \frac{dI_{qs}}{dt} + L_d \omega_r I_{ds} + \omega_r \varphi_{fs} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + k_f \cdot \omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{III.2})$$

$$C_{em} = p[(L_d - L_q)I_{ds}I_{qs} + \varphi_{fs}I_{qs}] \quad (\text{III.3})$$

Le modèle décrit par les équations précédentes montre que la MSAP est un système multi variable, non linéaire et fortement couplé. Le but principal de la commande vectorielle des machines à courants alternatives est d'améliorer leur comportement statique et dynamique grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée [Mon-00] [Pil-90].

La machine étudiée est à aimant, son couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de Park est maintenu calé sur l'axe q ( $I_s = I_{qs}$ ). Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle (figure III.1) qui a pour effet la diminution des pertes joule.

Il existe plusieurs stratégies de la commande vectorielle de la MSAP parmi ses stratégies on a :

- Commande à couple maximale ;
- Commande à facteur de puissance unitaire ;
- Commande à  $I_{ds}=0$ .

On utilise souvent la commande à  $I_{ds}=0$ , ce qui revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux du rotor. L'avantage de cette stratégie est l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu. Le système d'équations (III.1) devient :

$$\begin{cases} v_{ds} = L_q \omega_r I_{qs} \\ v_{qs} = R_s I_{qs} + L_q \frac{dI_{qs}}{dt} + \varphi_{fs} \omega_r \end{cases} \quad (III.4)$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = p \varphi_{fs} I_{qs} \quad (III.5)$$

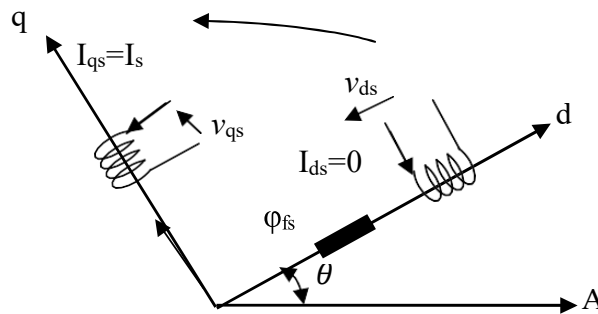


Figure.III.1: Principe de la commande vectorielle

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes « d » et « q ». Les equations (III.4), (III.5) et l'équation mécanique peuvent être représentés par le schéma fonctionnel (figure III.2) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

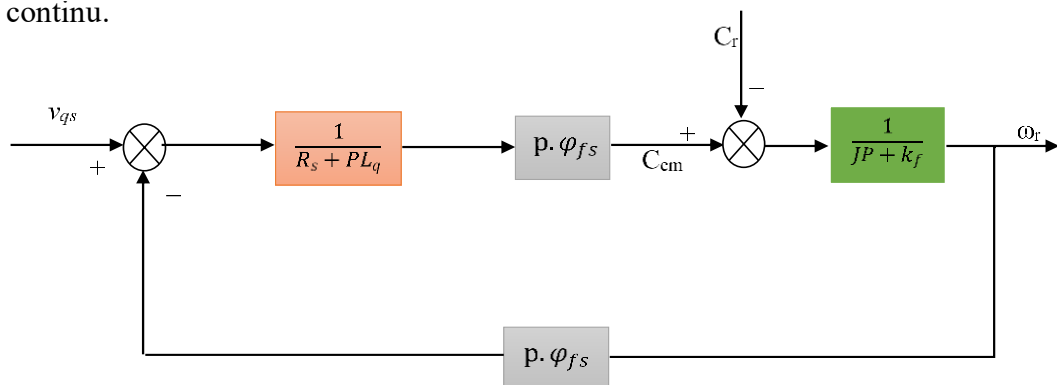


Figure.III.2: Modèle de la MSAP lorsque  $I_{ds}$  nul

### III.5. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

#### III.5.1. Description du système global

Le contrôle de la vitesse de la machine, demande une commande simultanée de deux variables  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ .

La Figure III.3, représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux dans le repère (d,q).

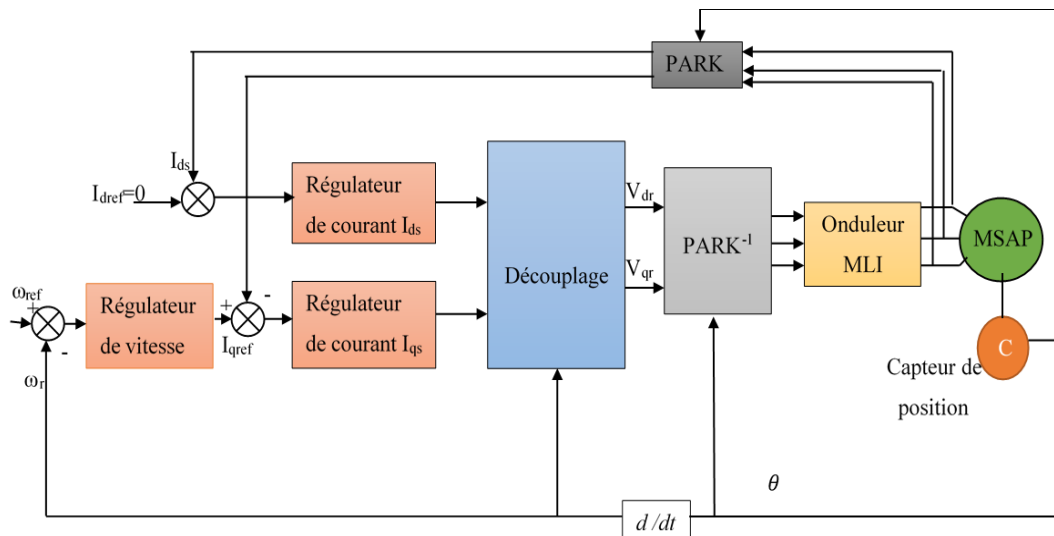


Figure.III.3: Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux' [Ben-05].

Comme montré par la figure III.3, la commande vectorielle est constituée de deux principales boucles à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants  $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$  et la transformation directe et inverse de Park.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur permet de générer le courant de référence  $I_{qref}$  qui est comparé à la valeur du courant  $I_{qs}$  issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliquée à l'entrée du régulateur du courant  $I_{qs}$ . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant  $I_{ds}$  qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs des courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence  $v_{dr}$  et  $v_{qr}$  et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$  et  $v_{cs}$  qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

### III.5.2. Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il



faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q [Ben-05].

La compensation 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 [Mer08].

La figure III.4 représente les couplages entre les axes d et q.

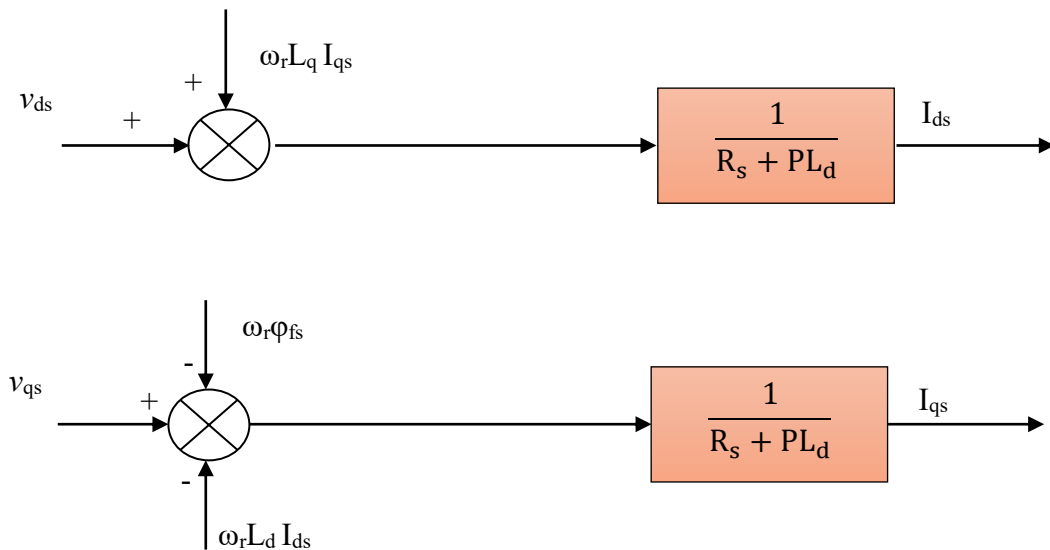


Figure.III.4: Description des couplages

Il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure III.5). Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe en deux parties :

$$\begin{cases} v_{ds} = v'_d - F_{emd} \\ v_{qs} = v'_q + F_{emq} \end{cases} \quad (III.6)$$

Avec

$$\begin{cases} v'_d = L_d \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} \\ v'_q = L_q \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} F_{emd} = L_q \omega_r i_{qs} \\ F_{emq} = L_d \omega_r i_{ds} + \varphi_{fs} \omega_r \end{cases} \quad (III.7)$$

Alors

$$\begin{cases} \frac{I_d}{v'_d} = \frac{1}{R_s + PL_d} \\ \frac{I_q}{v'_q} = \frac{1}{R_s + PL_q} \end{cases} \quad (III.8)$$

La figure III.5 illustre le principe de découplage par compensation :

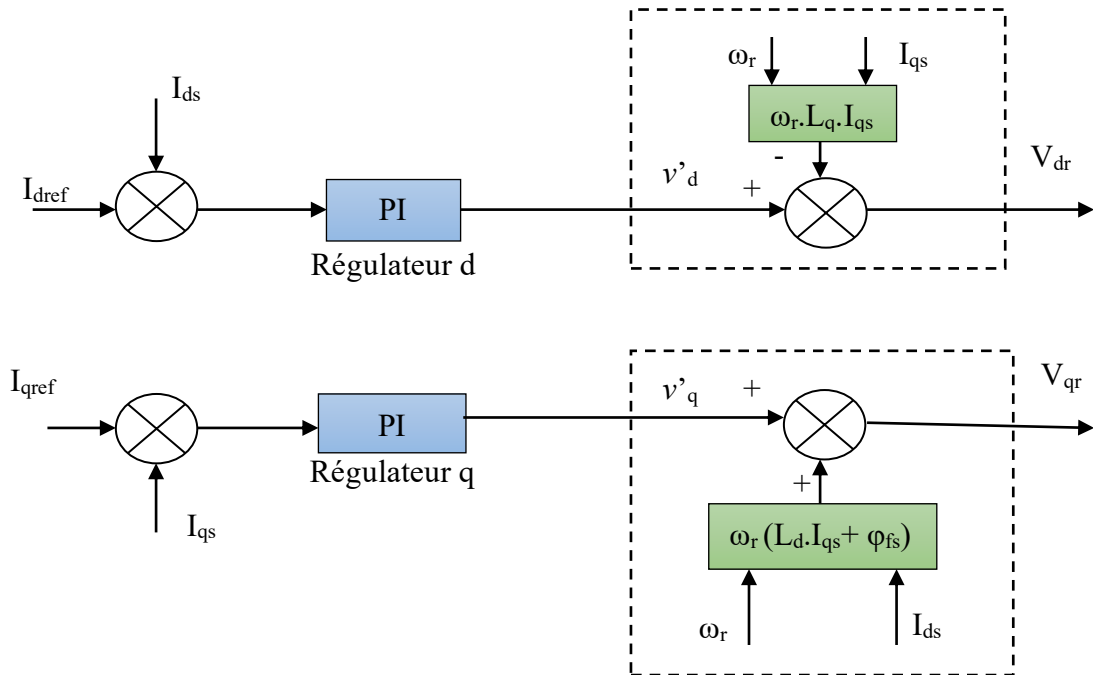


Figure III.5: Principe de découplage par compensation

Avec :  $v'_d$  : La tension à la sortie de régulateur de courant “ $I_{ds}$ ” ;

$v'_q$  : La tension à la sortie de régulateur de courant “ $I_{qs}$ ”.

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure III.6.

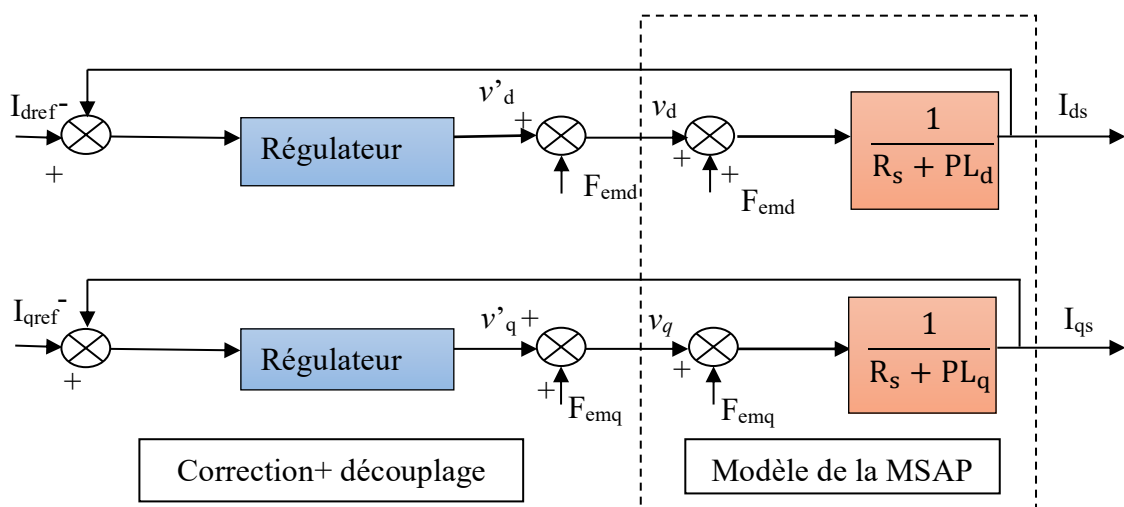


Figure III.6: Structure générale : (machine-découplage par compensation)

Les actions sur les axes « d » et « q » sont donc découplés et représentées par la figure III.7.

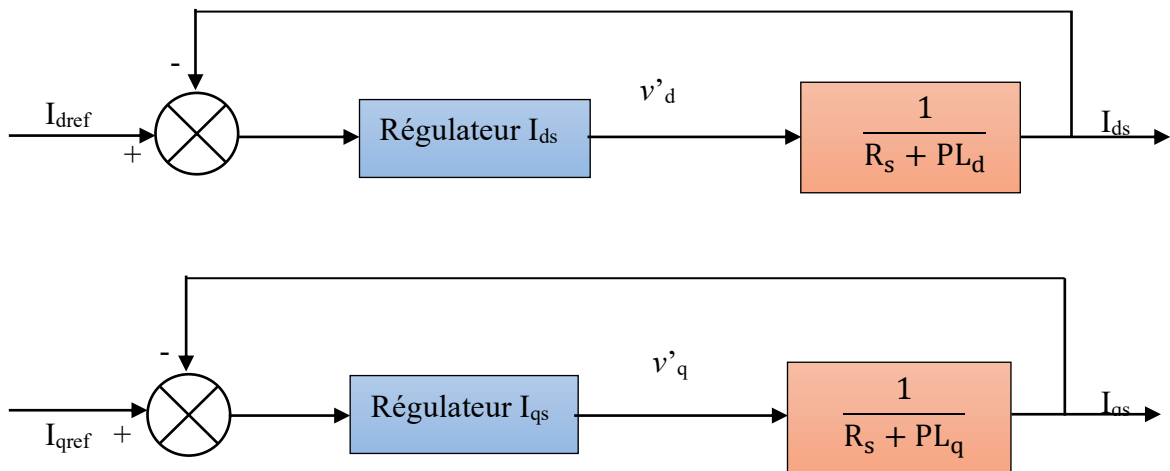


Figure.III.7: Commande découplée

## III.6. Avantages de la commande vectorielle et ses inconvénients

### III.6.1. Avantages des commandes vectorielles

- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase ;
- Elle est précise et rapide ;
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt ;
- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires) [Ami-17].

### III.6.2. Inconvénients de la commande vectorielle

- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction ;
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique ;
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur [Ami-17].

## III.7. Synthèses des différents régulateurs

### III.7.1. Régulation

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 [Ben05].

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes [Ami-17].

Dans le cas de notre étude, on se limite à la technique du contrôleur PI (proportionnelle, intégral) qui satisfait la régulation en commande vectorielle de point de vue stabilité, précision et rapidité.

### III.7.2. Conception de régulateur

Soit  $Y^*(t)$  le signal à poursuivre, et  $Y(t)$  le signal de sortie du système à contrôler.

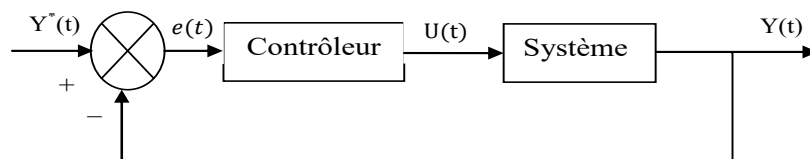


Figure.III.8: Boucle de régulateur du courant

#### III.7.2.1. Action Intégrale ( $k_i$ )

L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action  $U(t)$  augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

#### III.7.2.2. Action proportionnelle ( $k_p$ )

L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système :

- Si  $k_p$  est grand, la correction est rapide. Risque accru de dépassement de puissance et d'oscillation;
- Si  $k_p$  est petit, les corrections sont plus lentes et il y a moins de risque d'oscillations.

La fonction de transfert du régulateur proportionnel-intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (III.9) pour les deux axes d et q :

$$F(s) = \frac{U(t)}{e(t)} = K_p + \frac{K_i}{P} \tag{III.9}$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{U(t)}{e(t)} = \frac{1+PT_1}{PT_2} \tag{III.10}$$

Avec :

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \tag{III.10}$$

### III.7.3. Calcul des régulateurs

#### III.7.3.1 Régulateur du courant $I_{ds}$

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposé. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant ( $I_{ds} = \frac{v'_d}{R_s + PL_d}$ ) est représenté par la figure III.9.

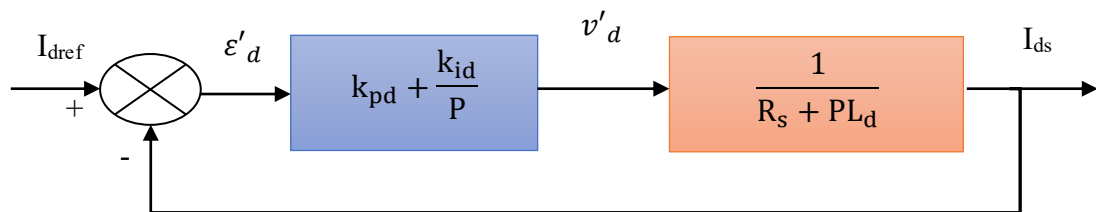


Figure.III.9: Boucle de régulation du courant  $I_{ds}$

Selon l'équation (III.10), on aboutit au schéma de la figure III.10 :

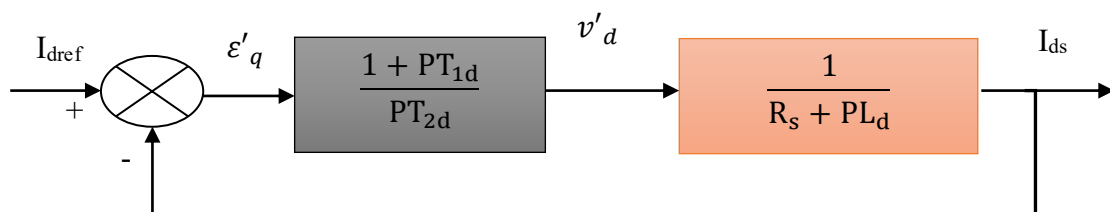


Figure.III.10: Boucle de régulation du courant  $I_{ds}$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$FTBO = \frac{1+PT_{1d}}{P(R_s+PL_d)} = \frac{1+PT_{1d}}{PT_{2d}R_s(1+P\frac{L_d}{R_s})} \quad (III.12)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1 + PT_{1d} = 1 + P\frac{L_d}{R_s} \quad (III.13)$$

Ce qui se traduit par la condition

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (III.14)$$

Avec :

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$  : Constante de temps électrique de l'axe d.

Après compensation l'équation (III.12), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{PT_{2d}R_s} \quad (III.15)$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) est donnée par :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (III.16)$$

$$FTBF = \frac{1}{1+PT_{2d}R_s} \quad (III.17)$$

L'équation (III.17) peut être imposée de la forme  $(\frac{1}{1+P\tau_d})$ . Par identification on trouve

:

$$\tau_d = T_{2d}R_s \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (III.18)$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_d \text{ (Critère de } \pm 5\%) \quad (III.19)$$

Donc :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (III.20)$$

$T_r$  : Temps de réponse imposé.

En substituant l'équation (III.18) dans (III.11), on obtient :

$$k_{id} = \frac{R_s}{\tau_d} \quad (III.21)$$

En remplaçant l'équation (III.19) dans (III.21), on obtient :

$$\begin{cases} k_{pd} = \frac{3L_d}{T_r} \\ k_{id} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

### III.7.3.2. Régulateur du courant $I_{qs}$

La boucle de régulation sur l'axe q est présentée par la figure III.11.

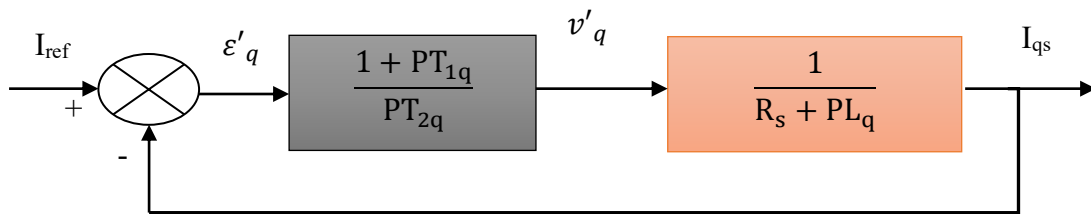


Figure III.11: Boucle de régulation du courant  $I_{qs}$

Pour la régulation du courant  $I_{qs}$ , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant  $I_{ds}$ . La FTBO s'exprime par :

$$\text{FTBO} = \frac{1+PT_{1q}}{PT_{2q}(R_s+PL_q)} = \frac{1+PT_{1q}}{PT_{2q}R_s(1+P\frac{L_q}{R_s})} \quad (\text{III.23})$$

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III.24})$$

En remplaçant l'équation (III.24) dans (III.23). La FTBF devient :

$$\text{FTBF} = \frac{1}{1+PT_{2q}R_s} = \frac{1}{1+P\tau_q} \quad (\text{III.25})$$

Par identification on trouve :

$$\tau_q = T_{2q}R_s \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{III.26})$$

En imposant le temps de réponse en boucle fermée:  $T_r = 3\tau_q$ , il vient :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{III.27})$$

**III.7.3.3. Régulateur de vitesse**

Le régulateur de la vitesse permet de déterminer la référence de couple et de la maintenir à sa valeur de consigne. La boucle de régulation de la vitesse est donnée par la figure III.12.

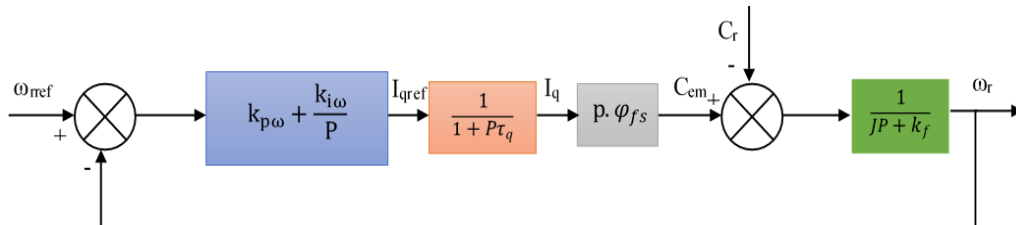


Figure III.12: Boucle de régulation de vitesse  $\omega_r$

Le schéma de la figure III.12 peut être simplifié par la figure III.13.

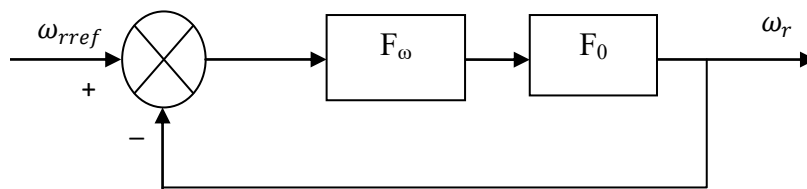


Figure III.13: Boucle de régulation de vitesse  $\omega_r$

- $F_\omega(P)$ : La fonction de transfert du régulateur de vitesse donnée par :

$$F_\omega(P) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{P} = \frac{1 + PT_{1\omega}}{PT_{2\omega}} \tag{III.28}$$

Où

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ k_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \tag{III.29}$$

- $F_0(P)$  : La fonction de transfert en boucle ouverte pour  $C_r=0$ , est donnée par :

$$F_0(P) = \frac{1 + p\phi_{fs}}{k_f(1 + P\tau_q)(1 + P\tau_m)} \tag{III.30}$$

$\tau_m = \frac{J}{k_f}$  : Constante mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_0 F_\omega}{1 + F_0 F_\omega} \tag{III.31}$$

Après les calculs, on trouve :



$$FTBF(s) = \frac{p\varphi_{fs}(K_{p\omega}P + K_{i\omega})}{J\tau_q P^3 + (J + k_f\tau_q)P^2 + (p\varphi_{fs}K_{p\omega} + k_f)P + p\varphi_{fs}K_{i\omega}} \quad (III.32)$$

Si on néglige  $(J\tau_q)$  et  $(k_f\tau_q)$  devant  $(J)$ , le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$H(P) = JP^2 + (p\varphi_{fs}K_{p\omega} + k_f)P + p\varphi_{fs}K_{i\omega} \quad (III.33)$$

La FTBF possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, par identification à la forme canonique du 2<sup>ème</sup> ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0} P^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0}\right) P + 1 = 0 \quad (III.34)$$

Où :

$\omega_0$  : Pulsation propre du système ;

$\zeta$  : Facteur d'amortissement.

Par identification terme à terme entre l'équation (III.33) et (III.34) on trouve :

$$\begin{cases} k_{p\omega} = \frac{2J\omega_0\zeta - k_f}{p\varphi_{fs}} \\ k_{i\omega} = \frac{\omega_0^2 J}{p\varphi_{fs}} \end{cases} \quad (III.35)$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

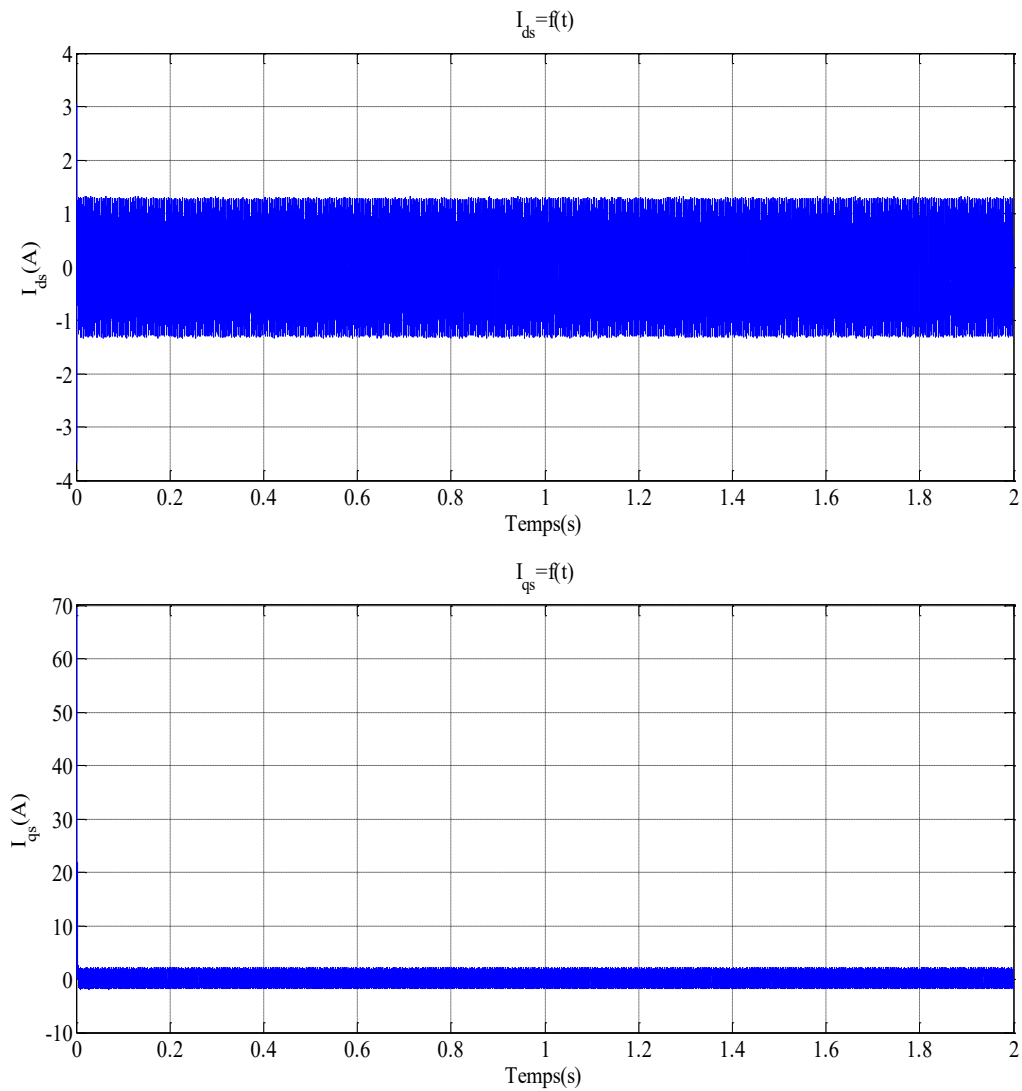
### III.8. Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur PI de la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

#### III.8.1. Essai à vide et en charge

Les figures III.14 et III.15 montrent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge du MSAP, lorsque la consigne est de 100 rad/s, et que la charge est de 14 N.m appliquée à partir de  $t=1s$ . 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  $t=1\text{ s}$  ;
- Le couple subit un pic au démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant ;
- Les deux composantes du courant montrent le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ( $I_{ds} = 0$ ) ;
- Le courant  $I_{qs}$  est l'image du couple.



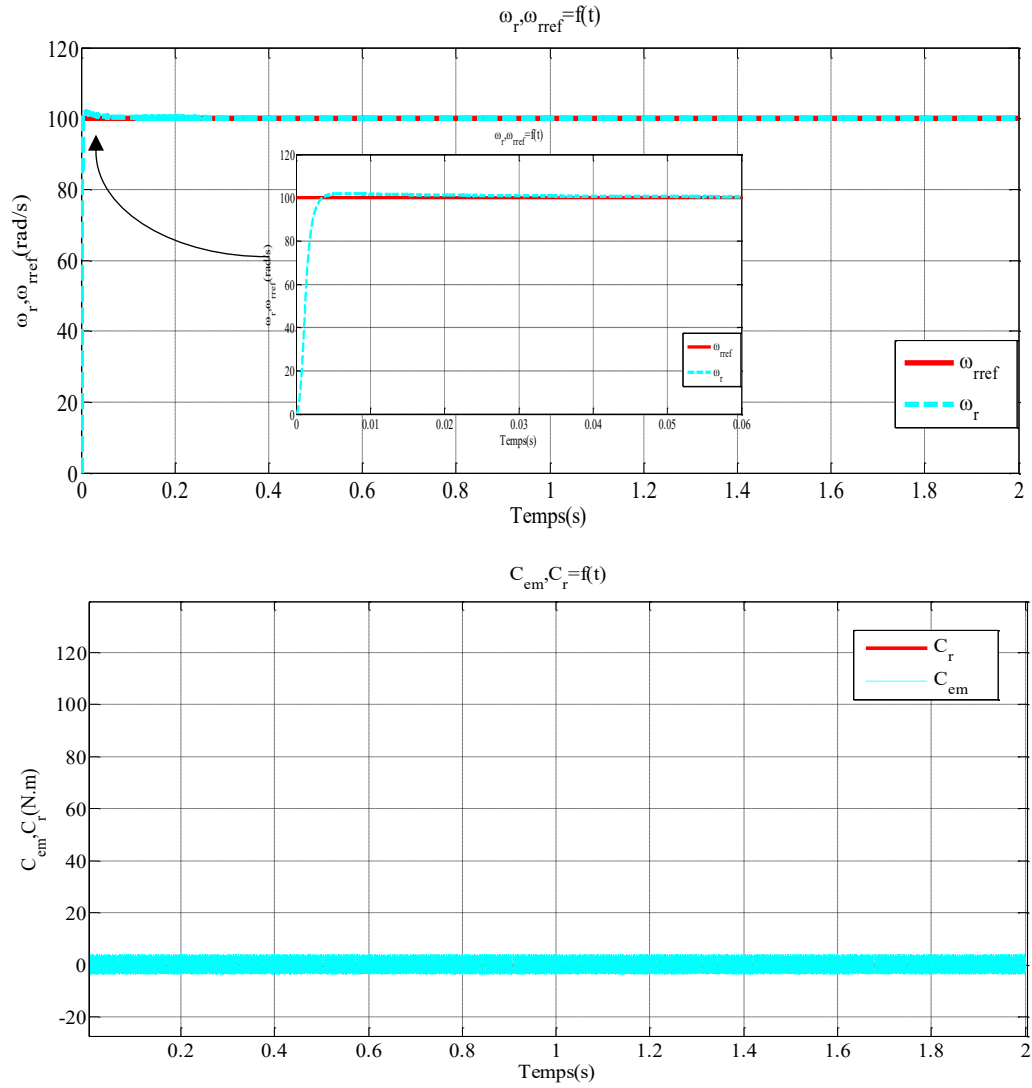
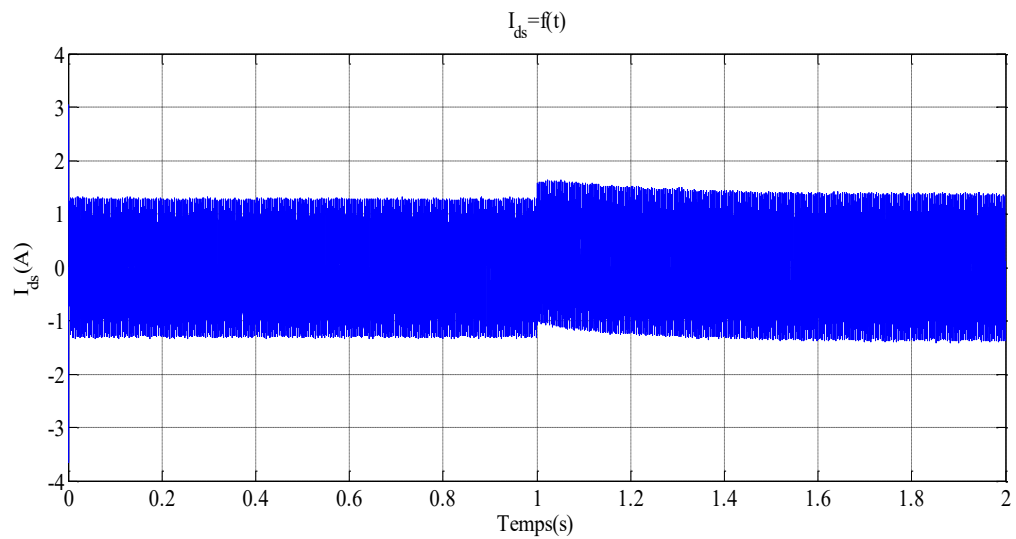
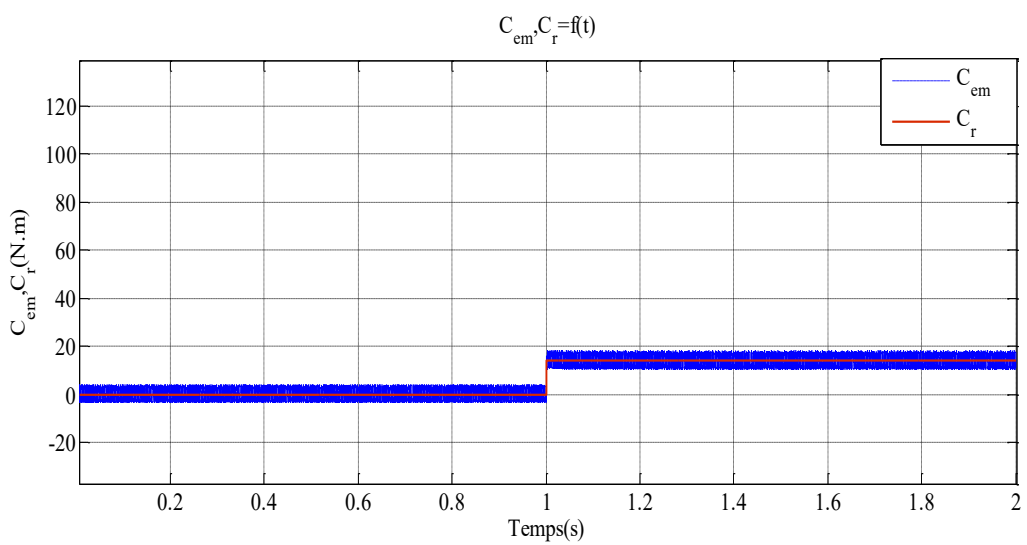
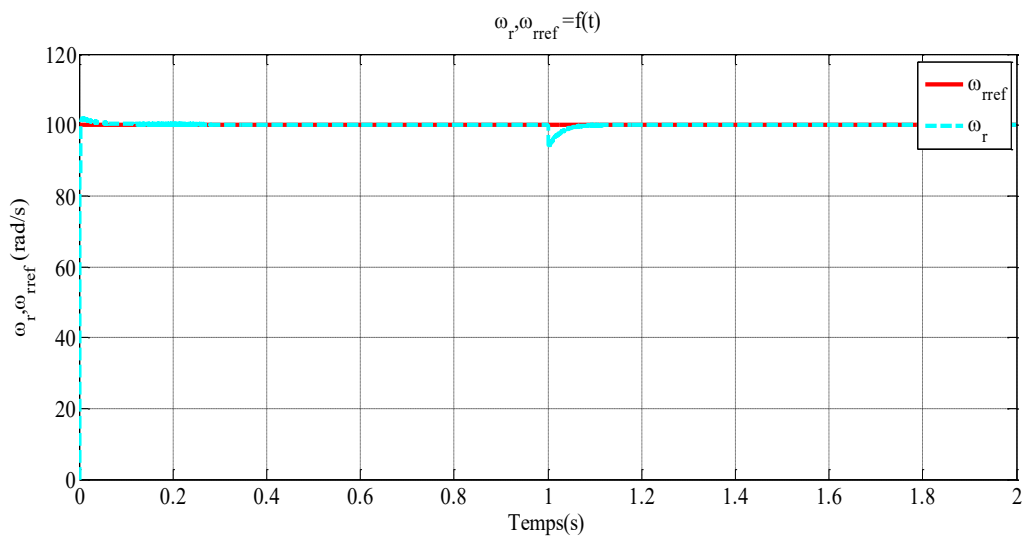
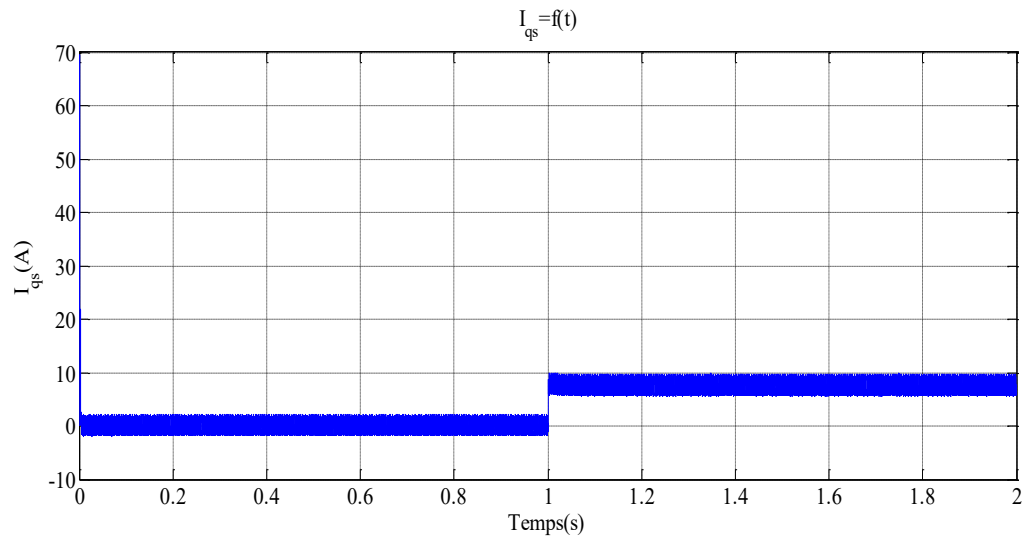


Figure III.14: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP en fonctionnement à vide.





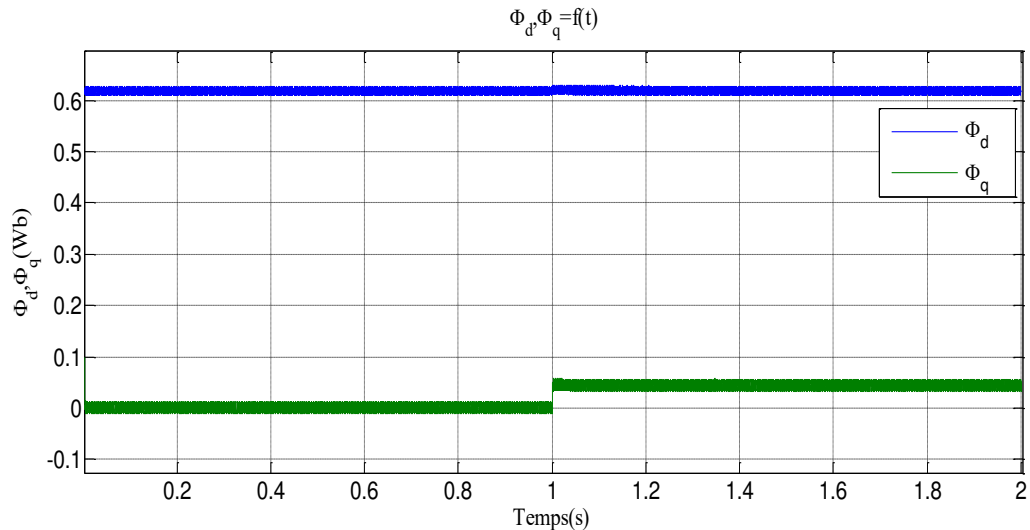
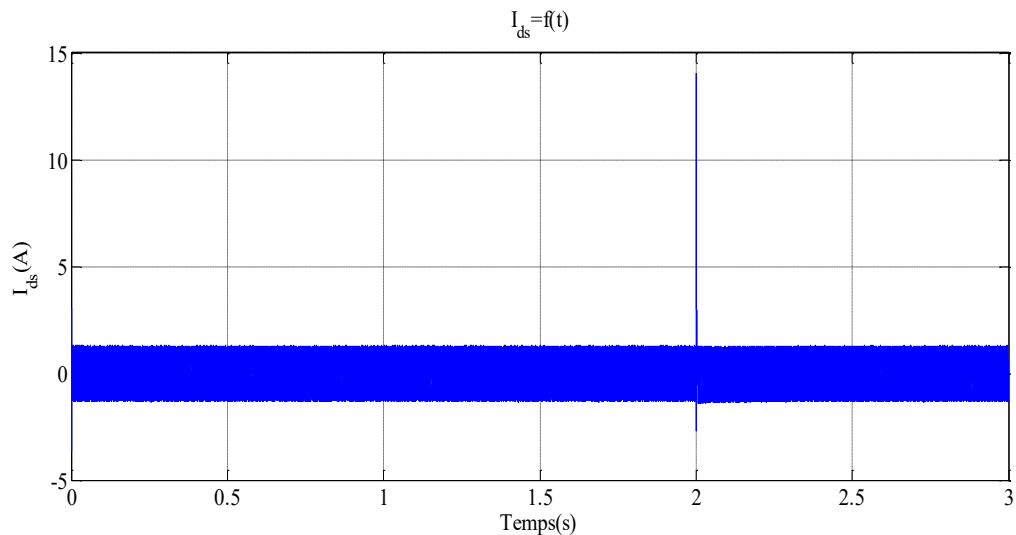
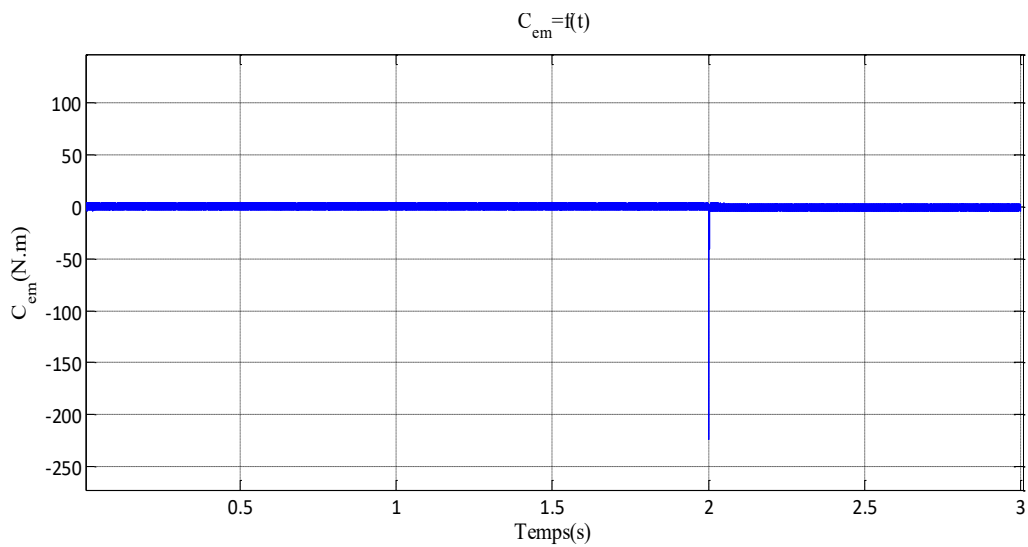
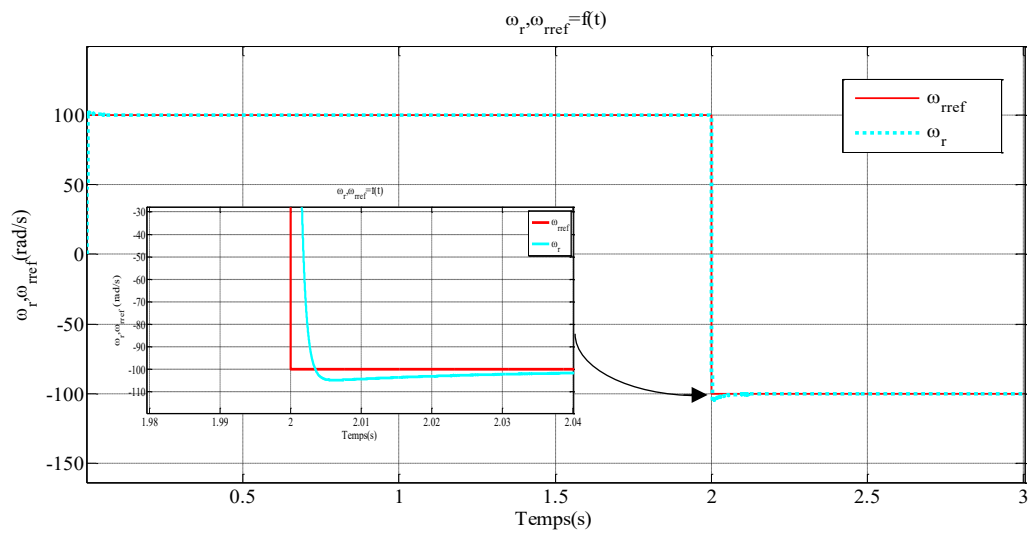
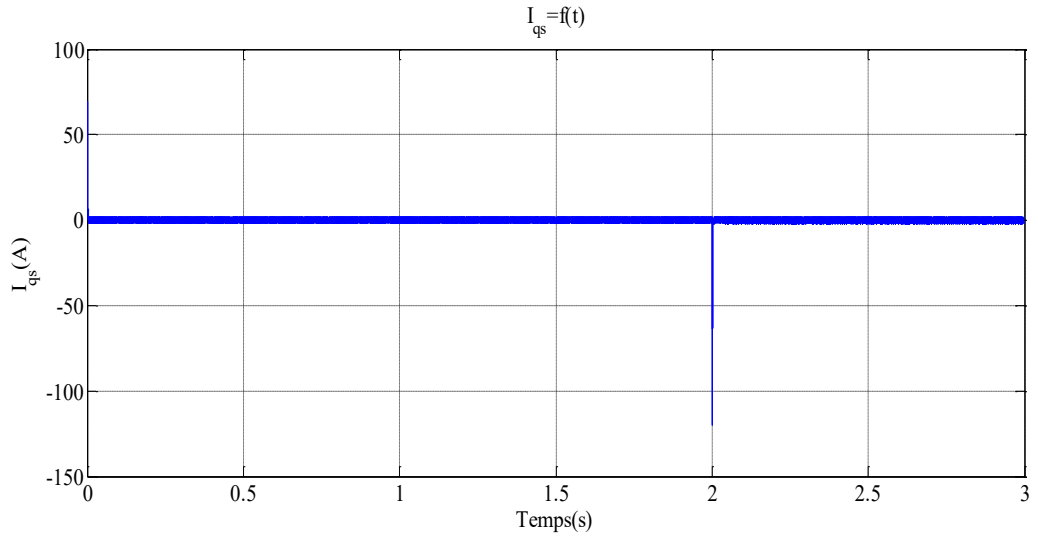


Figure.III.15: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 14 N.m à  $t = 1$  s.

### III.8.2. Essai de l'inversion du sens de rotation à vide et en charge

Dans les figures III.16 et III.17, on a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle +100 rad/s à la valeur -100 rad/s à l'instant  $t=2$ s avec l'application de charge de 14N.m à partir de  $t=1$ s. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.





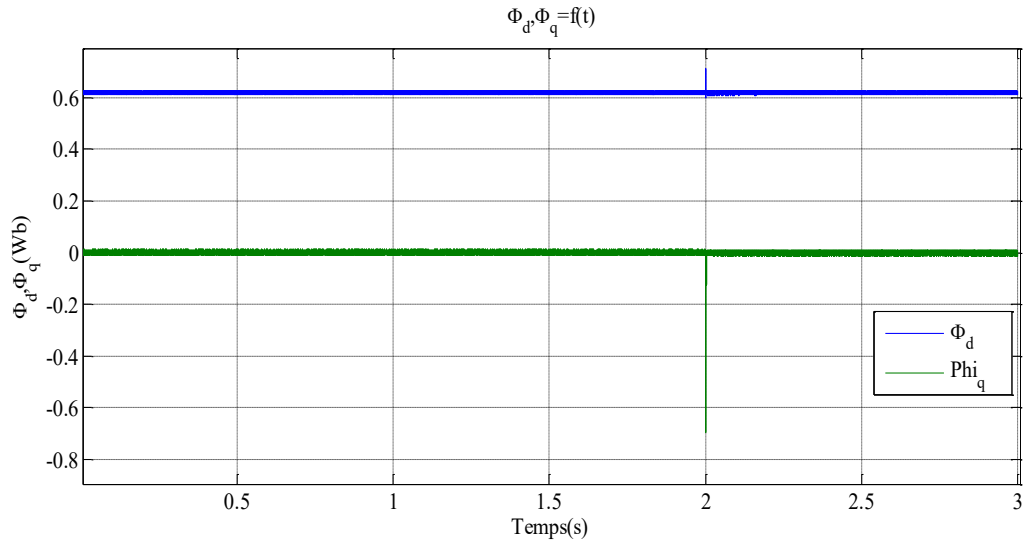
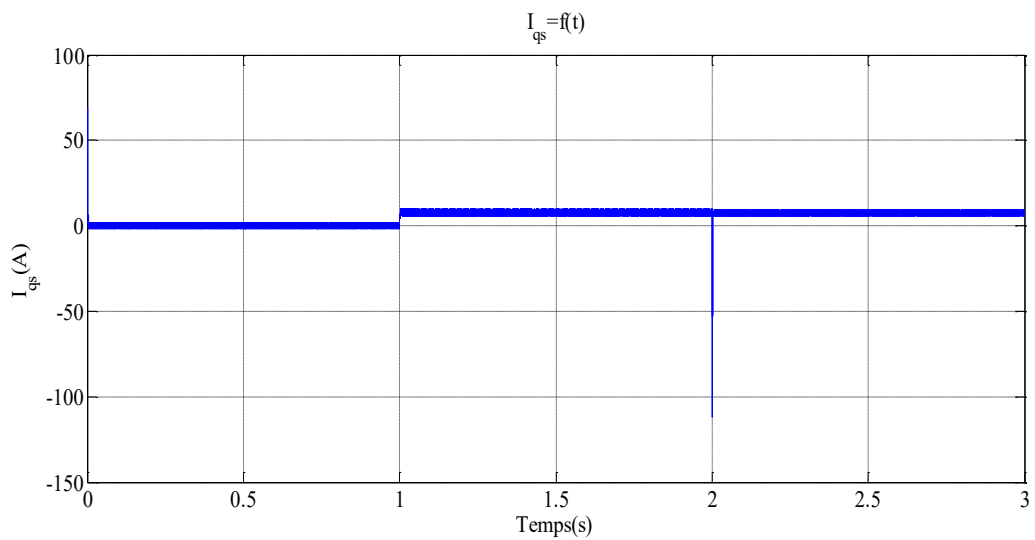
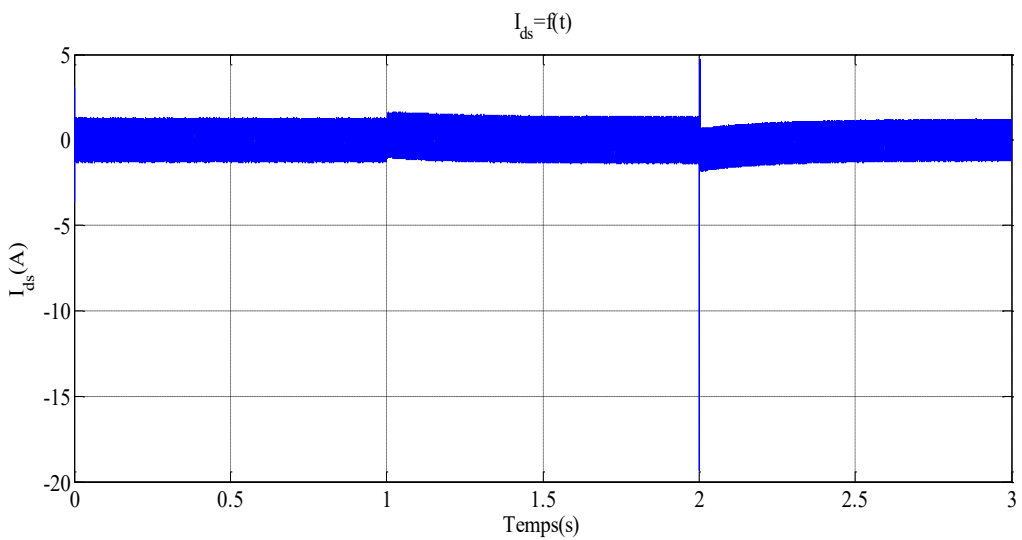
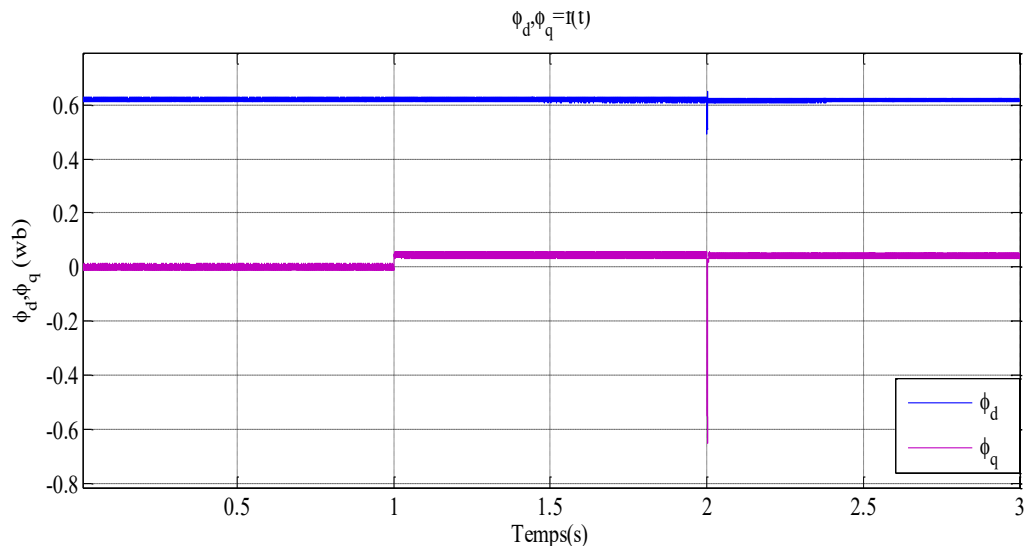
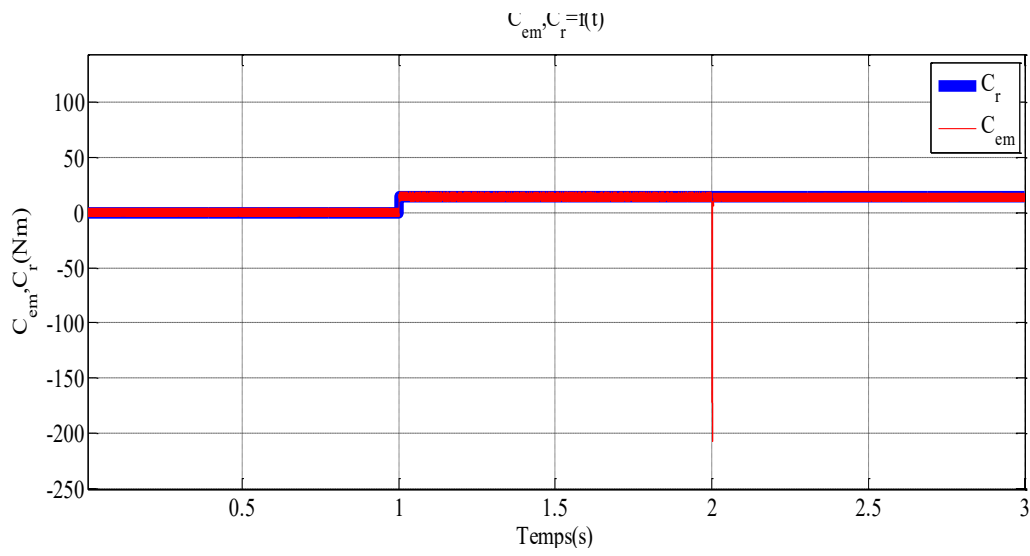
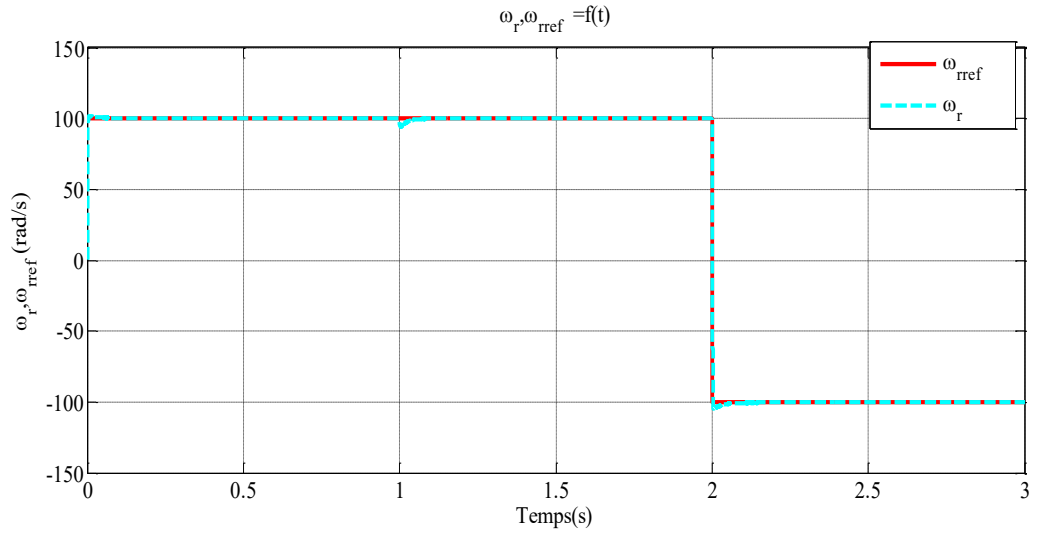


Figure.III.16: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation à vide à partir de  $t = 2$ s







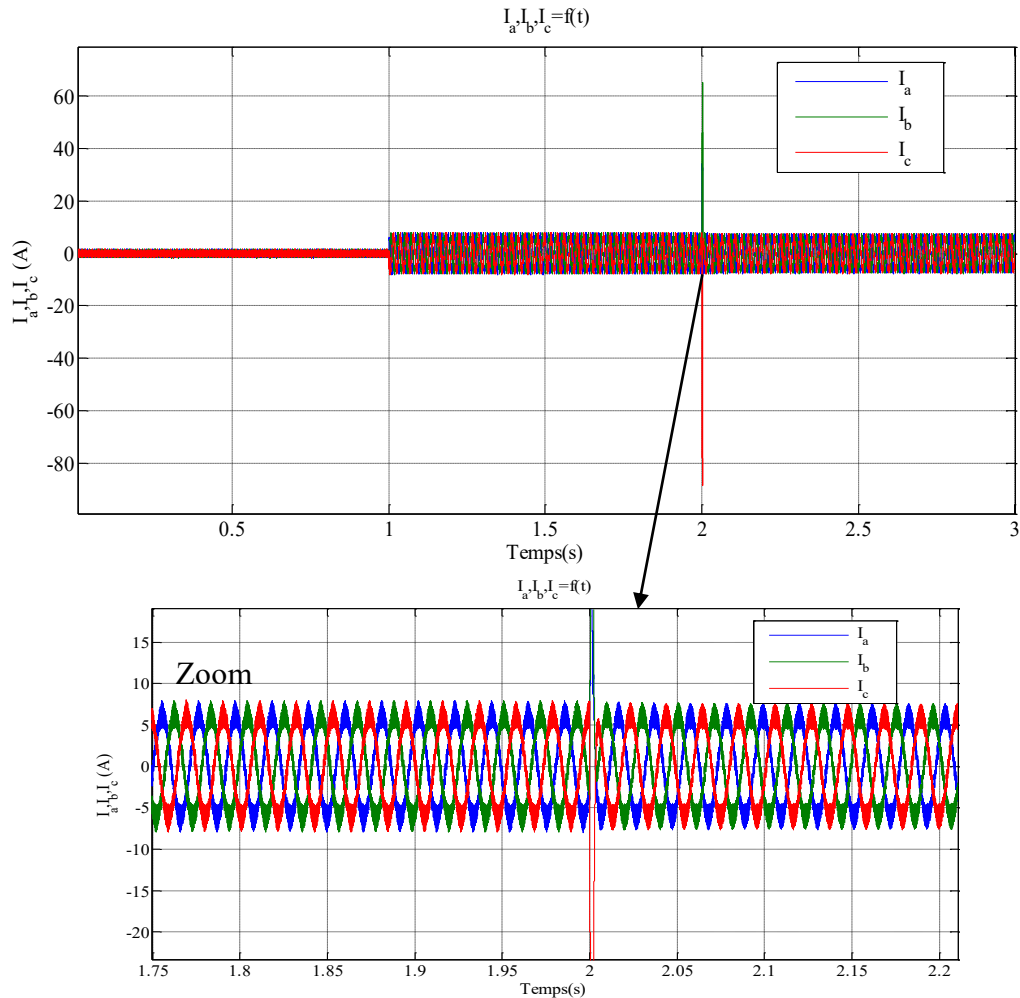


Figure.III.17: Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation en charge à  $t = 2$  s ( $C_r=14$ N.m appliquée à  $t=1$ s)

### III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle appliquée à la MSAP. Cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine, ce qui permet une commande souple de sa vitesse. Les résultats obtenus ont montré que la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimentée en tension offre des performances et une robustesse remarquable. Les caractéristiques de cette commande ont un temps de réponse court, un rejet rapide des perturbations, une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires.

# *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.

Nous avons présenté dans le premier chapitre, une étude générale sur la machine synchrone à aimant permanent et son principe de fonctionnement où on a ensuite présenté les différentes structures et quelques avantages et inconvénients ainsi que les domaines d'application de la MSAP.

Dans le deuxième chapitre, on a commencé avec la modélisation de la MSAP au triphasée, puis on a passé au biphasée selon le repère de Park (d, q), cette dernière permet la mise sous forme d'équations d'états de la machine alimentée en tension, et en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple. Après on a fait la modélisation de l'alimentation par onduleur MLI, à la fin on a exposé des résultats de la simulation sur Matlab/Simulink.

Au troisième chapitre, nous avons donné un aperçu explicite de la commande vectorielle. Cette dernière permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Avec l'utilisation de la stratégie  $I_{ds}=0$  qui permis de contrôler le couple électromagnétique par le courant direct  $I_{qs}$ . Cette commande est alimentée en tension avec un onduleur MLI triphasé.

Après avoir exposé les différents résultats de simulation, on a constaté que la commande vectorielle offre de bonnes performances statique et dynamique (stabilité et temps de réponse rapide).

## Perspectives

Comme perspectives, nous proposons pour les travaux futurs :

- Utilisation des régulateurs non linéaires ;
- Utilisation des régulateurs d'intelligences artificielles ;
- La suppression des capteurs de vitesse à l'aide des techniques d'estimation ou d'observation de l'automatique.

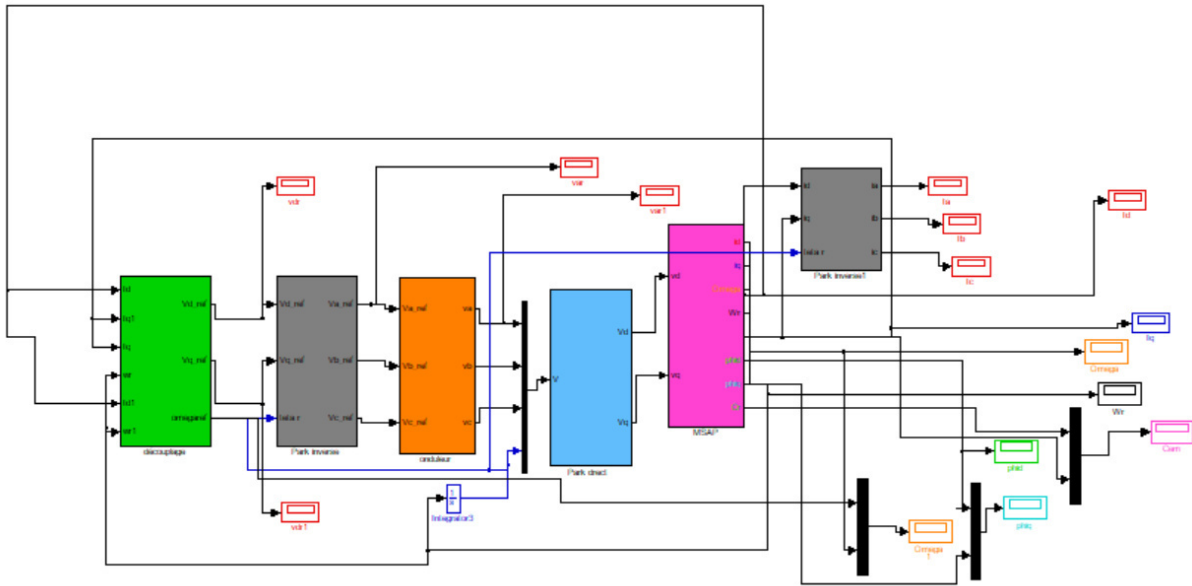
# *Annexe*

## Annexe

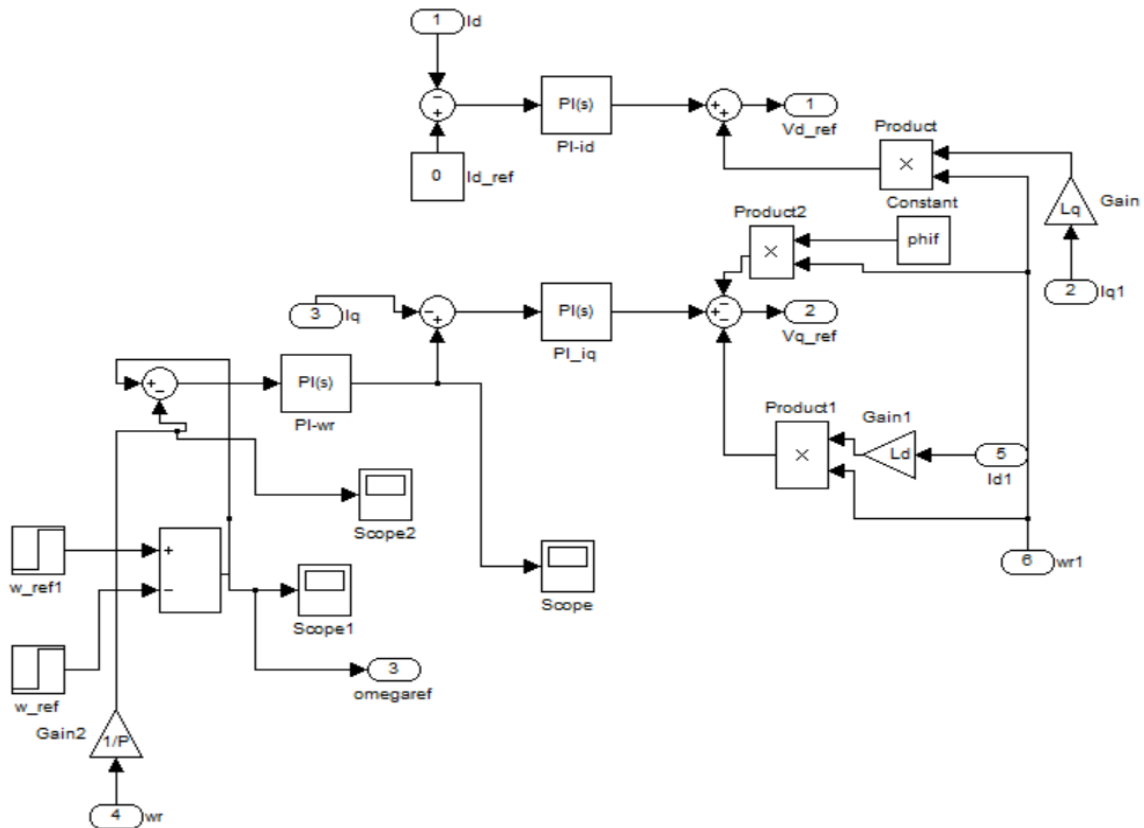
### ➤ Paramètres de simulations

Paramètres	Valeurs
Puissance nominale	$P_n=1.5 \text{ kw}$
Tension nominale	$V_n=220 \text{ V}$
Couple nominal	$C_n=14 \text{ N.m}$
Fréquence	$f=50 \text{ Hz}$
Nombre de paire de pôle	$P=3$
Resistance statorique	$R_s=1.4 \Omega$
Inductance directe	$L_d=0.0066 \text{ H}$
Inductance quadratique	$L_q=0.0058 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J=0.00176 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f=0.00039 \text{ N.m.s/rad}$
Flux des aimants	$\Phi_{hif}=0.6184 \text{ Wb}$
Action intégrale de $I_{ds}$	$K_{id}=180*2$
Action intégrale de $I_{qs}$	$K_{iq}=180*2$
Action proportionnelle de $I_{ds}$	$K_{pd}=42*2$
Action proportionnelle de $I_{qs}$	$K_{pq}=42*2$
Action intégrale de $\omega$	$K_{i\omega}=50$
Action proportionnelle de $\omega$	$K_{p\omega}=1.2$

➤ **Commande vectorielle avec découplage par compensation**



➤ **Bloc découplage par compensation**



*Références  
bibliographiques*

- [Che-97]** J.Chenadec, « Les machines synchrones- technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones », Cours photocopiés, Lycée Louis armand, 1997.
- [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.
- [Kar-14]** K.Abdelmounaim, B. Ammar, « Détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un moteur synchrone a aimants permanents », Mémoire de Master académique Spécialité: Machines électriques et électronique de puissance, Université Kasdi Merbah Ouargla ,2014.
- [Bou-19]** B. Samir, L. Zakaria, « Dimensionnement et Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent », diplôme de Master en Électrotechnique Option : Machines électriques, Université Mohamed Seddiki Ben Yahia Jijel ,2019.
- [Cyl-15]** C.Ait Slimani, F.Aouchiche, « Etude de défauts de désaimantation et d'excentricité statique dans la (MSAP) par la méthode des éléments finis », mémoire de fin d'études de Master académique, Université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2015.
- [Ily-17]** I. Dourari, « Calcul analytique du champ d'une MSAP à pôles lisses », mémoire master : Réseaux Electriques, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2017.
- [Idj-14]** I. Belaid, F.Boualem, « Commande vectorielle par onduleur de tension MLI d'une machine synchrone », Diplôme Master Option : Commande Des Systèmes Electriques, Université Abderrahmane Mira Bejaia ,2014.
- [Yac-18]** T. Yacine, B. Hacene, « Commande en vitesse d'un véhicule électrique par mode glissant », diplôme de Master académique option : automatique et système, Université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou ,2018.
- [Mul-10]** B.Multon, « Application des aimants aux machines électriques. », notes de cours version, Ecole normale supérieure de Cachan, 2010.
- [Ham-15]** A. Hamichi, F.Benkerrrou , « Étude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent », mémoire de master, université de Bejaïa, 2015.



- [Tle-99]** A. Tlemçani, « La commande Adaptative par les Systèmes Flous : application à la machine synchrone à aimants permanents », Thèse de magister : Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique Alger, 1999.
- [Bid-11]** M.D. Bidart, « Commande Coopérative Des Systèmes Mono convertisseurs Multi machines Synchrones », Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse, 2011.
- [Sen-15]** S. Nawel, C.Ammaria, « Commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping », thèse de doctorat, Université Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 2015.
- [Poi-02]** E.Poirier, « Optimisation Energétique et Entraînement Sans Capteur de Position des Machines à Courant Alternatif », Thèse pour l'Obtention de la Maîtrise des Sciences Appliquées, Faculté d'Ingénierie Université de Moncton canada, Septembre 2002.
- [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.
- [Ame-03]** A. Ameer, « Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur D'ordre Complet A Mode Glissant », thèse de doctorat, Université De Batna, 2005.
- [Ama-01]** Y.Amara, « Contribution A La Conception Et A La Commande Des Machines Synchrones A Double Excitation Application Au Véhicule Hybride», Thèse Doctorat, Université Paris Xi France ,2001.
- [Seb-03]** M.SEBA, «Etude et comparative entre les différentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique Maurice Audin d'Oran ,2003.

- [Har-07] M.Hachlef, A.Mechernene, M.Zerikat, O.Ouledali, «Control High performances by direct torque Controller Commande DTC de la MSAP for speed control-sensoriels of an asynchones Motors», International Conférence on Mödling and Simulation MS, Algérie, 2007.
- [Ben-05] F.Benchabane, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », Thèse de doctorat, Université Mohamed khider de Biskra, 2005.
- [Mer-04] A.Meroufel, « Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique », thèse de Doctorat, Sidi Bel-Abbas, 2004.
- [Nak-02] T.Nakamura,S.Morimoto,M.Sanada, « Optimum control of IPMSG for wind generation system ». Proceedings of the Power Conversion, Conférence-Osaka ,2002.
- [Cha-07] I.Chadou, « Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse », Thèse de doctorat, Université d'Oran, 2007.
- [Kad-03] M.Kadjoudj, « Contribution à la Commande d'une MSAP », Thèse De Doctorat D'état, Université De Batna, 2003.
- [Ben-09] A.Benbrahim, « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de magister, Université de Batna, 2009.
- [Rez-09] S.Rezgui, «Commande de Machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel», Mémoire, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [Guy-00] G.Grellet,G.Clerc, «Actionneurs électriques : Principes, modèles et commandes», Eyrolles, Paris France, 2000.
- [Den-16] S.Denis, « commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent », mémoire master, université saad dahlabd de Blida, 2016.
- [Oul-09] O.Ouledali, «commande direct du couple d'un moteur synchrone à aimant permanent sans capteur mécanique », mémoire master, école normale supérieur

l'enseignement technologie d'Oran, 2009.

- [Mil-06] A.Miloudi, « Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D'un Moteur Asynchrone », thèse de Doctorat, U.S.T.O Oran, 2006.
- [Nou-07] M.Nour, « Commande Floue Directe du Couple Electromagnétique d'une Machine Asynchrone », mémoire de magister, ENSET Oran, 2007.
- [Ara-98] D.Arab Khaburi, « Contribution à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents sans capteurs mécaniques », Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Lorraine, 1998.
- [Amr-09] H.Amrous, « Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents », Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique Alger, 2009.
- [Mon-00] R.Monajemy, « Control strategies and parameter compensation for permanent magnet synchronous motor drives », thèse Doctorat, Virginia Polytechnic Institute, 2000.
- [Pil-90] P.Pillay, « Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent magnet synchronous motor drive », Electronics Specialists Conférence, Institute of electircal engineers American, 1990.
- [Mer-08] M.S. Merzoug, « Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [AMI-17] M.Amiri, « Commande Vectorielle En Vitesse Du Moteur Synchrone A Aimants Permanents Dotée D'un Observateur Mode Glissant », Thèse De Master, Université Aboubakr Belkaïd de Tlemcen, 2017.
- [Yin-07] M.yin, G.Li.M.Zhou, C.Zhao, « Modeling of the Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator for Integration », ower Engineering Society General Meeting, université Beijing China, 2007.

## Résumé

La machine synchrone à aimant permanent (MSAP) est de plus en plus utilisée dans le domaine industriel grâce à ces performances supérieures aux autres types de machine. Ce mémoire porte sur la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension. On commence par une généralité sur la MSAP, suite on présente la modélisation de la machine synchrone à aimant permanents dans le repère de Park, ce dernier est un modèle non linéaire fortement couplé, à la fin on applique une commande vectorielle pour simplifier le système de la MSAP et améliorer les performances de cette machine par les régulateurs PI.

**Mots-clés :** MSAP- Commande vectorielle- PI

## Abstract

The Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) is increasingly being used in the industrial field due to its superior performance compared to other types of machines. This thesis focuses on the vector control of the PMSM powered by a voltage inverter. It begins with an overview of the PMSM, followed by the modeling of the permanent magnet synchronous machine in the Park's coordinate system. This model is a highly coupled nonlinear system. Finally, a vector control approach is applied to simplify the PMSM system and improve its performance using PI controllers.

**Keywords:** PMSM- Vector control- PI