

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSIEGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE



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



# MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

*En vue d'obtention du diplôme Master en Electrotechnique*

*Option : commande électrique*

*Thème :*

***Commande par mode de glissement d'un  
moteur synchrone à aimants permanents***

Présenté par :

Abdoune Ikram

Benyoub Amel

Encadré par :

Mr. Amimeur Hocine

*Promotion 2024-2025*

## ***Remerciement***

*Avant tout, nous adressons nos louanges à Dieu le Tout-Puissant, qui nous a accompagnés tout au long de ces années d'études, en nous accordant force, courage et persévérence.*

*Nous souhaitons exprimer toute notre reconnaissance à Monsieur Amimeur Hocine, dont le soutien indéfectible, sa bienveillance, sa disponibilité et ses conseils éclairés ont grandement contribué à la réalisation de ce travail. Sa patience et son implication ont fait de lui bien plus qu'un encadrant : un véritable mentor, que nous remercions du fond du cœur.*

*Nos remerciements s'adressent également aux membres du jury, que nous remercions sincèrement d'avoir accepté d'évaluer notre travail et d'enrichir cette expérience par leur regard critique et constructif.*

## Dédicace

*À l'âme de mon père, qui continue de vivre en moi malgré son absence,  
Toi qui as semé en moi ta force, le courage et l'amour du travail bien  
fait,*

*Que ton souvenir guide chacun de mes pas et m'accompagne dans  
chaque réussite.*

*À ma tendre mère, lumière de mes jours et refuge de mon cœur,  
Pour ton amour inconditionnel et tes prières silencieuses.*

*À mes frères et à ma sœur (Lounis Islam Aymen Marwa), sources  
de joie et de réconfort dans chaque épreuve.*

*À mes chers cousins et chères cousines,  
Pour les liens de sang et d'affection qui nous unissent.*

*À mon binôme et à toute sa famille,  
Pour leur soutien, leur confiance et leur bienveillance tout au long de  
ce parcours.*

*À mes amis, pour l'amitié sincère, les rires partagés et les souvenirs  
inoubliables.*

*À mes professeurs, pour leur dévouement, leur savoir et leurs conseils  
éclairés*

*IKRAM*

## Dédicace

*Je tiens à dédier ce modeste travail à la personne la plus précieuse à mes yeux, celle qui éclaire ma vie de sa tendresse infinie, qui a sacrifié tant d'années avec amour et patience pour me voir réussir un jour :*

*ma chère mère.*

*À mon père bien-aimé, dont la noblesse, le courage et les efforts constants ont été un pilier fondamental tout au long de ce parcours. Sa générosité et son soutien sans faille ont rendu l'accomplissement de ce mémoire possible.*

*À ma sœur tinhinane et à mon frère mohand.*

*À mon binôme et à toute sa famille,*

*À toutes mes amies et les gens les plus proches à mon cœur ❤.*

*À mes*

# Table des matières

## Liste des Figures

## Listes des abréviations et symboles

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

### Chapitre I Généralités sur la machine synchrone à aimant permanent

I.1. Introduction .....	4
I.2. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents .....	4
I.2.1 Structure et fonctionnement de la MSAP .....	4
I.2.2 Stator.....	5
I.2.3 Rotor .....	5
I.3 Catégories de la MSAP.....	6
I.4. Classification des MSAP .....	8
I.4.1 Rotor à pôles saillants.....	8
I.4.2 Rotor à pôles lisses .....	9
I.5 Aimant permanent.....	9
I.5.1 Définition.....	9
I.5.2 Propriétés d'aimant permanent.....	9
I.5.3 Classification des aimants permanents .....	10
I.6 Différents types des MSAPs.....	12
I.6.1 Moteur à rotor intérieur .....	12
I.6.2 Moteur à rotor extérieur.....	13
I.6.3 Moteur à entrefer axial .....	13
I.7 Avantages des MSAPs .....	14
I.8 Inconvénients des MSAPs.....	14
I.9 Domaines d'application des MSAPs .....	15
I.10 Autopilotage.....	15
I.11 Conclusion .....	16

### Chapitre II Modélisation de l'association onduleur à MLI-MSAP

II.1 Introcution .....	17
II.2 Modélisation de la MSAP .....	17
II.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	17

II.2.2 Mise en équation de la machine dans le repère triphasé (abc) .....	18
II.2.2.1. Equations électriques.....	18
II.2.2.2 Equation mécanique .....	19
II.2.3 Mise en équation de la MSAP dans le repère biphasé (d-q) .....	20
II.2.4 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park .....	21
II.2.5 Modèle d'état de la MSAP dans le repère (d-q) .....	23
II.2.6 Simulation de la MSAP alimentée par le réseau triphasé .....	24
II.3 Modélisation de l'alimentation de la MSAP .....	27
II.3.1 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension .....	27
II.3.1.1 Définition de l'onduleur.....	27
II.3.2 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé.....	30
II.3.3 Modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale .....	30
II.3.4 Simulation de l'onduleur à MLI.....	32
II.3.5 Résultats de simulation de l'onduleur à MLI et interprétation.....	32
II.4 Simulation de l'association onduleur MLI- machine synchrone à aimants permanents (MSAP) .....	34
II.4.1 Résultats de simulation et interprétations.....	34
II.5 Conclusion.....	37

### **Chapitre III. Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents**

III.1. Introduction.....	38
III.2. Principe de la commande vectorielle .....	38
III.3. Types de commande vectorielle .....	39
III.4. Découplage .....	39
III.5. Technique de découplage .....	40
III.5.1. Découplage par compensation .....	40
III.6. Description du système global .....	42
III.7 Calcul des régulateurs .....	43
III.8. Dimensionnement des régulateurs .....	44
III.8.1. Régulation du courant $I_q$ .....	45
III.8.2. Régulation du courant $I_d$ .....	46
III.8.2. Régulation de la vitesse de rotation << $\omega_r$ >>.....	47
III.6. Conclusion .....	53

## Chapitre IV Commande par mode glissant de la MSAP

IV.1. Introduction .....	53
IV.2. Principe de base de la commande par mode glissant .....	53
IV.2.1. Régime glissant idéal .....	55
IV.2.2. Régime glissant réel .....	55
IV.3. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement.....	55
IV.3.1. Choix de la surface de glissement.....	55
IV.3.2. Conditions d'existence et de convergence du régime de glissement .....	56
IV.4. Détermination de la loi de commande .....	57
IV.5. Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP.....	61
IV.5.1 Stratégie de réglage .....	61
IV.5.2. Surface de régulation de la vitesse .....	62
IV.6. Simulation et interprétation des résultats .....	63
IV.6.1 Essai à vide et en charge.....	63
IV.6.2. Essai de l'inversion de sens de rotation .....	64
IV.6.3. Essai de variation du couple de charge .....	65
IV.7. Etude comparative entre les commandes par PI et par mode glissant .....	65
IV.7.1. Comparaison au niveau de la variation de vitesse.....	65
VI.7.2. Comparaison au niveau de la variation de charge .....	66
IV.8. Conclusion.....	67
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>67</b>

## Références Bibliographique

## Annexe

## Liste des figures

<b>Figure I.1:</b> Photo d'une machine synchrone a aimants permanents.	5
<b>Figure I.2:</b> Stator de la MSAP.	6
<b>Figure I.3:</b> Rotor de la MSAP.	6
<b>Figure I.4:</b> Différentes structures des rotors des MSAP.	8
<b>Figure I.5:</b> Diverses structures du rotor.	8
<b>Figure I.6. :</b> Différents types de rotors d'une MSAP.	9
<b>Figure I.7 :</b> Courbe de désaimantation.	10
<b>Figure I.8 :</b> Courbes des Caractéristiques des aimants permanents.	11
<b>Figure I.9 :</b> Moteur à rotor intérieur.	12
<b>Figure I.10:</b> Moteur à rotor extérieur.	13
<b>Figure I.11 :</b> Moteur à entrefer axial.	14
<b>Figure II.1 :</b> Schéma de la MSAP dans le repère triphasé ( <i>abc</i> ).	18
<b>Figure II.2 :</b> Schéma de la MSAP dans le repère biphasé ( <i>d-q</i> ).	20
<b>Figure II.3 :</b> Schéma de simulation de la MSAP dans le repère <i>d-q</i> .	24
<b>Figure II.4 :</b> Schéma de la simulation de la MSAP alimentée par le réseau triphasé.	24
<b>Figure II.5 :</b> Vitesse angulaire $\omega_r$ .	26
<b>Figure II.6 :</b> Couple électromagnétique $C_{em}$ .	26
<b>Figure II.7 :</b> Courants statoriques $I_d$ et $I_q$ .	27
<b>Figure II.8 :</b> Schéma d'un onduleur de tension triphasé.	28
<b>Figure II.9 :</b> Schéma de simulation de l'onduleur triphasé.	30
<b>Figure II.10:</b> Tension simple $v_a$ .	31
<b>Figure II.11:</b> Principe de la commande à MLI avec $r=0.8$ et $m=63$ .	32
<b>Figure II.12:</b> Schéma de simulation de l'onduleur triphasé à commande MLI.	32
<b>Figure II.13 :</b> Tension simple $v_a$ .	33
<b>Figure II.14 :</b> Tension composée $u_{ab}$	33
<b>Figure II.15 :</b> Schéma de simulation de l'association MSAP-onduleur à MLI.	34
<b>Figure II.16 :</b> Vitesse angulaire $\omega_r$ .	35
<b>Figure II.17 :</b> Couple électromagnétique $C_{em}$ .	35
<b>Figure II.18 :</b> Courants statoriques $I_q$ et $I_d$ .	36
<b>Figure III.1:</b> Description du couplage.	39

<b>Figure III.2</b> : Principe du découplage par compensation.	41
<b>Figure III.3</b> : Structure générale (découplage par compensation-MSAP).	41
<b>Figure III.4</b> : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.	42
<b>Figure III.5</b> : Régulateur PI.	43
<b>Figure III.6</b> : Boucle de régulation du courant $I_q$ .	44
<b>Figure III.7</b> : Boucle de régulation du courant. $Id$	46
<b>Figure III.8</b> : Boucle de régulation de vitesse rotation <i>Tapez une équation ici..</i>	47
<b>Figure III.9</b> : Boucle de régulation de vitesse rotation.	47
<b>Figure III.10</b> : Schéma bloc de la simulation de la commande vectorielle de la MSAP onduleur MLI.	48
<b>Figure III.11</b> : schéma bloc de la régulation.	49
<b>Figure III.12</b> : Vitesse de rotation $w_r$ .	50
<b>Figure III.13</b> : Couple électromagnétique $C_{em}$ .	50
<b>Figure III.14</b> : Courants $Id$ et $Iq$	51
<b>Figure III.15</b> : Courants statoriques triphasées $i_{abc}$	51
<b>Figure IV.1</b> : principe de la commande par mode glissant	54
<b>Figure IV.2</b> : Glissement idéal	55
<b>Figure IV.3</b> : Glissement réel	55
<b>Figure IV.4</b> : Représentation de la fonction « <i>sign</i> »	58
<b>Figure. IV.5</b> : Illustration du phénomène de	59
<b>Figure. IV.6</b> : Fonction de saturation ( $\xi > 0$ et petit)	60
<b>Figure IV.7</b> : Fonction de class $C^1$ ( $\xi > 0$ et petit)	60
<b>Figure IV.8</b> : Schéma bloc de la commande par mode glissant de la MSAP.	61
<b>Figure IV.9</b> : schéma simulation du bloc mode glissant.	62
<b>Figure IV.10</b> : Courants $Id$ et $Iq$ .	63
<b>Figure IV.11</b> : Vitesse rotation $w_r$	63
<b>Figure IV.12</b> : Couple électromagnétique $C_{em}$	64
<b>Figure IV.13</b> : Résultats de la simulation pour les variations de charge.	65

# Liste des symboles et des abréviations

## Liste des Symboles

### Symbolie liée à la machine synchrone à aimant permanents

$\omega$	Pulsation électrique des grandeurs rotoriques
$\omega_r$	Pulsation mécanique des grandeurs rotoriques
$C_r$	Couple résistant à l'arbre de la machine
$C_{em}$	Couple électromagnétique de la machine
$k_f$	Coefficient de frottement
$J$	Moment d'inertie
$\theta$	Position des grandeurs rotoriques
$P$	Nombre de pairs de pôles de la machine
$R_s$	Résistance statorique
$v_a, v_b, v_c$	Tensions statoriques suivant les axes $a, b$ et $c$
$i_a, i_b, i_c$	Courants statoriques suivant les axes $a, b$ et $c$
$\emptyset_a, \emptyset_b, \emptyset_c$	Flux statoriques suivant les axes $a, b$ et $c$
$\emptyset_{af}, \emptyset_{bf}, \emptyset_{cf}$	Flux créés par l'aimant à travers l'enroulement statorique
$\emptyset_{sf}$	Flux des aimants permanents
$[P(\theta)]$	Matrice de passage direct de Park
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice de passage inverse de Park
$V_{dq}$	Composantes $d$ et $q$ des tensions statoriques
$\emptyset_{dq}$	Composantes $d$ et $q$ du flux statorique

$I_{dq}$	Composantes $d$ et $q$ des courants statoriques
$L_d$	Inductance cyclique sur l'axe $d$
$L_q$	Inductance cyclique sur l'axe $q$
$V_{an}$	Tension simple de la phase $a$
$U_{ab}$	Tension composée entre les phases $a$ et $b$
$V_{dc}$	Tension continue
$f_p$	Fréquence de la porteuse
$f_{ref}$	Fréquence de la référence
$V_p$	Valeur crête de la porteuse
$V_{ref}$	Valeur crête de la référence
$m$	Indice de modulation
$r$	Rapport de réglage

**Symbolie liée à la  
commande**

$e_{dq}$	Termes de compensation selon les axes $dq$
$V_{d1}$	Tension à la sortie du régulateur du courant $I_d$
$V_{q1}$	Tension à la sortie du régulateur du courant $I_q$
$V_{dref}$	Tension de référence selon l'axe $d$
$V_{qref}$	Tension de référence selon l'axe $q$
$I_{dref}$	Courant de référence selon l'axe $d$
$I_{qref}$	Courant de référence selon l'axe $q$
$\omega_{ref}$	Pulsation de référence
$s$	Opérateur de Laplace
$k_p, k_i$	Coefficients du régulateur de position

$k_{p\omega}, k_{i\omega}$	Coefficients du régulateur de vitesse
$k_{pd}, k_{id}$	Coefficient du régulateur des courants $I_d$ et $I_q$
$\tau_e$	Constante du temps électrique
$\tau_m$	Constante du temps mécanique
$e$	Erreur de vitesse
$\Delta e$	Variation de l'erreur de vitesse
$\xi$	facteur d'amortissement
$X_{\text{ref}}$	Valeur de référence
$f_c$	Coefficient de frottement

## Liste des Abréviations

### Abréviations liées à la machine synchrone et à la commande

<b>MSAP</b>	Machine Synchrone à Aimants Permanents
<b>MCC</b>	Machine à Courant Continu
<b>MLI</b>	Modulation de Largeur d'Impulsion
<b>FTBO</b>	Fonction de Transfère en Boucle Ouverte
<b>FTBF</b>	Fonction de Transfère en Boucle Fermée
<b>PID</b>	Proportionnel Intégral Dérivée
<b>PI</b>	Proportionnel Intégral
<b>CSV</b>	Commande à Structure Variable
<b>R.MGO1</b>	Régulateur par Mode Glissement d'Ordre 1

# **Introduction générale**

## **Introduction générale**

Dans une démarche d'amélioration de l'efficacité énergétique et d'optimisation des systèmes de contrôle des procédés, les industriels adoptent de plus en plus les entraînements à vitesse variable. Ces technologies, au cœur du génie électrique, englobent un vaste champ de compétences multidisciplinaires, allant des machines électriques à l'électronique de puissance, en passant par la théorie de commande et l'intégration des microcontrôleurs. Leur déploiement permet une gestion plus flexible et performante des équipements, contribuant ainsi à une meilleure efficacité opérationnelle et énergétique.

Dans l'industrie moderne, les systèmes d'entraînement nécessitent un contrôle de la vitesse et du couple toujours plus précis, tout en garantissant stabilité, réactivité et efficacité énergétique. Pendant longtemps, la machine à courant continu a été une solution privilégiée pour répondre à ces exigences. Toutefois, la présence de balais flottants sur le collecteur à lames limite ses performances, affectant sa durabilité et sa puissance maximale.

Bien que le moteur à courant continu ait largement contribué au développement industriel, son collecteur mécanique engendre des coûts d'entretien élevés et pose des contraintes dans certains environnements. Face à ces limitations, les recherches se sont orientées vers les machines à courant alternatif, qui offrent une fiabilité accrue et des performances optimisées, s'adaptant mieux aux besoins des systèmes modernes d'entraînement.

Grâce à des recherches approfondies, de nouveaux matériaux ont été développés, notamment les aimants permanents à base de terres rares. Intégrés aux machines synchrones, ces aimants offrent de nombreux avantages par rapport aux machines à courant continu ou alternatif. Ces machines présentent une puissance massique plus élevée, une conception simplifiée sans collecteur mécanique, une maintenance réduite et un faible moment d'inertie, améliorant ainsi leur efficacité et leur fiabilité.

En raison de ces atouts, les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus adoptées dans diverses applications robotiques. Elles sont utilisées notamment dans les équipements médicaux et de santé, la propulsion des sous-marins et des véhicules électriques, ainsi que dans les machines-outils et les systèmes de production d'énergie éolienne.

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont largement privilégiés dans l'industrie en raison de leur fiabilité et de leurs performances optimisées. Leur vitesse de

rotation est directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation, et leur conception compacte offre un avantage notable par rapport aux moteurs à courant continu, grâce à l'absence de source d'excitation.

Par ailleurs, leur structure simplifiée, dépourvue de collecteur mécanique, élimine plusieurs contraintes majeures telles que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques. Cela se traduit par une durée de vie prolongée et une maintenance réduite, renforçant ainsi leur attrait pour de nombreuses applications industrielles.

Toutefois, la mise en œuvre de ces machines nécessite des stratégies avancées de commande afin de garantir leur stabilité et leur efficacité. Parmi ces techniques, la **commande vectorielle** permet une gestion précise du flux et du couple en transformant les références du moteur dans un repère tournant. Cette approche offre une réponse dynamique optimale, essentielle pour les applications nécessitant un contrôle rapide et précis. Par ailleurs, la **commande par mode glissant**, connue pour sa robustesse face aux perturbations et incertitudes du système, est largement utilisée dans les entraînements électriques. Grâce à son principe de commutation rapide entre différents états du système, elle assure un fonctionnement stable et performant, même dans des conditions de charge variables.

### **Objectif du mémoire :**

L'objectif de notre travail est d'analyser le comportement dynamique du MSAP en utilisant, d'une part, un régulateur classique et, d'autre part, un régulateur basé sur la commande par mode glissant.

Cette étude consiste à comparer ces deux approches afin d'identifier la technique offrant les performances les plus adaptées d'un point de vue qualitatif. Nous porterons une attention particulière à la rapidité des réponses et à la robustesse du système face aux variations de charge et de vitesse, afin d'évaluer l'impact de chaque stratégie sur la stabilité et l'efficacité du moteur synchrone à aimants permanents.

### **Structure du mémoire :**

Afin de structurer ce mémoire de manière claire et accessible, son organisation a été pensée pour faciliter l'étude, la compréhension et la lecture. Il se compose d'une introduction générale, de quatre chapitres développant les principaux axes de l'analyse, et d'une conclusion générale synthétisant les résultats obtenus.

### ***Le premier chapitre***

Ce chapitre sera dédié à une présentation des notions générales relatives aux machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Nous examinerons ensuite les différentes configurations possibles des inducteurs MSAP. Enfin, nous mettrons en lumière les principaux avantages et inconvénients de ces machines ainsi que leurs domaines d'application.

### ***Le deuxième chapitre***

Ce chapitre présentera la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dans le référentiel de Park, en s'appuyant sur des hypothèses simplificatrices qui facilitent l'analyse du système. La transformation de Park permet d'obtenir un modèle plus intuitif et accessible. L'étude se concentrera sur la modélisation de l'alimentation de la machine, notamment l'onduleur de tension piloté par la Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), qui joue un rôle clé dans le contrôle de la MSAP.

Le chapitre examinera l'association entre la MSAP et l'onduleur commandé par MLI, mettant en avant les interactions entre ces composants et leur impact sur le fonctionnement global du système.

### ***Le troisième chapitre***

Dans ce chapitre, on présentera le principe de la commande vectorielle et son application à la MSAP. La théorie de cette commande permet d'assimiler la MSAP à une MCC à excitation séparée. La vitesse sera réglée par un régulateur proportionnel intégral (PI). Les performances de la commande vectorielle seront illustrées par des simulations.

### ***Le quatrième chapitre***

Ce chapitre sera consacré à la présentation de la commande par mode glissant et à sa méthode de mise en application, basée sur un régulateur de vitesse utilisant cette approche. L'efficacité et les performances de cette technique de commande seront évaluées à travers des simulations réalisées sous l'environnement Matlab/Simulink. Enfin, une étude comparative entre la commande vectorielle et la commande par mode glissant sera menée afin d'analyser leurs avantages respectifs et déterminer la stratégie la mieux adaptée aux exigences du système.

Enfin, une conclusion générale viendra synthétiser l'ensemble de notre travail et mettre en lumière les principaux résultats obtenus, permettant ainsi d'évaluer l'efficacité des méthodes étudiées.

# **Chapitre I**

## **Généralités sur la machine synchrone à aimant permanent**

## I.1. Introduction

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP), également appelés moteurs synchrones sans collecteur, connaissent un développement considérable grâce aux avancées récentes dans la technologie des aimants permanents de haute qualité. Ces améliorations permettent d'obtenir un couple volumique élevé et une inertie réduite, supprimant ainsi la nécessité d'un enroulement électromagnétique sur le rotor. Cette conception novatrice optimise les performances de la machine tout en diminuant sa taille et son poids.

Au cours des années, les moteurs à courant continu ont été utilisés pour faire fonctionner de nombreux équipements industriels, tels que les robots et les machines-outils. Toutefois, la présence du système de balais et de collecteurs a toujours constitué un inconvénient majeur, limitant la puissance et la vitesse maximale, et entraînant des problèmes de maintenance ainsi que des arrêts fréquents. Pour ces raisons, l'adoption de moteurs à courant alternatif est devenue une solution privilégiée pour surmonter ces limitations.

Ce chapitre introductif a pour objectif de présenter de manière générale la machine synchrone à aimants permanents.

## I.2. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents

Le terme de machine synchrone regroupe l'ensemble des machines pour lesquelles la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [1].

### I.2.1 Structure et fonctionnement de la MSAP

La MSAP est un système électromécanique, dont le fonctionnement est basé sur le principe de rotation du champ magnétique statorique en synchronisme avec le champ magnétique fixe du rotor. Le champ tournant de l'induit au stator est créé par les courants quasi-sinusoidaux parcourant ses enroulements et générés par la source d'alimentation en tension ou en courant. L'inducteur est la partie mobile de la machine, liée à son axe de rotation et sur lequel sont disposés les aimants permanents du rotor, générant son excitation permanente. La

force d'attraction créée entre ces deux champs donne naissance au couple électromagnétique qui, quant à lui, permet la rotation du rotor. Toutefois, si la rotation du champ statorique s'effectue indépendamment de la position instantanée du rotor, comme c'est le cas de la machine synchrone classique, il y aura un risque de décrochement du rotor dans le cas d'un entraînement à vitesse variable. Par conséquent, et afin d'éviter ce risque et de stabiliser le comportement de la machine, la commutation des onduleurs doit s'effectuer en synchronisme avec la position du rotor, au moyen d'un capteur de position. Dans ce cas, on parle de machines synchrones autopilotées.

La **figure I.1** représente une photo d'une machine synchrone à aimants permanents.



**Figure I.1:** Photo d'une machine synchrone a aimants permanents.

### I.2.2 Stator

Le stator ou induit est la partie fixe de la machine, constituée de trois bobinages, décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et dans le temps, montés dans des encoches de circuit magnétique fixe (figure I.2) [2].

### I.2.3 Rotor

Le rotor ou l'inducteur est la partie mobile de la machine et se compose d'aimants permanents (figure I.3). Ce dernier présente l'avantage de supprimer les pertes liées à l'excitation du rotor et d'éliminer les pertes par balais et de ne nécessiter aucune alimentation électrique pour fournir le courant d'excitation. Cependant, l'amplitude du flux du rotor ne peut pas être contrôlée [2].



Figure I.2: Stator de la MSAP



Figure I.3: Rotor de la MSAP

En réalité, une machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur électromécanique d'énergie réversible. Elle peut fonctionner en mode moteur tout comme en mode générateur. Sa particularité par rapport aux autres machines conventionnelles, réside au niveau du champ magnétique produit par les aimants permanents au rotor. Mais son bobinage statorique reste identique à celui des autres machines. [3].

### I.3 Catégories de la MSAP

Les MSAPs peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant :

- Aimants en surface ;
- Aimants insérés ;
- Aimants enterrés ;
- Aimants à concentration de flux.

#### ➤ Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS)

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimantés radialement, comme montré sur la **figure I.4.a**. Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de ce type est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor, pour remédier ce problème, on réalise les machines à rotor externe. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur dans une machine synchrone à rotor bobiné.

### ➤ Machines synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI)

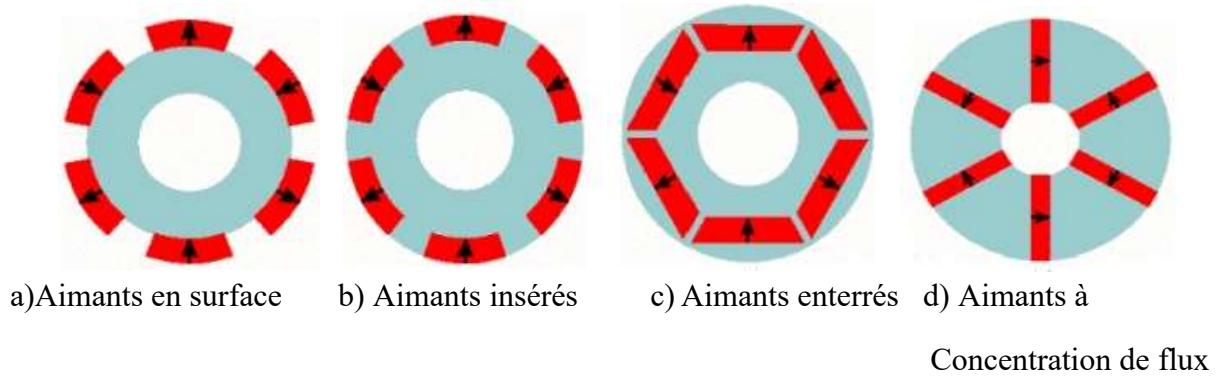
Comme les machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la **figure I.4.b.** Pour ce type de machine, on a souvent une inversion du rapport entre les inductances directe  $L_d$  et en quadrature  $L_q$ , dans ce cas on parle de la saillance inversée par rapport aux machines à rotor bobiné ( $L_d < L_q$ ). La machine avec ce type de rotor développe un couple réluctant (peut atteindre les 30 % de la valeur du couple résultant) en plus du couple des aimants.

### ➤ Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE)

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor et aimantés radialement, comme illustré à la **figure I.4.c.** Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus élevée que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe – d est plus petite que celle de l'axe – q. Mais dans ce type de machines, on n'exploite pas totalement les caractéristiques des aimants car une partie du flux inducteur est dissipée en flux de fuite et contribue à la saturation du fer rotorique. Les techniques de fretage étant de mieux en mieux maîtrisées alors la tendance est donc le sens de l'évolution croissante des machines sans pièces polaires au détriment des machines à aimants enterrés.

### ➤ Machines synchrones à aimants permanents à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor et de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence comme illustré à la **figure I.4.d.** Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe – q est plus grande que celle de l'axe – d [4].



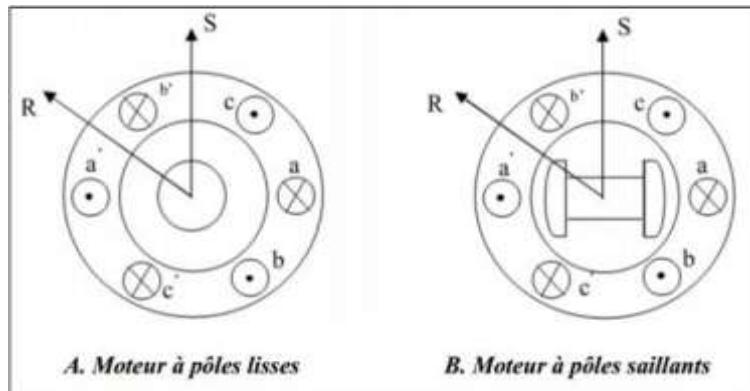
**Figure I.4 :** Différentes structures des rotors des MSAP

#### I.4. Classification des MSAP

Les MSAP peuvent être classés selon la forme de la force électromotrice en sinusoïdale ou bien trapézoïdale. En particulier, les moteurs synchrones à f.é.m. sinusoïdales sont classés en deux sous catégories selon la position des aimants :

- **À pôles lisses** : les aimants sont montés à la surface du rotor.
- **À pôles saillants** : les aimants sont enterrés dans la masse rotorique.

Les différentes géométries possibles pour les rotors sont présentées dans la **Figure I.5.A.** [5].



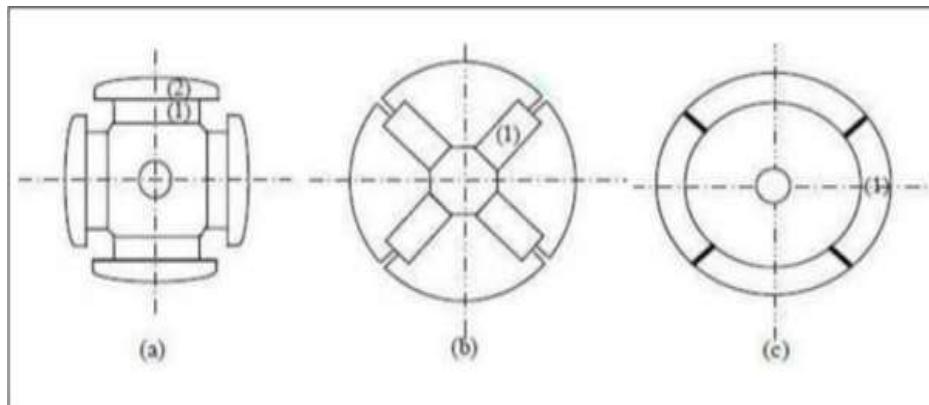
**Figure. I.5:** Diverses structures du rotor

##### I.4.1 Rotor à pôles saillants

Le rotor à pôles saillants est un électro-aimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires **Figure. I.5.b.** Le nombre de pôles est toujours paires [3], il varie suivant la machine réalisée.

### I.4.2 Rotor à pôles lisses

Le rotor à pôles lisses est un cylindre plein dans lequel les encoches sont usinées. Il possède le plus souvent deux pôles. Le rotor possède différentes configurations **Figure. I.6.** montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles :



**Figure 1.6.** : Différents types de rotors d'une MSAP.

- a) Aimants permanents (1) et pièce polaire saillante.
- b) Aimants permanents (1) noyés.
- c) Aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

## I.5 Aimant permanent

### I.5.1 Définition

On appelle un aimant permanent tout corps ayant la capacité ou la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente, à base des matériaux ferromagnétiques durs.

Ils possèdent une aimantation naturelle présente en absence de champ magnétique extérieur, qui ont la particularité d'avoir une bonne résistance à la désaimantation, c'est-à-dire une aimantation stable qui ne varie pas facilement même en présence d'un champ magnétique externe.

### I.5.2 Propriétés d'aimant permanent

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe désaimantation du deuxième quadrant du plan (B-H) comme le montre la **figure I.7**. Cette courbe est caractérisée par les paramètres suivants [6][7] :

- **L'induction rémanente (Br)** : c'est l'induction résiduelle au circuit fermé, (induction de la puissance potentielle de l'aimant) ;

- **Le champ coercitif ( $H_c$ )** : c'est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable ;
- **Produit d'énergie volumique ( $(BH)$ )** : c'est le produit de l'induction et du champ est couramment appelé énergie spécifique de l'aimant ; cette énergie caractérise la qualité du matériau.

En effet pour un entrefer donné, le volume est d'autant plus faible, que l'énergie spécifique est élevée.

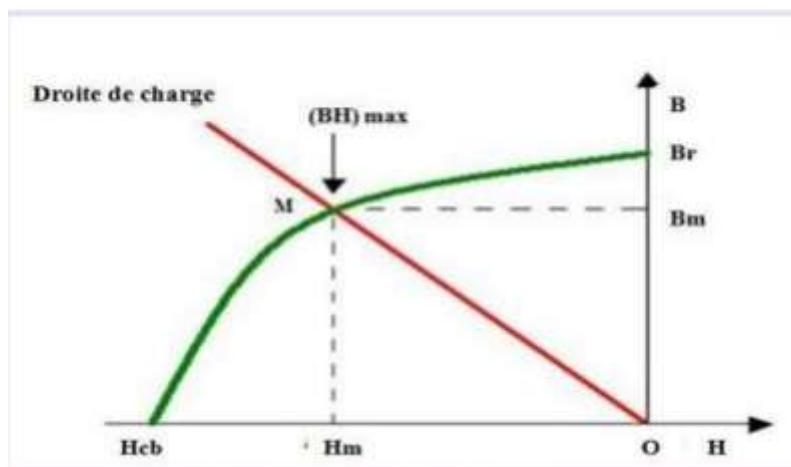


Figure I.7 : Courbe de désaimantation.

### I.5.3 Classification des aimants permanents

- **Les AlNiCo** sont des alliages à base de Fer, d'Aluminium et de Nickel, avec des additions Cobalt, Cuivre ou de Titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. Pour les isotropes  $B_r \approx 0.7$  T (valeur élevée),  $H_c$  de 50 à 80 A/m (valeurs faibles) et  $(BH)_{max}$  de 12 à 18 kJ/m<sup>3</sup>. Le Titane augmente la trempabilité, le Niobium la coercivité. Sensibles aux champs antagonistes, leur part de marché est assez réduite et leur coût est moyen. La température de Curie pour ce type d'aimant est de 750 à 850° C.
- **Les ferrites** sont des composés d'oxyde de Fer, de Baryum et de Strontium. Ils sont par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Suivant la composition et le mode de fabrication, on obtient les propriétés suivantes :  $B_r$  de 0.2 à 0.4 T (valeurs faibles),  $H_{cj}$  de 140 à 300 A/m (valeurs importantes),  $(BH)_{max}$  de 10 à 40 kJ/m<sup>3</sup>. Ces aimants possèdent des performances modestes, mais imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient rigidité magnétique élevée permettant de les utiliser dans les machines. En raison de valeur d'aimantation rémanente faible, il faut cependant recourir à des structures complexes machines, à

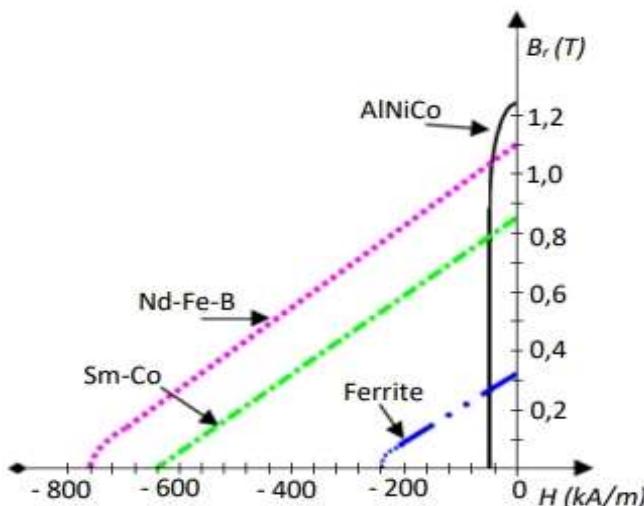
concentration de flux, pour atteindre des couples massiques et volumiques importants.

La température de Curie pour ce type d'aimant est de 300 ° C.

### Aimants à terres rares :

- **Les Samarium-Cobalt (Sm<sub>x</sub>Coy)** sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (de -60°C à 250°C), mais ils sont très coûteux raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. Leur champ rémanent et leur excitation coercitive sont élevés.
- **Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B)** ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C). Leur champ rémanent et leur excitation coercitive sont élevés aussi. Leur inconvénient reste le coût important. [4]

La **figure I.8** représente les courbes des Caractéristiques des aimants permanents



**Figure I.8 :** Courbes des Caractéristiques des aimants permanents

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants [8] :

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

## I.6 Différents types des MSAPs

Il existe de nombreuses configurations de moteur Brushless. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont tous des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible. Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable.

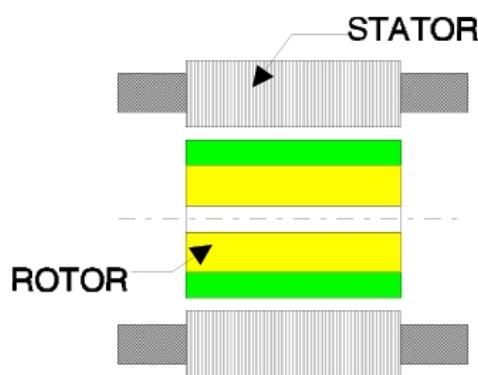
Le choix du type de moteur est donc la décision la plus fondamentale dans un travail de conception.

Trois grandes familles existent, les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial. Ces familles se décomposent elles-mêmes en deux parties : les machines à forme d'onde sinusoïdale ou trapézoïdale.

### I.6.1 Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. D'ailleurs, les stators des machines à induction sont parfois directement utilisés dans la fabrication des machines Brushless, pour des raisons d'économie.

La **figure I.9**. Montre un exemple de moteur à rotor intérieur.



**Figure I.9** : Moteur à rotor intérieur

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

### I.6.2 Moteur à rotor extérieur

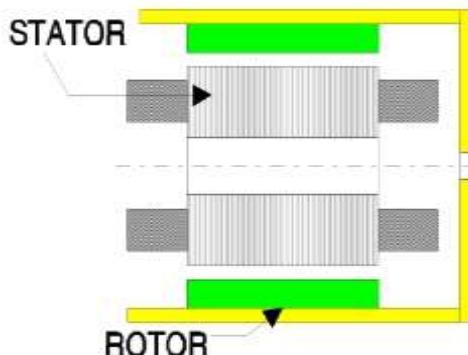
Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.

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

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

Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante car le mobile a une inertie importante de par sa position externe.

La **figure I.10** représente la section d'un moteur à rotor extérieur.

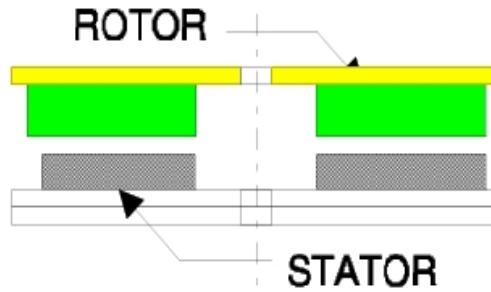


**Figure I.10 :** Moteur à rotor extérieur

### I.6.3 Moteur à entrefer axial

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

La **figure I.11** représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.



**Figure I.11 :** Moteur à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basse vitesse (inférieure à 1000tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû au courant de Foucault.

Les avantages du moteur à entrefer axial sont un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réluctant à faible vitesse. [9]

## I.7 Avantages des MSAPs

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

- Puissances massiques élevées ;
- Absence de contacts glissants ;
- Bon rendement ;
- Absence des balais et d'alimentation continue ;
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage ;
- Fonctionnement en survitesse.

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) [10].

## I.8 Inconvénients des MSAPs

Comme inconvénients des MSAPs on cite :

- Technologie coûteuse liée au coût des aimants ;
- Interaction magnétique due au changement de structure ;
- Ondulations de couple.

## I.9 Domaines d'application des MSAPs

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance.

### Applications aux petites puissances :

- Micro Ventilateur ;
- Disque Dur ;
- Fraise de dentiste ;
- Programmateur Mécanique.

### Applications aux moyennes puissances :

- Vélo a assistance ;
- Voiture électrique (Toyota Prius) ;
- Machine-outil ;
- Robot industriel ;
- Drones professionnels.

### Applications aux fortes puissances :

- Traction ferroviaire ;
- Propulsion navale.

## I.10 Autopilotage

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

A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile ; c'est le principe de l'autopilotage. Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les FEMs de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine.

Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine [11].

### **I.11 Conclusion**

Ce chapitre a présenté la machine synchrone à aimants permanents, en abordant sa structure, ses différentes conceptions et ses classifications. La distinction entre les types de machines repose principalement sur la configuration des rotors.

Les avantages, les inconvénients ainsi que les domaines d'application de cette machine ont été mis en évidence. Cette technologie se distingue par son efficacité, cependant nécessite également certaines conditions de fonctionnement optimales pour garantir ses performances.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous focaliser sur la modélisation et la simulation de l'ensemble machine synchrone à aimants permanents avec un onduleur MLI.

# **Chapitre II**

## **Modélisation de l'association**

### **onduleur à MLI-MSAP**

## II.1 Introduction

La modélisation d'une machine électrique constitue une étape fondamentale dans son développement, permettant d'analyser et de quantifier les divers phénomènes qui influencent son fonctionnement. Elle offre également la possibilité d'observer et d'anticiper le comportement du système face à différentes sollicitations, ainsi que d'identifier les mécanismes pouvant altérer ses performances.

Pour assurer la commande d'une machine électrique, il est indispensable d'élaborer son modèle mathématique en s'appuyant sur certaines hypothèses simplificatrices. Actuellement, la modélisation des machines électriques repose sur la théorie des deux axes, qui permet de convertir un système triphasé en un système biphasé équivalent, facilitant ainsi l'analyse et réduisant la complexité du modèle.

Ce chapitre sera dédié à l'établissement des équations de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), suivi de la modélisation de l'onduleur de tension en appliquant la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Enfin, l'ensemble machine-onduleur sera simulé afin d'évaluer l'impact de ce convertisseur sur le fonctionnement de la machine.

## II.2 Modélisation de la MSAP

La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études, nécessitant l'utilisation d'outils mathématiques pour représenter ses caractéristiques électriques, mécaniques et magnétiques. L'adoption d'hypothèses simplificatrices facilite cette modélisation : plus leur nombre est important, plus le modèle devient simple à exploiter.

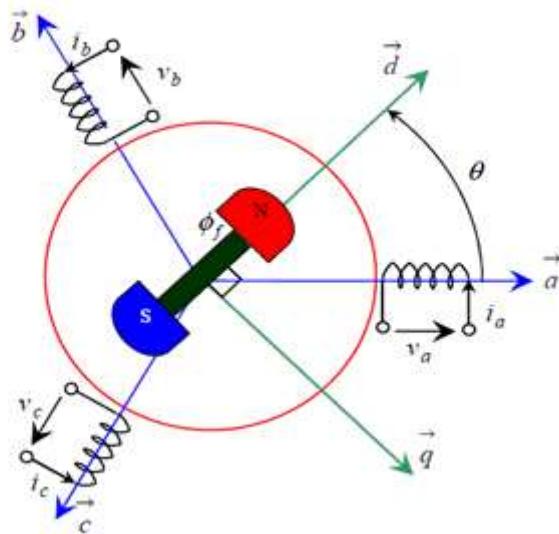
### II.2.1 Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine synchrone à aimants permanents sont [12] [13] :

- La saturation et l'hystéresis du circuit magnétique sont négligeable ainsi que les pertes par courants de Foucault ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable ;
- La machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire ;

### II.2.2 Mise en équation de la machine dans le repère triphasé (abc)

La **figure II.1** représente le schéma de la MSAP dans le repère triphasé (abc).



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

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

Equations électriques ;

Equations mécaniques ;

Equations électromagnétiques.

#### II.2.2.1. Equations électriques

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

$[V_s] = [v_a \ v_b \ v_c]^t$  : vecteur tensions statoriques ;

$[I_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^t$  : vecteur courants statoriques ;

$[\phi_s] = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^t$  : vecteur flux statoriques ;

$[R_s]$  : Matrice des résistances des statoriques.

En remplaçant tous les vecteurs par leurs expressions on obtient la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{as} \\ \emptyset_{bs} \\ \emptyset_{cs} \end{bmatrix}$$

L'expression des flux statoriques est de la forme :

$$[\emptyset_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\emptyset_{sf}] \quad (\text{II.2})$$

$[L_s]$  : Matrice inductance du stator.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{pa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{pb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{pc} \end{bmatrix}$$

$[\emptyset_f]$  : Vecteur flux créé par l'aimant.

$$[\emptyset_f] = \emptyset_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$\theta$ : est l'angle de charge (position de rotor) défini par :

$$\theta = \int_0^t \omega \, dt \quad (\text{II.3})$$

### II.2.2.2 Equation mécanique

La deuxième loi de Newton décrit la variation de la vitesse de l'arbre de la machine en fonction du couple (résultant de la force de Laplace).

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} C_r - k_f \cdot \omega_r \quad (\text{II.4})$$

Sachant que :

$$\omega = p \cdot \omega_r \quad (\text{II.5})$$

$J$ : Moment d'inertie.

$\omega_r$  : Pulsation mécanique (vitesse angulaire).

$C_r$  : Couple résistant à l'arbre de la machine.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique de la machine.

$k_f$  : Coefficient de frottement.

$\omega$  : Pulsation électrique du rotor.

$p$  : Nombre de pairs de pôles de la machine.

### c) Equation électromagnétique

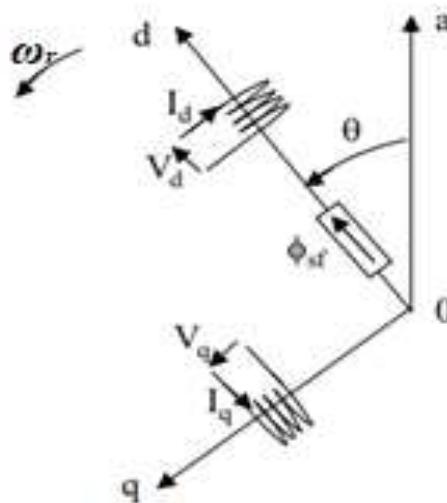
La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de machine et sa commande :

$$C_{em} = [I_s]^t \left[ \frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} \cdot [I_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\emptyset_f]}{d\theta} \right] \quad (\text{II.6})$$

#### II.2.3 Mise en équation de la MSAP dans le repère biphasé (d-q)

Le modèle biphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel (a, b, c) en un repère biphasé fictive (d, q), qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants) [14], il conduit à des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine [15]. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

La **figure II.2** présente la MSAP en modèle de Park. Le repère (oa) est fixe. Le repère (d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme  $\omega_r$ .



**Figure II.2** : Schéma de la MSAP dans le repère biphasé (d-q)

**Passage direct** : triphasé (a, b, c) au biphasé (d-q)

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé est donnée par

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^t$$

Les variables considérées de la machine qui sont tension, courant ou flux.

$$[V \ d \ q \ o] = P(\theta) \cdot [V \ a \ b \ c]$$

$$[I \ d \ q \ o] = P(\theta) \cdot [I \ a \ b \ c]$$

$$[\varphi \ d \ q \ o] = P(\theta) \cdot [\varphi \ a \ b \ c]$$

$P(\theta)$  : est la matrice de passage direct de Park. Cette matrice est donnée par :

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

(II.8)

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [X_{dqo}]$$

(II.9)

La matrice de passage inverse de Park  $[p(\theta)]^{-1}$  est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

#### II.2.4 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

Équations Electriques dans le repère de Park

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{aligned} V_d &= R_s I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - p\omega_r \phi_q \\ V_q &= R_s I_q + \frac{d\phi_q}{dt} + p\omega_r \phi_d \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

D'après la relation (II.11), on a le couplage entre les axes « d » et « q ».

Expressions des flux

$L_d, L_q$ : Inductances d'axes direct et en quadrature.

(II.12)

Equation de la puissance et du couple électromagnétique

L'expression du couple peut être déduite à partir de la puissance électrique instantanée fournie aux circuits électriques rotorique et statorique :

$$P(t) = (V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q) \quad (\text{II.13})$$

En remplaçant  $V_d$  et  $V_q$  par leur expressions, il vient :

$$P_e = \left[ R_s (I_d^2 + I_q^2) + \left( I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\phi_d \cdot I_q - \phi_q \cdot I_d) \right] \quad (\text{II.14})$$

$[R_s (I_d^2 + I_q^2)]$  : Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.

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

$\left[ \frac{d\theta}{dt} (\phi_d \cdot I_q - \phi_q \cdot I_d) \right]$  : Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \omega_r \quad (\text{II.15})$$

Il vient :

$$C_{em} = P \cdot (\phi_d \cdot I_q - \phi_q \cdot I_d) \quad (\text{II.16})$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est comme suite :

$$C_{em} = P \cdot ((L_d - L_q) \cdot I_d + I_q \cdot \phi_{sf}) \quad (\text{II.17})$$

A partir des équations précédentes, on peut établir le modèle du MSAP sous forme d'état :

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} \cdot (v_d - R_s \cdot I_d + L_q \cdot I_q \cdot \omega)$$

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_q} \cdot (v_q - R_s \cdot I_q + L_d \cdot I_d \cdot \omega - \phi_{sf} \cdot \omega) \quad (\text{II.18})$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - k_f \cdot \omega_r - C_r)$$

$$C_{em} = P \cdot \left( (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + I_q \cdot \emptyset_{sf} \right)$$

$$\omega = p \cdot \omega_r$$

### II.2.5 Modèle d'état de la MSAP dans le repère (d-q)

En considérant les tensions  $(V_d, V_q)$  et le flux d'excitation  $\emptyset_{sf}$  comme grandeurs de commande, les courants statoriques  $(I_d, I_q)$  comme variable d'état. A partir des équations (II.18), on peut écrire le modèle d'état de la MSAP dans le repère (d,q) comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= [A][X] + [B][U] \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \emptyset_{sf} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$[\dot{X}]$  : Vecteur dynamique du système,

$[A]$  : Matrice d'état,

$[X]$  : Vecteur d'état,

$[B]$  : Matrice d'entrée,

$[U]$  : Vecteur de commande,

A partir de l'équation (II.16), le modèle de la MSAP dans le repère de Park est schématisé par la **figure II.3** suivantes :

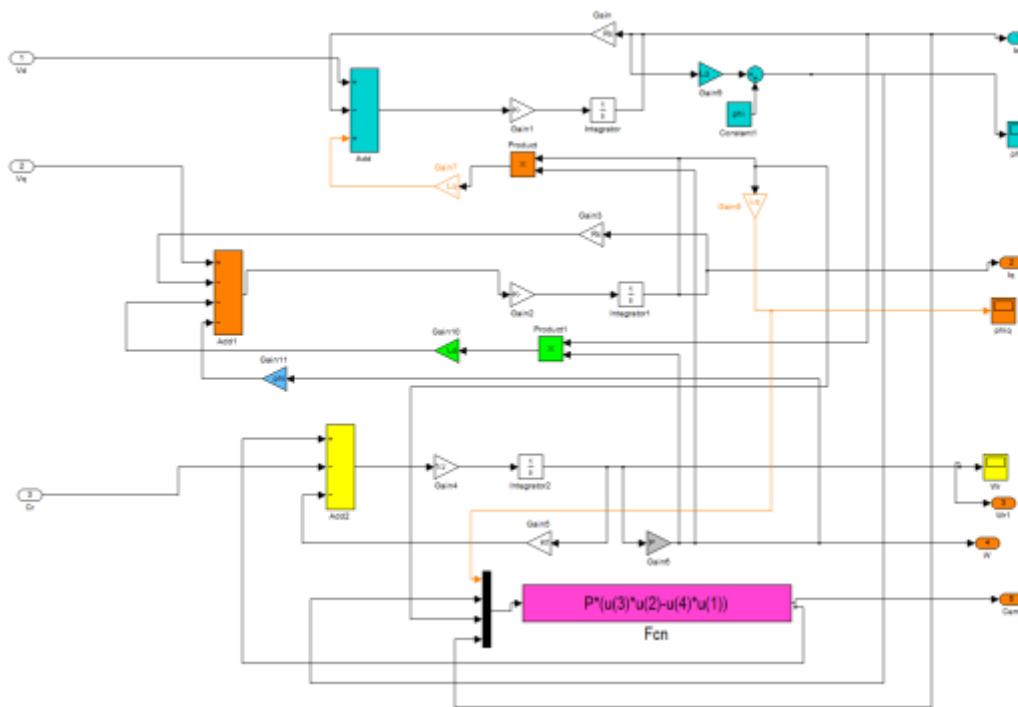


Figure II.3 : Schéma de simulation de la MSAP dans le repère d-q

### II.2.6 Simulation de la MSAP alimentée par le réseau triphasé

Afin d'enrichir l'étude théorique précédemment développée, une simulation numérique s'impose. Son objectif est de valider le modèle de la MSAP et d'examiner son comportement lorsqu'elle est alimentée par un réseau triphasé. Pour cela, l'environnement Matlab/Simulink a été retenu. Les paramètres de la machine sont détaillés dans l'annexe A.

La **figure II.4** illustre le schéma de la simulation de la MSAP sous-alimentation triphasée.

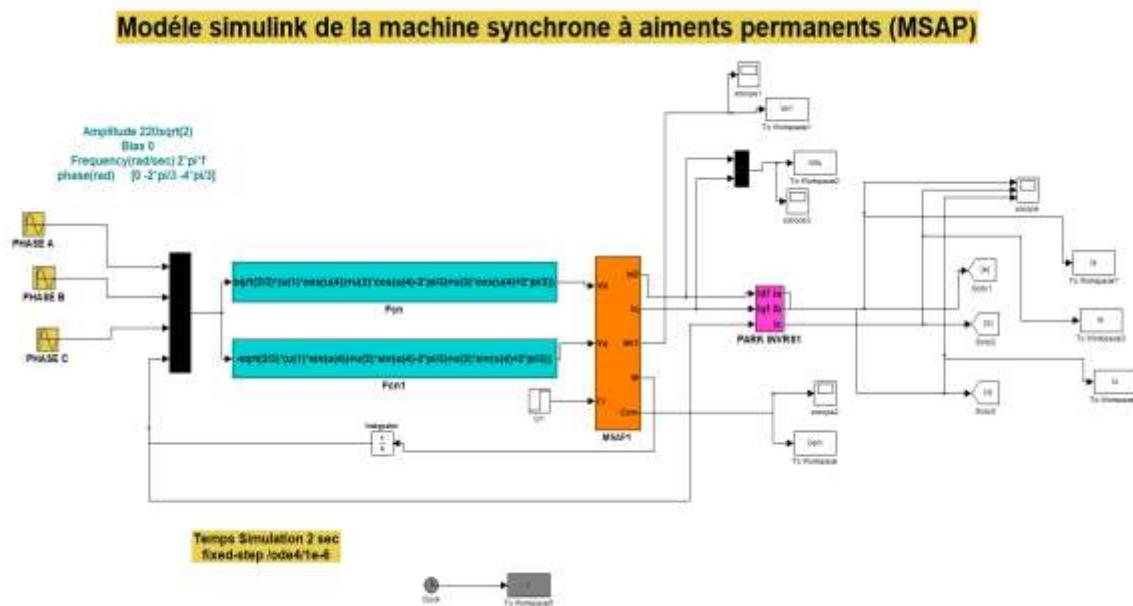


Figure II.4 : Schéma de la simulation de la MSAP alimentée par le réseau triphasé.

En pratique, la machine ne peut pas démarrer directement car son démarrage commence par une fréquence réduite, qui doit être augmentée petit à petit jusqu'à atteindre la fréquence de synchronisme. Pour satisfaire ce besoin, un onduleur MLI a été employé pour bien alimenter la machine.

### II.2.7 Résultat de simulation et interprétation

Lors de la présentation de l'étude réalisée, la simulation du modèle de la machine synchrone à aimant permanent a été effectuée à l'aide de l'outil Simulink. A partir du réseau et la tension d'alimentation 220/380 et 50Hz, un démarrage direct de la MSAP est effectué à vide jusqu'au moment  $t=1.5s$ , puisque à ce moment on a appliqué un couple de charge avec une valeur =14 N.m.

Les **figures II.5** et **II.6** représentent respectivement l'évolution du couple électromagnétique  $C_{em}$  et la vitesse de rotation de la MSAP, à savoir les courants selon les deux axes directs ( $I_d$ ) et en quadratique ( $I_q$ ) qui sont respectivement représentés par la figure II.7.

Les résultats obtenus indiquent clairement qu'au démarrage, tous les signaux présentent une forte nature pulsatoire suite au passage de la machine à travers un régime transitoire, avant de se stabiliser en régime permanent.

Dans la **figure II.5** on constate que la vitesse de rotation, lors du démarrage au début, oscillant de façon significative et cela est propre au régime transitoire, au bout non précisément de 1s atteint sa valeur nominale de 104,7rad/s. A l'instant  $t = 1s$ , qui correspond au lancement de la charge, la vitesse reste stable, ce qui prouve que la MSAP continue de marcher à la vitesse de synchronisme.

La **figure II.6** illustre l'évolution du couple électromagnétique. On y remarque, au démarrage, la présence de battements importants sur une courte durée, suivis d'une stabilisation du couple autour de zéro, la machine étant alors à vide. À  $t = 0,1 s$ , le couple chute rapidement pour atteindre une valeur quasi nulle. Lors de l'application de la charge à  $t = 1 s$ , la machine génère un couple électromagnétique afin de compenser l'effort requis, ce qui se traduit par une augmentation notable du couple à cet instant.

Enfin, la **figure II.7** montre l'évolution des courants ( $I_d$ ) et ( $I_q$ ) . On y observe des pics importants au démarrage, traduisant une forte

sollicitation transitoire. Ces courants se stabilisent ensuite rapidement à leurs valeurs nominales, indiquant l'établissement du régime permanent.

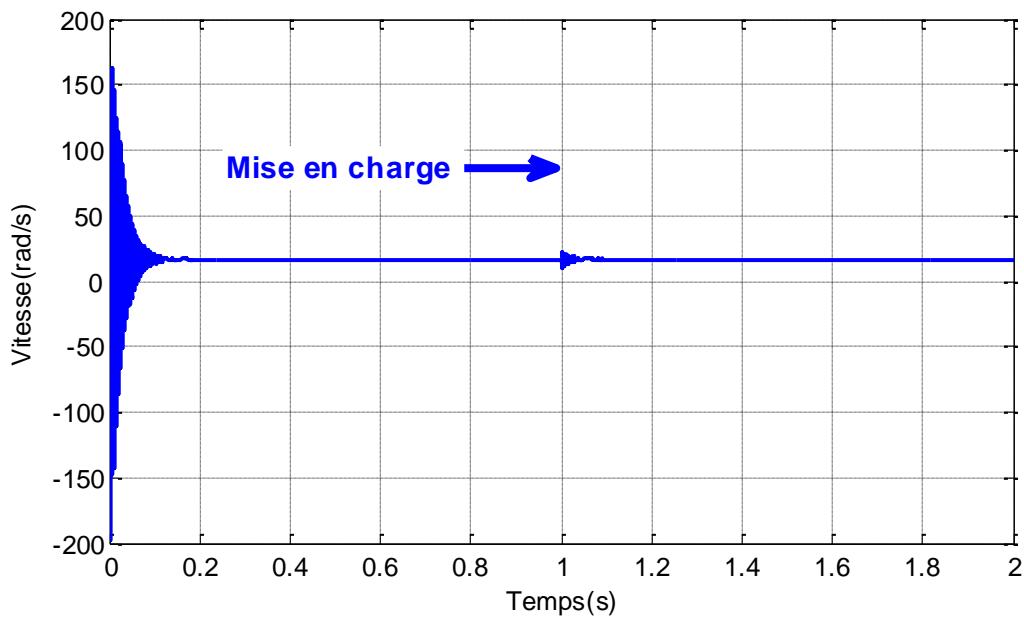


Figure II.5 : Vitesse angulaire  $\omega_r$

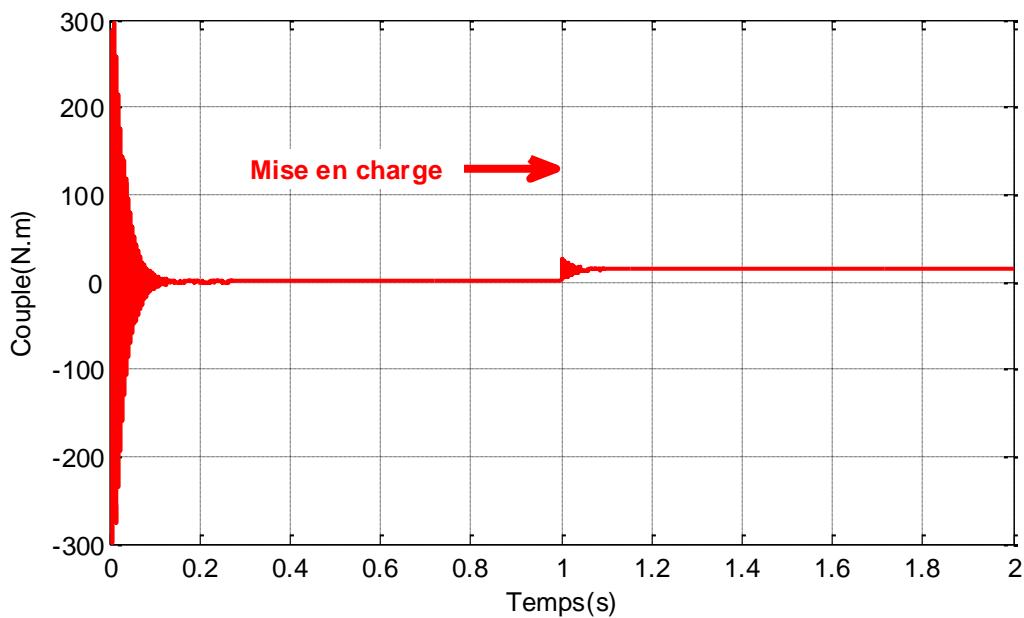


Figure II.6 : Couple électromagnétique  $C_{em}$ .

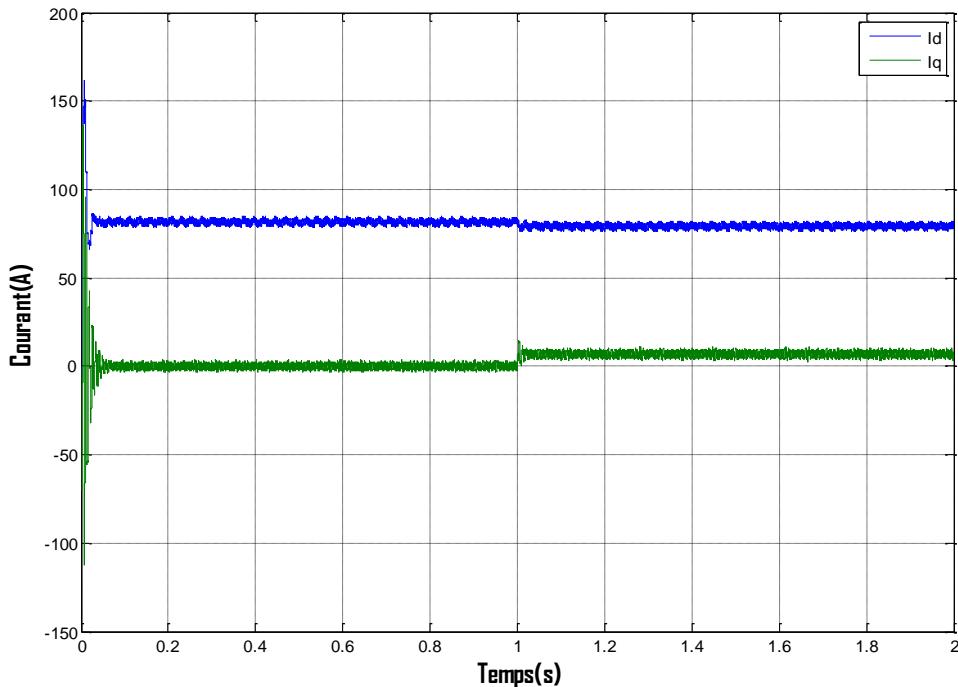


Figure II.7 : Courants statoriques  $Id$  et  $Iq$ .

### II.3 Modélisation de l'alimentation de la MSAP

La modélisation de la machine synchrone sous forme d'équation d'état fait apparaître les variables d'état nécessaire pour réaliser la commande. Donc afin d'assurer cette simulation c'est nécessaire de prendre en compte les équations de l'onduleur. Les onduleurs de tension associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. L'onduleur de tension à Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) est le plus utilisé pour la commande du moteur synchrone, pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Cependant la MLI génère des harmoniques qui créent des oscillations de couple dans les machines tournantes comme elle introduit des non-linéarités qui peuvent déstabiliser le système [16].

#### II.3.1 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension

##### II.3.1.1 Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique utilisé dans l'industrie pour convertir le courant continu en courant alternatif, permettant ainsi de réguler les tensions et les fréquences de sortie. Il est largement utilisé comme convertisseur électronique statique performant et comme appareil de commande. Un onduleur typique est composé de trois bras, chacun contenant deux

transistors commandés de manière complémentaire. Les diodes de roue libre assurent la continuité du courant dans la machine après l'ouverture de l'interrupteur [17].

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

Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur - machine. Pour modéliser l'onduleur de tension (Figure II.8), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à  $U_0 / 2$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$ .

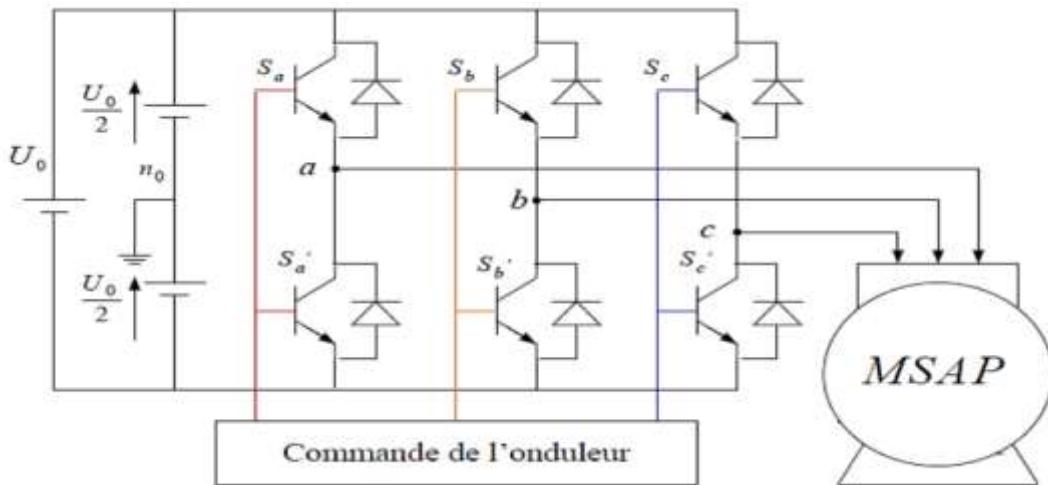


Figure II.8 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

Dans cette modélisation, on considère les composants de l'onduleur comme des interrupteurs parfaits, ayant une image exacte des signaux logiques de commande  $S_i (i=a, b, c)$ . On appelle  $T(i)$  et  $T'_i$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux) ;

On a :

si  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert ;

si  $S_i = 0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T'_i$  est passant ;

Dans ces conditions on peut écrire les tensions  $V_{in0}$  en fonction des signaux de commande  $S_i (i = a, b, c)$  et en tenant du point fictif  $n_0$  représenté sur la **figure II.8**.

$$V_{in0} = S_i V_{dc} \quad (\text{II.20})$$

Les tensions composées délivrées par l'onduleur sont données comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Puisque la charge est équilibrée à neutre isolé, donc on peut écrire :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

On aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

En faisant apparaître le point " $n_0$ ", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ano} - V_{bno} \\ U_{bc} = V_{bno} - V_{cno} \\ U_{ca} = V_{cno} - V_{ano} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

En remplaçant II.22 dans II.23 on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ano} \\ V_{bno} \\ V_{cno} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ano} = V_{an} + V_{nno} \\ V_{bno} = V_{bn} + V_{nno} \\ V_{cno} = V_{cn} + V_{nno} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

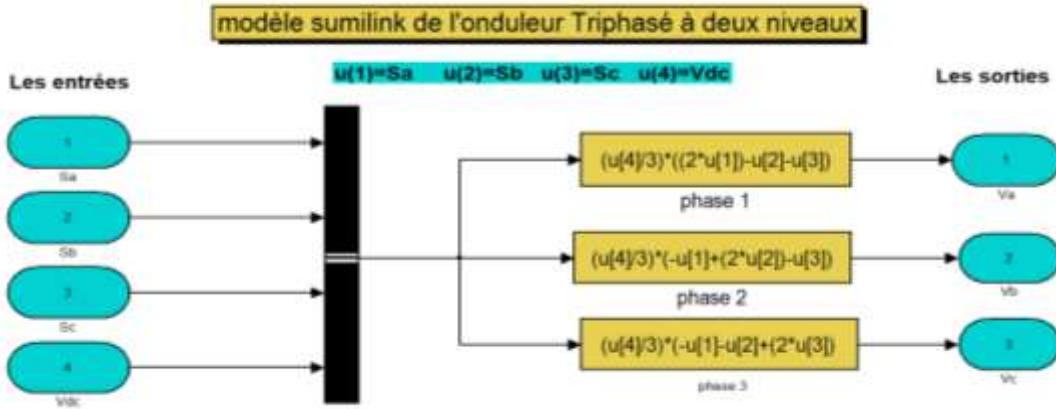
On peut déduire le potentiel entre les points  $n$  et  $n_0$  :

$$V_{nno} = \frac{1}{3}[V_{ano} + V_{bno} + V_{cno}] \quad (\text{II.26})$$

L'utilisation de l'expression II.19 permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

A partir de l'équation II.20, le schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est donné dans la **figure II.9**.



**Figure II.9 :** Schéma de simulation de l'onduleur triphasé.

### II.3.2 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé

Les différentes stratégies de commande de l'onduleur, peuvent être classées comme suit :

- ❖ Commande à pleine onde ;
- ❖ Commande à modulation de largeur d'impulsions ;
- ❖ Commande MLI vectorielle.

Dans notre travail de mémoire, la commande à modulation de largeur d'impulsion a été choisie pour commander l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

### II.3.3 Modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoidale

La modulation de largeur d'impulsion (MLI), souvent utilisée dans les convertisseurs statiques, consiste à produire un signal de commande sous forme de créneaux pour contrôler les interrupteurs. Ce signal est généré par l'intersection d'un signal de référence généralement sinusoïdal à basse fréquence et d'un signal de porteuse généralement triangulaire à haute fréquence, d'où son nom de modulation triangulaire sinusoïdale. Pour chaque bras de l'onduleur, le signal triangulaire appelé porteuse à haute fréquence. Cette technique est définie par deux paramètres distincts.

Le coefficient de réglage défini par le rapport des amplitudes de la modulante et de la porteuse  $r = V_m/V_{pmax}$ . Généralement, ce coefficient est compris entre 0 et 1.

L'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de modulation  $f_p$  sur la fréquence de référence  $f_m$  [17].

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{a\text{ref}} = V_m \sin(\omega_s t) \\ V_{b\text{ref}} = V_m \sin\left(\omega_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{c\text{ref}} = V_m \sin\left(\omega_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

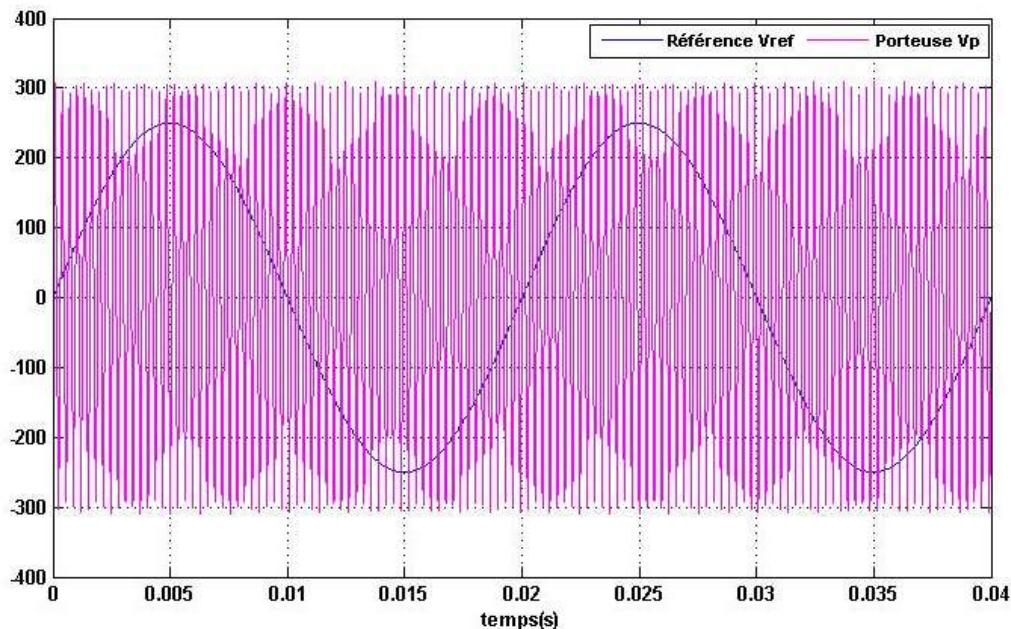
L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left( 4 \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right) \text{ Si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left( -4 \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right) \text{ Si } \frac{T_p}{2} < t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Les instants d'ouverture et de fermeture sont déterminés par l'intersection entre  $V_{\text{ref}}$  et  $V_p$ . En définissant la fonction logique  $S_j$  ( $j=a, b, c$ ), ces fonctions logiques associées au signal de commande sont définies par :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{Si } V_{\text{ref}} \geq V_p \\ 0 & \text{Si } V_{\text{ref}} < V_p \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Le principe de la technique de la commande MLI est montré par la **figure II.10**



**Figure II.10 :** Tension simple  $v_a$

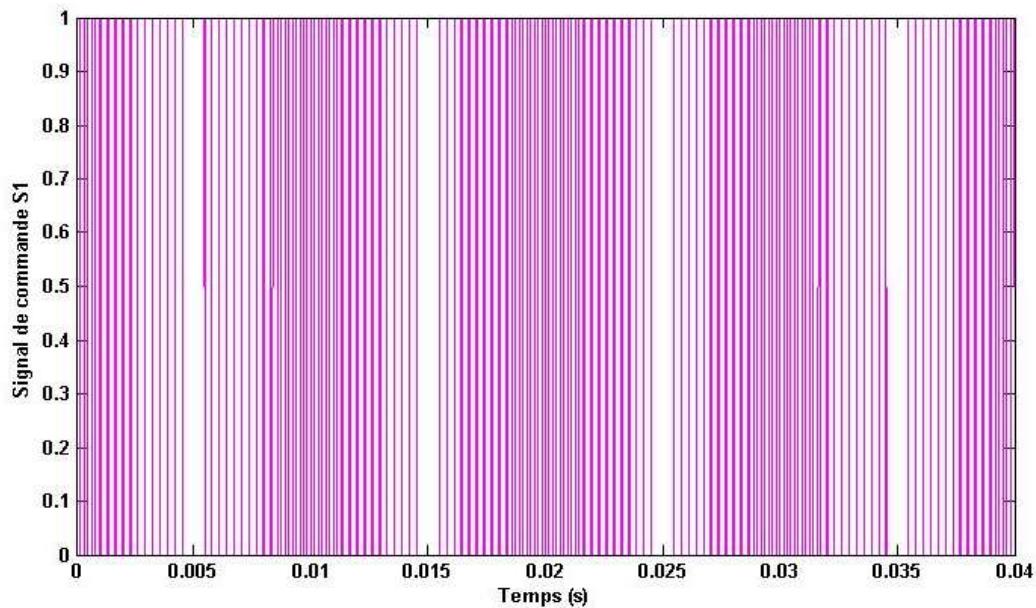


Figure II.11 : Principe de la commande à MLI avec  $r=0.8$  et  $m=63$ .

#### II.3.4 Simulation de l'onduleur à MLI

La **figure II.12** représente le modèle Matlab/Simulink de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux avec sa commande MLI.

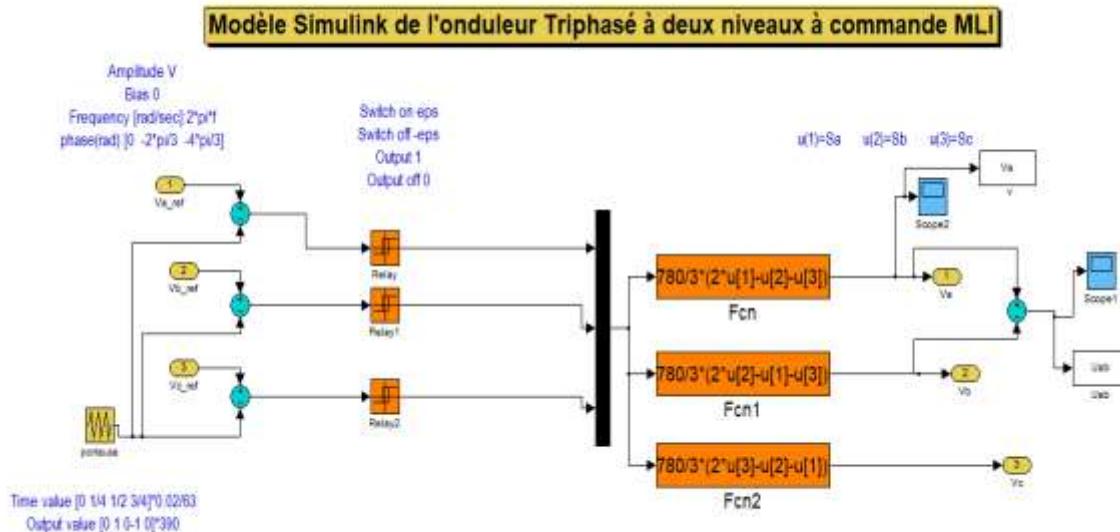


Figure II.12: Schéma de simulation de l'onduleur triphasé à commande MLI.

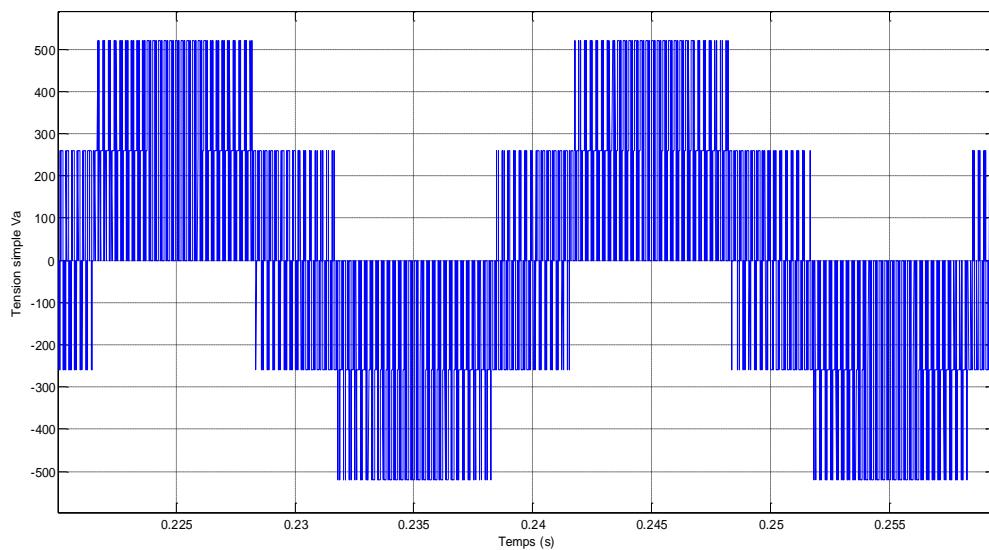
#### II.3.5 Résultats de simulation de l'onduleur à MLI et interprétation

La simulation de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) a été effectuée avec un indice de modulation de  $m = 63$  et un rapport de réglage de  $r = 0,8$ .

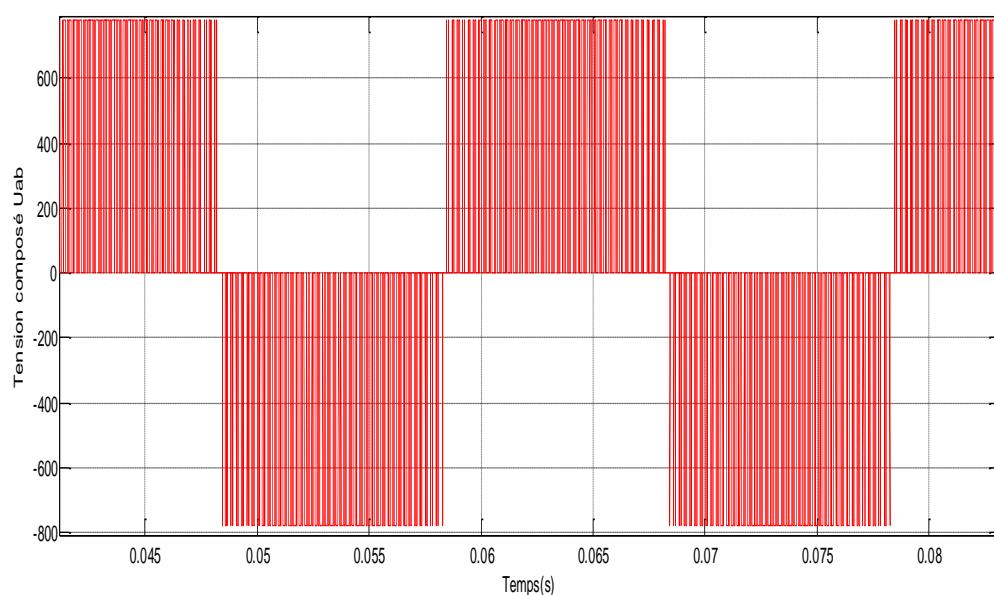
Les **figures II.13 et II.14** présentent respectivement la tension simple  $v_a$  et la tension composée  $u_{ab}$ .

Ce dernier met en évidence que l'augmentation de l'indice de modulation entraîne un déplacement des composantes harmoniques vers des fréquences plus élevées. Cette propriété permet un meilleur contrôle de l'amplitude et de la fréquence de la composante fondamentale de la tension de sortie.

Les résultats obtenus à travers la simulation permettent de valider le modèle de l'onduleur de tension à deux niveaux ainsi que la stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) mise en œuvre.



**Figure II.13 :** Tension simple  $v_a$



**Figure II.14 :** Tension composée  $u_{ab}$

## II.4 Simulation de l'association onduleur MLI- machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Le schéma bloc du modèle de la MSAP associé à un onduleur est représenté par la **figure II.15**.

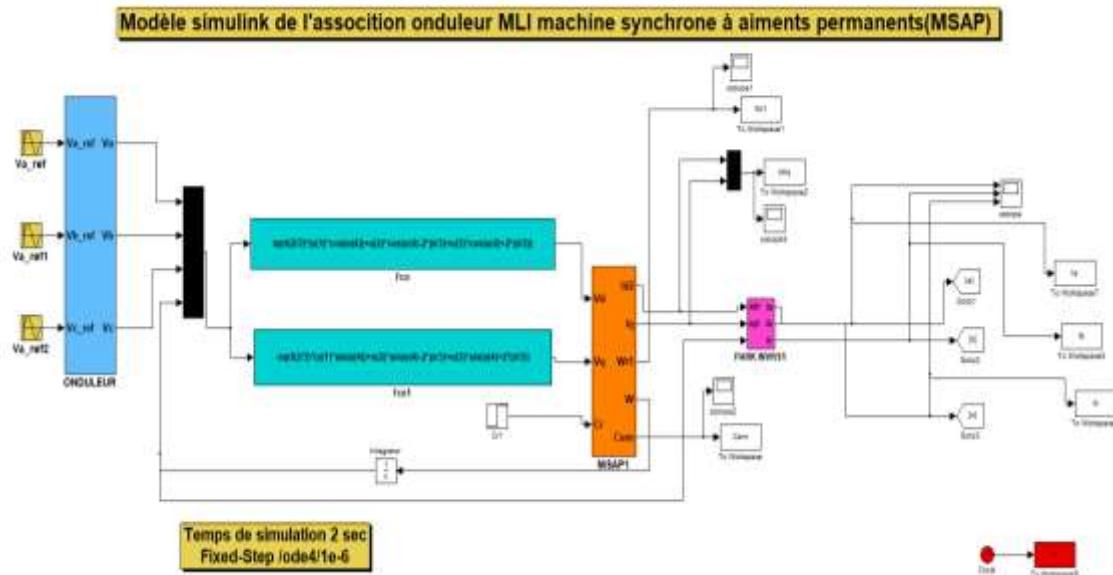


Figure II.15 : Schéma de simulation de l'association MSAP-onduleur à MLI.

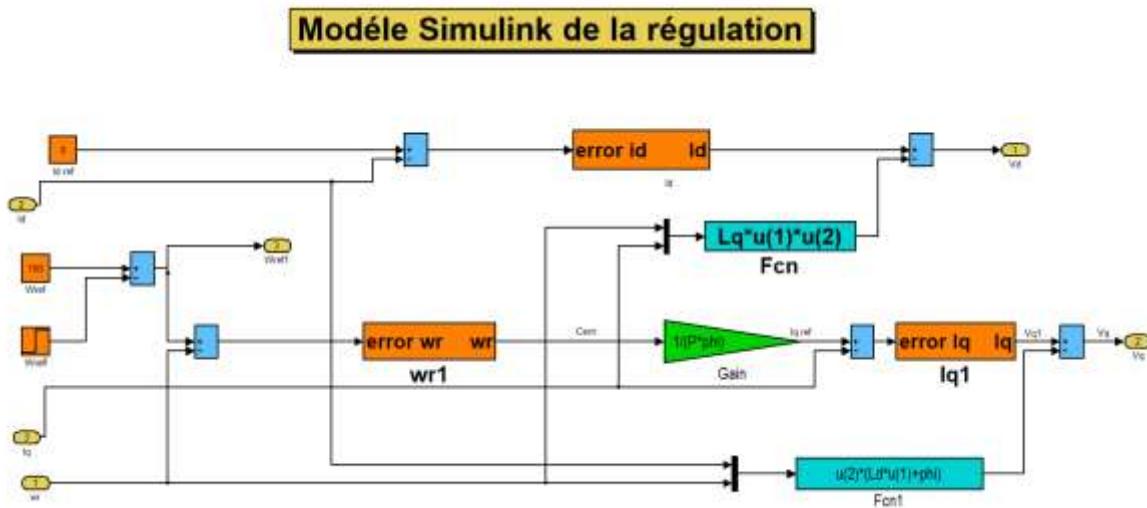


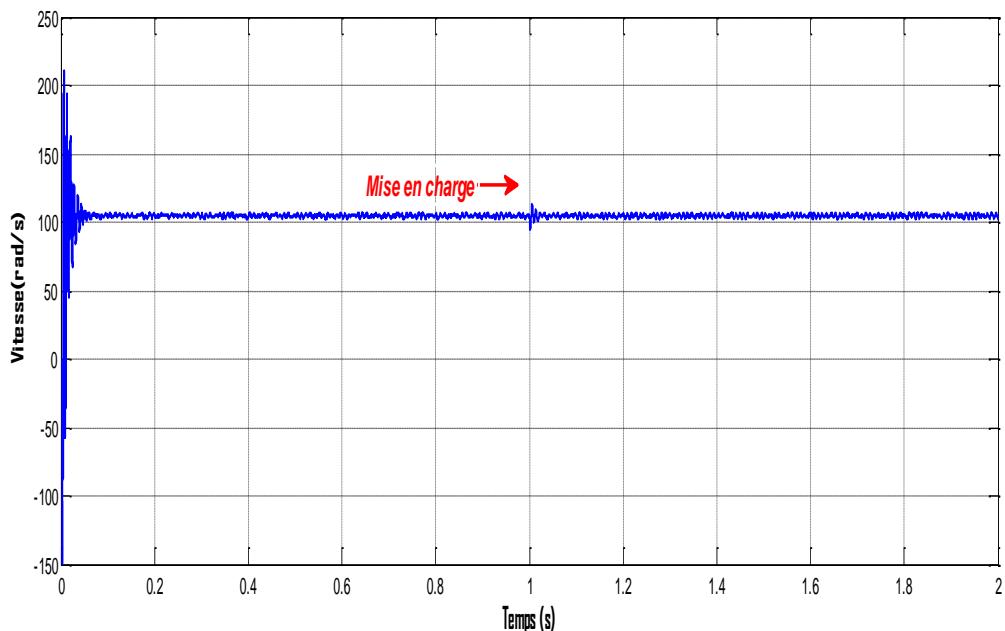
Figure II.16 : Schéma de simulation de la régulation.

### II.4.1 Résultats de simulation et interprétations

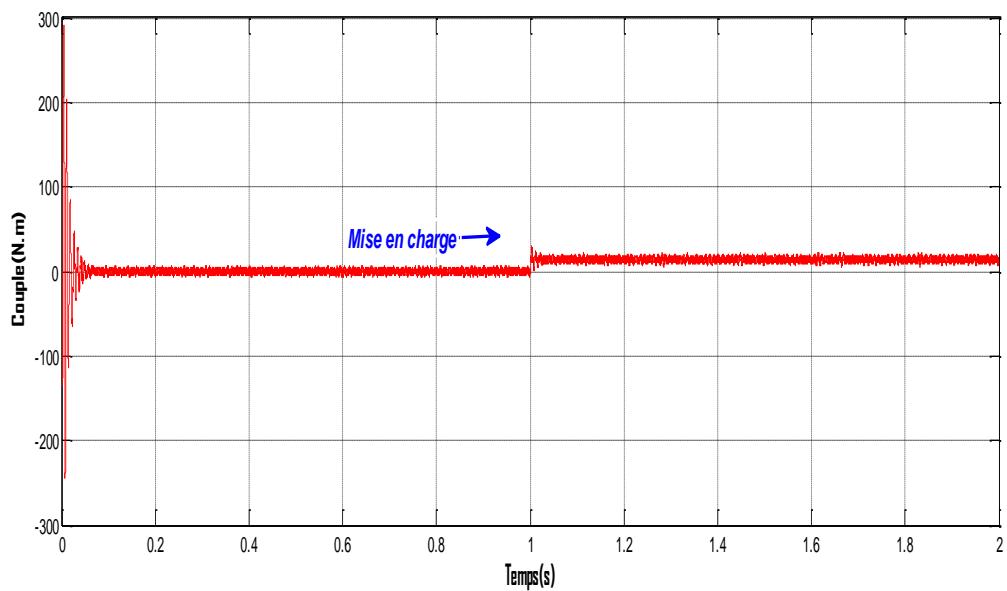
Nous avons procédé à la simulation de l'association d'un convertisseur statique avec une machine synchrone à aimants permanents (MSAP), en débutant par un démarrage à vide, suivi de l'application d'un couple résistant de  $C_r = 14\text{N}\cdot\text{m}$  à l'instant  $t = 1\text{s}$ .

L'onduleur utilisé est piloté à l'aide d'une modulation de largeur d'impulsion (MLI) de type sinus-triangle.

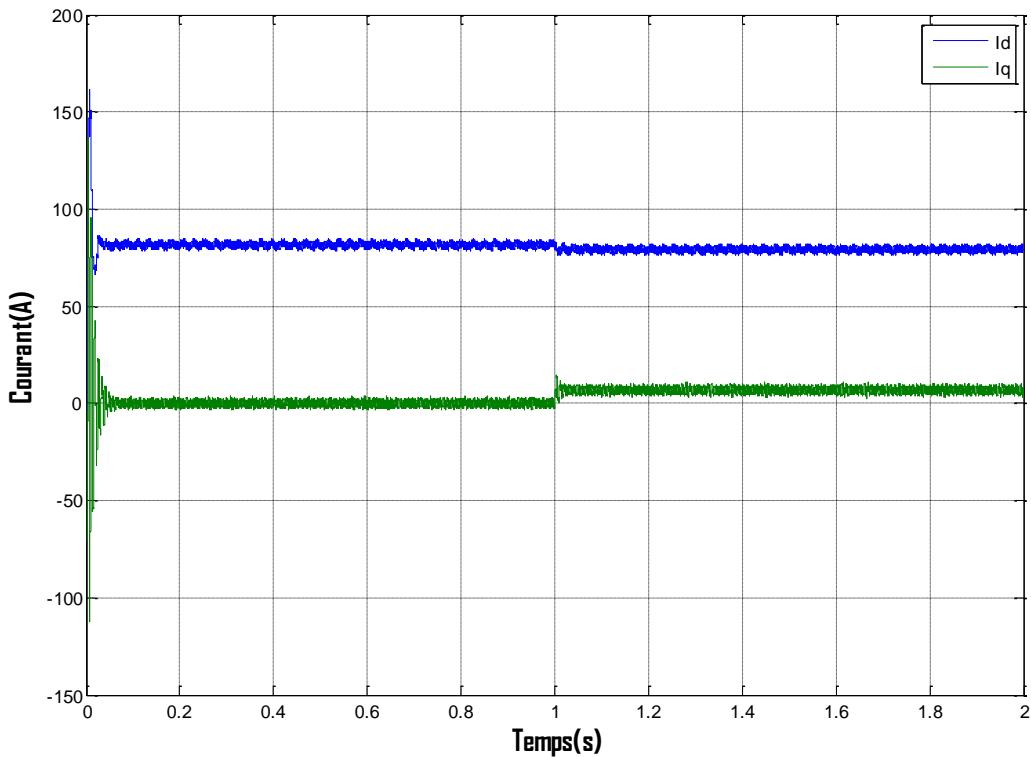
Les **figures II.15-II.16** illustrent les caractéristiques de l'alimentation de la MSAP via cet onduleur MLI. En comparant ces résultats à ceux obtenus lorsque la machine est alimentée directement par une source idéale, on observe un comportement globalement similaire. Toutefois, la présence de l'onduleur engendre des ondulations notables, notamment dans les composantes directes et en quadrature du courant ainsi que dans le couple électromagnétique. Ces fluctuations sont inhérentes au fonctionnement par MLI et reflètent l'impact de la commutation sur les performances dynamiques du système.



**Figure II.16 :** Vitesse angulaire  $w_r$ .



**Figure II.17 :** Couple électromagnétique  $C_{em}$ .



**Figure II.18 :** Courants statoriques  $I_q$  et  $I_d$ .

## II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la configuration de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) en modélisant les différents éléments du système, notamment le convertisseur et la machine elle-même. Cette modélisation constitue une étape essentielle pour la mise en œuvre d'une stratégie de commande efficace. En nous appuyant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, nous avons établi le modèle mathématique de la MSAP.

Ce dernier se traduit par un système d'équations différentielles non linéaires à coefficients variables dans le temps, dont l'analyse directe demeure complexe.

Afin de surmonter cette difficulté, nous avons appliqué la transformation de Park, ce qui a permis de simplifier notablement les équations du modèle, de le rendre plus accessible et de réduire les non-linéarités. Par la suite, nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension ainsi que sa commande, basée sur la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) de type sinus-triangle.

Enfin, nous avons procédé à la simulation de la MSAP, d'abord alimentée par une source idéale, puis à travers un onduleur de tension commandé par la MLI sinus-triangle. Les résultats obtenus ont mis en évidence un couplage significatif entre les composantes du courant et du couple, ce qui complique leur régulation indépendante. Pour améliorer les performances dynamiques du système et répondre aux exigences des entraînements à vitesse variable, il est donc nécessaire d'introduire une méthode de découplage.

Dans cette optique, le prochain chapitre sera consacré à la mise en œuvre d'une stratégie de commande vectorielle, visant à rendre le contrôle des variables indépendantes plus efficace et à optimiser les performances de la MSAP en régime dynamique.

# **Chapitre III.**

## **Commande vectorielle de la machine**

### **synchrone à aimants permanents**

### III.1. Introduction

La commande des machines à courant alternatif est complexe car le modèle mathématique du système dans le repère de Park est non linéaire et il est fortement couplé en raison de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique.

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir un comportement équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée [18], Blaschke et Hasse en 1972 ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux (Field Oriented Control-FOC). L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, à excitation séparée. Ceci permet d'obtenir un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [19].

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

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

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est de reproduire un comportement équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est à dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique. Il existe plusieurs stratégies linéaires pour la commande vectorielle des machines à aimants permanents, la commande par flux orienté est une expression qui apparait de nos jours dans la littérature traitent les techniques de contrôle des moteurs électriques, cette stratégie consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine à courant continu. Puisque le principal flux de la MSAP est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (le courant direct  $I_d$  nul et le courant statorique est alors uniquement constitué de la composante  $I_q$  :  $(I_s = I_q)$  , Le couple est contrôlé par la composante  $I_q$  du courant statorique, elle-même régulée par la tension  $V_q$  . Ceci vérifie le principe de la machine à courant continu [20]. L'expression du couple devient comme suit :

$$C_{em} = p\emptyset_{sf} I_q \quad (\text{III.1})$$

Comme le flux  $\emptyset_{sf}$  est constant, le couple est directement proportionnel à  $I_q$ .

Donc :

$$C_{em} = k_t I_q \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$k_t = p \emptyset_{sf} \quad (\text{III.3})$$

Il est à noter que l'équation du couple à une forme analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée, rendant possible un contrôle indépendant du couple et du flux est ainsi réalisé.

### III.3. Types de commande vectorielle

On a trois types :

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

### III.4. Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants,  $I_d$  et  $I_q$  ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires  $\omega I_q$ ,  $\omega I_d$ , et  $I_d I_q$ .

$$\begin{cases} V_d = (L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d) - \omega L_q I_q \\ V_q = (L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q) + \omega (L_d I_d + \emptyset_{sf}) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [21]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

La figure (III.1) représente le couple entre les axes d et q :

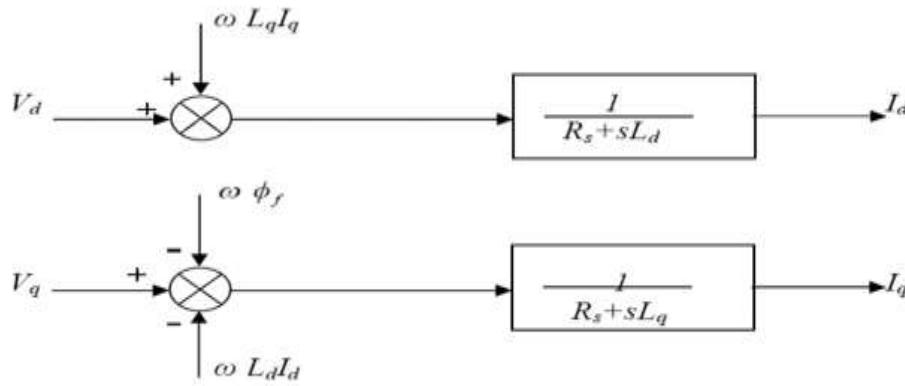


Figure III.1: Description du couplage.

### III.5. Technique de découplage

Il existe plusieurs techniques de découplage, parmi c'est technique on a :

- ❖ Découplage par compensation ;
- ❖ Commande vectorielle indirecte (IFOC) ;
- ❖ Découplages par régulateur.

Nous avons choisi la première technique permet d'autres techniques pour faciliter notre étude.

#### III.5.1. Découplage par compensation

La compensation donc, à 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.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande  $e_d$ ,  $e_q$  représentée dans la **Figure III.2**.

$$(III.5) \quad \begin{cases} v_d = V_{d1} - e_d \\ v_q = V_{q1} - e_q \end{cases}$$

Avec :

$$(III.6) \quad \begin{cases} v_{d1} = L_d \frac{dI_d}{dt} - R_s I_d \\ v_{q1} = L_q \frac{dI_q}{dt} - R_s I_q \end{cases}$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega(L_d I_d + \phi_{sf}) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

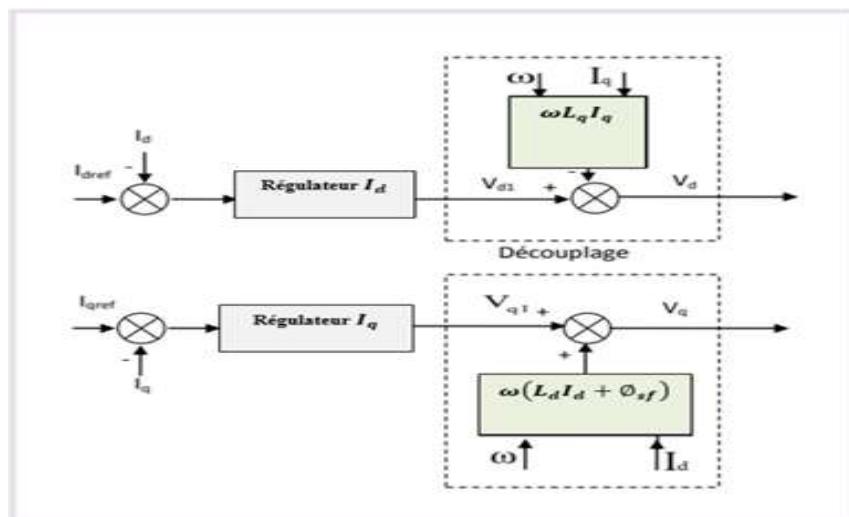
On a donc les courants  $I_d$  et  $I_q$  sont découplés. Le courant  $I_d$  ne dépend que de  $v_d$  et le courant  $I_q$  ne dépend que  $v_q$ , leurs expressions s'écrivent comme suit :

$$I_d = \frac{v_{d1}}{sL_d + R_s} ; \quad I_q = \frac{v_{q1}}{sL_q + R_s}$$

S : Opérateur de Laplace.

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence par les régulateurs classiques.

Le schéma du principe de régulation des courants statoriques est représenté par la **figure III.2**:



**Figure III.2 :** Principe du découplage par compensation.

$V_{d1}$ : La tension à la sortie du régulateur de courant «  $I_d$  ».

$V_{q1}$ : La tension à la sortie du régulateur de courant «  $I_q$  ».

La MSAP associée au bloc de compensation est donnée par la **figure III.3**.

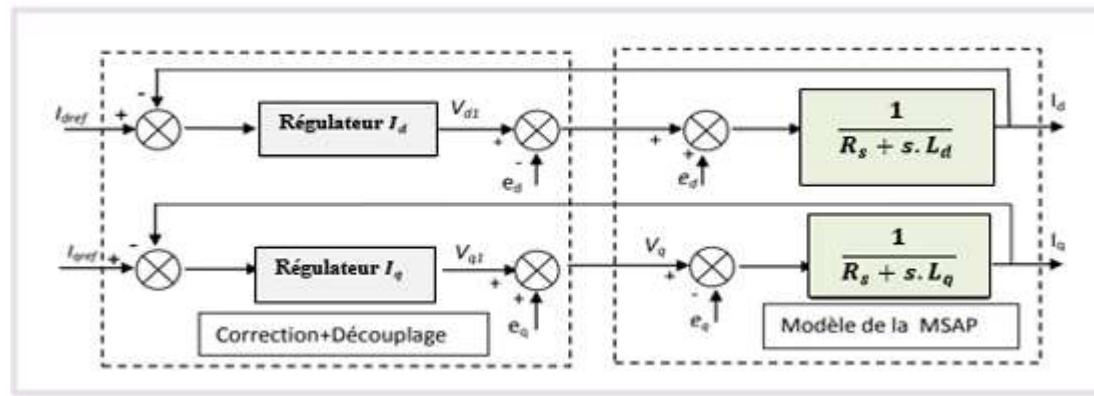


Figure III.3 : Structure générale (découplage par compensation-MSAP).

### III.6. Description du système global

La **figure III.4** représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) avec compensation dans le repère biphasé ( $d,q$ ).

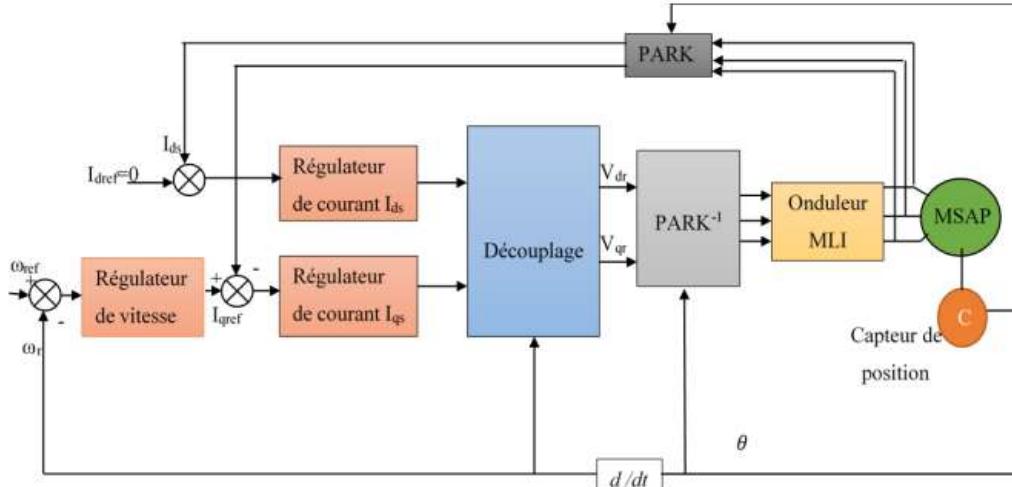


Figure III.4 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

La MSAP étant découpée selon les deux axes ( $d,q$ ), la régulation sur l'axe «  $d$  » est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe  $q$  est faite par deux boucles en cascades, l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur permet de générer le courant de référence  $I_{qref}$  qui est comparé à la valeur du courant  $I_q$  issue de la mesure des courants réels, et leur erreur est appliquée à l'entrée du régulateur du courant  $I_q$ . En parallèle

avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant  $I_d$  qui est maintenu à zéro ( $I_{dref} = 0$ ).

Les sorties des régulateurs des courants  $I_d$  et  $I_q$  sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence  $V_{dref}$ ,  $V_{qref}$  et par passage du repère biphasé (d, q) au repère triphasé (a,b,c) qui nous donne les trois tensions de référence  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  de la commande à MLI de l'onduleur de tension [22].

### III.7 Calcul des régulateurs

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.

Les régulateurs standards du type PI et PID sont plus utilisés dans le domaine industriel. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur de type PI (proportionnel- intégral). Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel - intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [23].

Le régulateur (PI) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I. La relation entre la sortie  $U_r(t)$  et le signal d'erreur  $\varepsilon(t)$  est donné par l'équation suivante :

$$U_r(t) = K_p(t) \cdot \varepsilon(t) + K_i(t) \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{III.8})$$

C'est- à- dire :

$$\frac{u_r(s)}{\varepsilon(s)} = K_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$K_p$ : Gain proportionnel ;

$K_i$  : Gain intégral ;

$T_i$  : Constante de temps d'intégration, avec  $T_i = \frac{1}{k_i}$ .

La figure III.5 montre un régulateur PI.

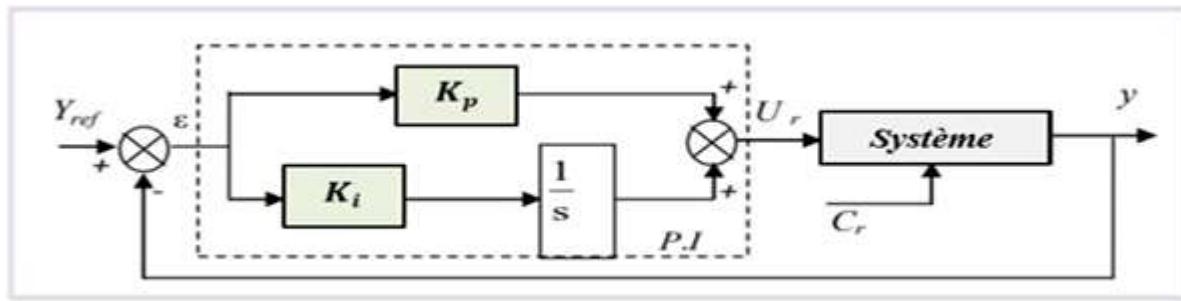


Figure III.5 : Régulateur PI.

La fonction de transfert sera :

$$u_r = (K_p + \frac{K_i}{s}) \varepsilon \quad (\text{III.10})$$

On peut aussi écrire l'équation du régulateur sous la forme suivante :

$$\text{PI} \Rightarrow \frac{u_r}{\varepsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \quad (\text{III.11})$$

$$\text{Avec :} \begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

### III.8. Dimensionnement des régulateurs

La machine étant modalisée dans le repère (d, q), ce qui permet de découpler le contrôle selon deux axes distincts :

- **Sur l'axe direct (d) :** la régulation est relativement simple. une seule boucle de régulation suffit, généralement destiné à contrôler le courant direct.
- **Sur l'axe quadrature(q) :** la régulation est plus complexe et se fait en cascade via deux boucles imbriquées :
  - La boucle interne assure la régulation du courant en quadrature.
  - La boucle externe contrôle la vitesse de rotation du moteur.

Cette architecture en cascade est courante dans les systèmes de commande de moteurs synchrone ou asynchrone vectoriels, ou le découplage (d, q) permet une gestion séparée du flux et du couple.

### III.8.1. Régulation du courant $I_q$

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants  $I_d$  et  $I_q$ , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence  $I_{qref}$ , le courant  $I_d$  est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) pour avoir l'erreur statique nulle ( $\varepsilon = 0$ ).

Sachant que :

$$I_d = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \quad (\text{III.13})$$

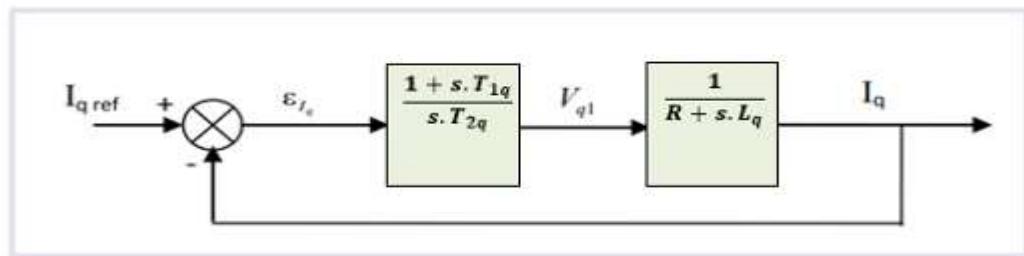


Figure III.6 : Boucle de régulation du courant  $I_q$

La fonction de Transfer en boucle ouverte (FTBO) de la figure (III-10) est :

$$\text{FTBO} = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}(R_s+sL_q)} = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1+s\frac{L_q}{R_s})} \quad (\text{III.14})$$

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

$$1 + sT_{1q} = 1 + s\frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III.15})$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III.16})$$

Avec,  $\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$  : constante de temps électrique de l'axe q.

Après compensation, l'équation (III.14) se réduit à :

$$\text{FTBO} = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (\text{III.17})$$

La fonction de Transfer en boucle fermé (FTBF) est donnée par :

$$\text{FTBF} = \frac{\text{FTBO}}{1+\text{FTBO}} \quad (\text{III.18})$$

$$\text{FTBF} = \frac{1}{1+sR_sT_{2q}} \text{ de la forme } \left( \frac{1}{1+s\tau_q} \right) \quad (\text{III.19})$$

Par identification on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{III.20})$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_q \quad (\text{critère de } \pm 5\%) \quad (\text{III.21})$$

Donc :

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{III.22})$$

$T_r$  : Temps de réponse imposé.

En remplace l'équation (III.20) dans (III.12), On obtient :

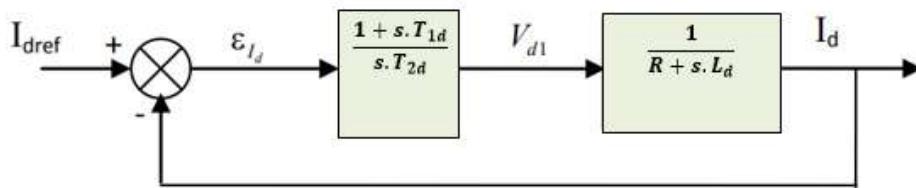
$$K_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{III.23})$$

Si on remplace l'équation (III.21) dans (III.23) :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

### III.8.2. Régulation du courant $I_d$

La boucle de régulation sur l'axe « d » est présentée par la figure suivante :



**Figure III.7:** Boucle de régulation du courant  $I_d$ .

Pour la régulation du courant  $I_d$ , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant  $I_q$

$$\text{FTBO} = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}(R_s+sL_d)} = \frac{1+sT_{1d}}{sT_{2d}R_s(1+s\frac{L_d}{R_s})} \quad (\text{III.24})$$

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{III.25})$$

En remplaçant l'équation (III.25) dans (III.24), on aura la FTBF suivante :

$$\text{FTBF} = \frac{1}{1+sR_sT_{2d}} \quad \text{de la forme } \left( \frac{1}{1+s\tau_d} \right) \quad (\text{III.26})$$

Par identification on trouve :

$$\tau_d = R_s T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \quad (\text{III.27})$$

En imposant le temps de réponse :

$$T_r = 3\tau_d \quad (\text{III.28})$$

Donc :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \quad (\text{III.29})$$

Avec,  $\tau_{qd} = \frac{L_d}{R_s}$  : constante de temps électrique de l'axe q.

### III.8.2. Régulation de la vitesse de rotation $\ll \omega_r \gg$

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- Sous système de réglage de courant  $I_q$  donc le couple aussi ;
- Sous système de la partie mécanique.

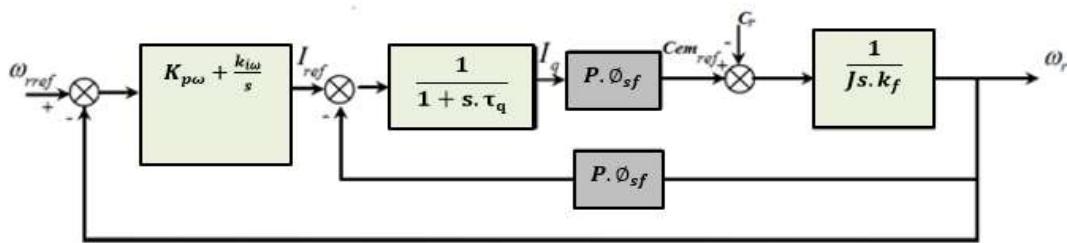


Figure III.8: Boucle de régulation de vitesse rotation  $\omega_r$ .

Le schéma de la figure III.8 peut être simplifié par la figure III.9 suivante :

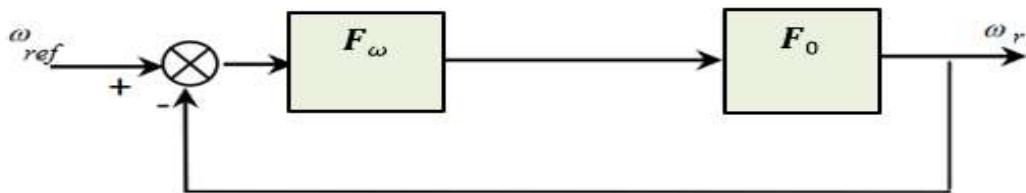


Figure III.9 : Boucle de régulation de vitesse rotation

$F_\omega(s)$ : Est la fonction de transfert du régulateur de vitesse telle que :

$$F_\omega(s) = K_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} \frac{1+sT_{1\omega}}{sT_{2\omega}} \quad (\text{III.30})$$

$$\text{Où : } \begin{cases} K_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ K_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

$F_0(s)$  : La fonction de transfert en boucle ouverte, telle que :

$$F_0(s) = \frac{P\emptyset_{sf}}{f(1+s\tau_q) + (1+s\tau_m)} \quad (\text{III.32})$$

$\tau_m = \frac{J}{K_f}$  : Constant mécanique de la machine.

La FTBF est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{F_\omega(s).F_0(s)}{1+F_\omega(s).F_0(s)} \quad (\text{III.33})$$

Après les calculs on trouve :

$$FTBF(s) = \frac{P\emptyset_{sf}(K_{p\omega}s + K_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + K_f \tau_q)s^2 + (P\emptyset_{sf} K_{p\omega} + K_f)s + P\emptyset_{sf} K_{i\omega}} \quad (\text{III.34})$$

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

$$P(s) = (Js^2) + (K_f + P\emptyset_{sf} K_{i\omega}) \quad (\text{III.35})$$

On imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués

$s_{1,2} = \rho \cdot (1 \pm j)$ , il devient alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{III.36})$$

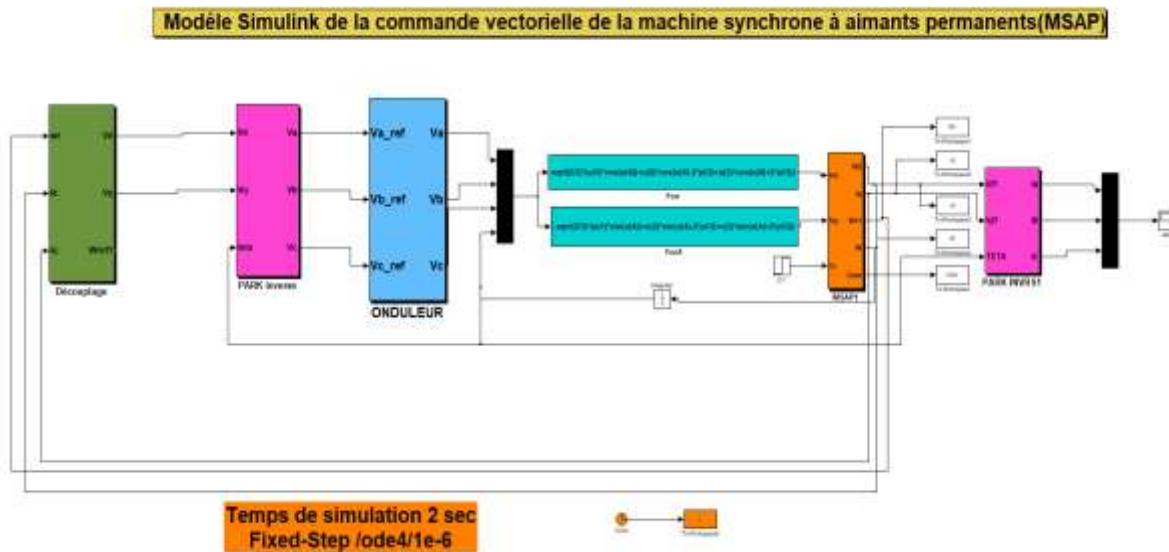
Par identification terme à terme entre les équations (III.35) et (III.36), on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{2J\rho - K_f}{P\emptyset_{sf}} \\ K_{i\omega} = \frac{2\rho^2 J}{P\emptyset_{sf}} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

$\rho = \xi \omega_n$ : Le produit de la pulsation propre du système  $\omega_n$  avec le facteur d'amortissement  $\xi$ .

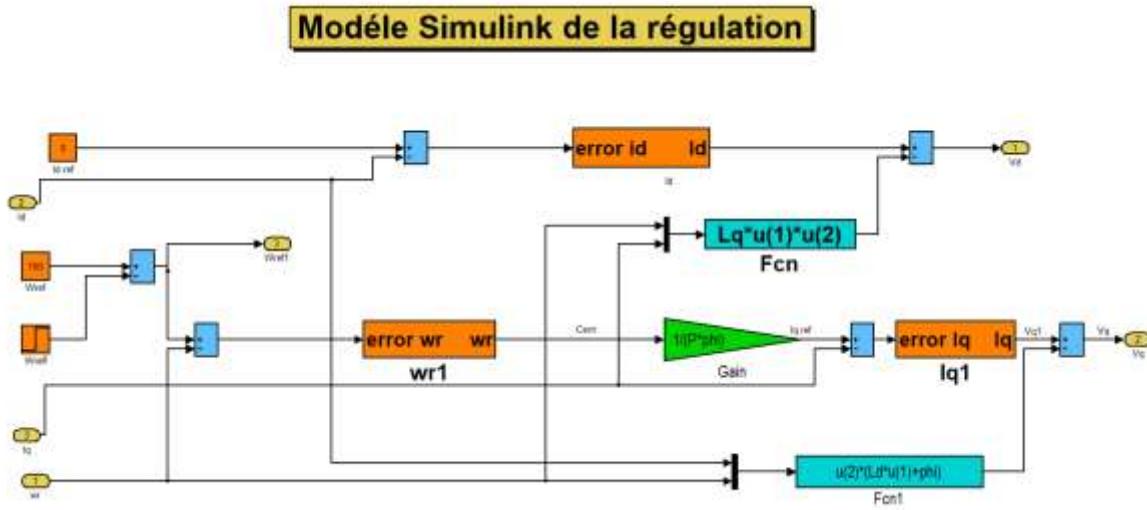
### III.5 Simulation de la commande vectorielle de la MSAP

Cette simulation utilise les modèles mathématiques de la MSAP et de l'onduleur triphasé à commande MLI élaborés dans le chapitre précédent.



**Figure III.10 :** Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP onduleur MLI.

La figure III.11 présente le schéma bloc de découplage



**Figure III.11 :** Schéma bloc de la régulation.

Afin d'évaluer la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la MSAP, nous avons simulé le système dans différentes conditions de fonctionnement, notamment en faisant varier la vitesse et le couple de charge.

Dans un premier test de simulation d'une durée de 3 secondes, un couple de charge de 14 N.m a été appliqué à  $t = 1s$ .

Pour analyser la robustesse du contrôle face aux variations brusques de vitesse, une consigne de vitesse de 100 rad/s a été imposée pendant les 2 premières secondes, puis le sens de rotation du moteur a été inversé à -100 rad/s à partir de  $t = 2s$ .

Ce test vise à analyser la capacité de la commande à maintenir la stabilité et la performance du système face à des changements soudains.

Les résultats de simulation correspondants sont reportés dans les figures III.12- III.15, on constate que ces résultats sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

- La vitesse suit sa référence, bien qu'un dépassement soit observé durant le régime transitoire. Lors de l'application de la charge à  $t = 1s$ , une chute de vitesse se produit, mais elle est rapidement compensée, permettant ainsi au système de retrouver sa valeur de consigne. Cela confirme la pertinence du choix des coefficients de réglage du régulateur PI pour le contrôle de la vitesse

- Au démarrage, le couple électromagnétique atteint un pic significatif avant de diminuer progressivement jusqu'à une valeur quasi nulle en l'absence de charge (fonctionnement à vide). Lorsque la charge est appliquée à  $t = 1s$ , le couple augmente et s'adapte pour suivre la charge imposée, assurant ainsi une réponse efficace du système.
- Dans le repère de Park, les courants statoriques  $I_d$  et  $I_q$  présentent un excellent découplage, indépendamment des variations de la référence ou de la charge. De plus, on observe que le courant  $I_q$  et le couple électromagnétique adoptent une forme identique, ce qui confirme la parfaite réalisation du découplage. Ainsi, à l'image d'un moteur à courant continu à excitation séparée, le couple électromagnétique  $C_{em}$  reflète directement le comportement du courant  $I_q$ .
- Cette simulation utilise les modèles mathématiques de la MSAP et de l'onduleur triphasé à commande MLI élaborés dans le chapitre précédent.

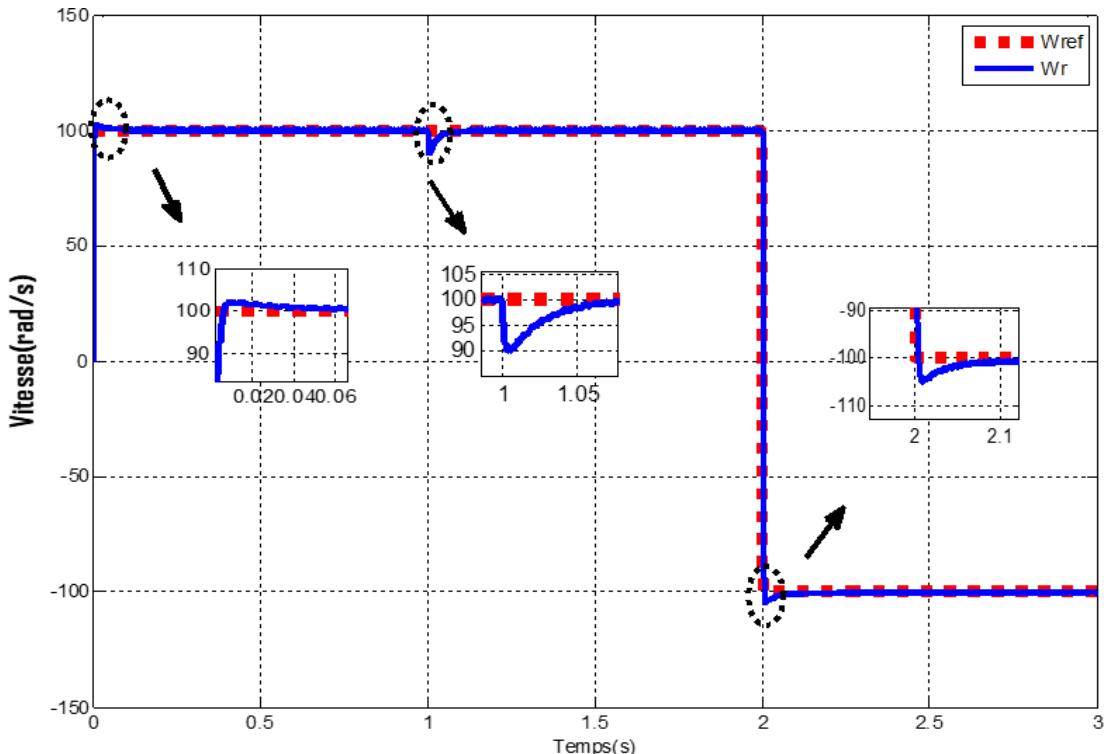


Figure III.12 : Vitesse de rotation  $W_r$ .

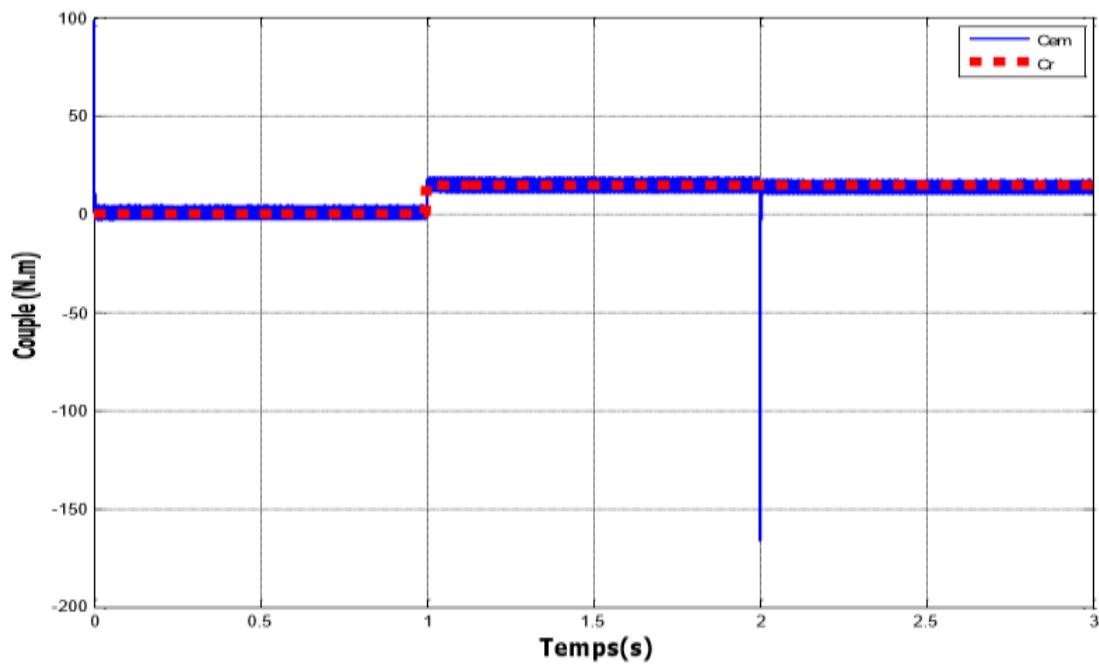


Figure III.13 : Couple électromagnétique  $C_{em}$ .

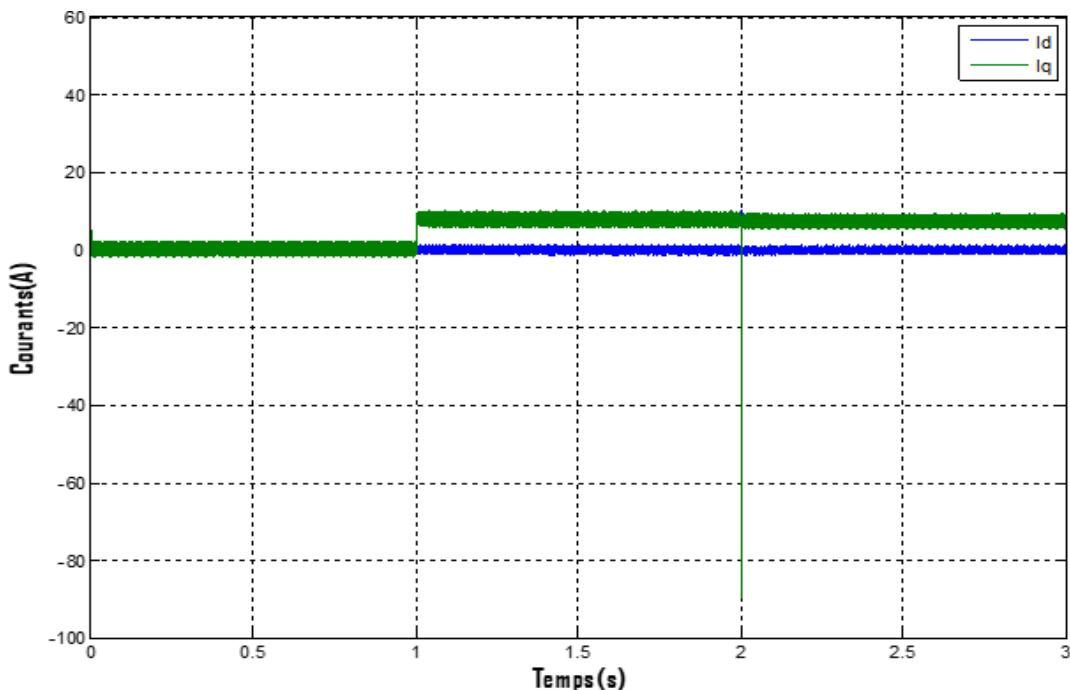


Figure III.14 : Courants  $I_d$  et  $I_q$ .

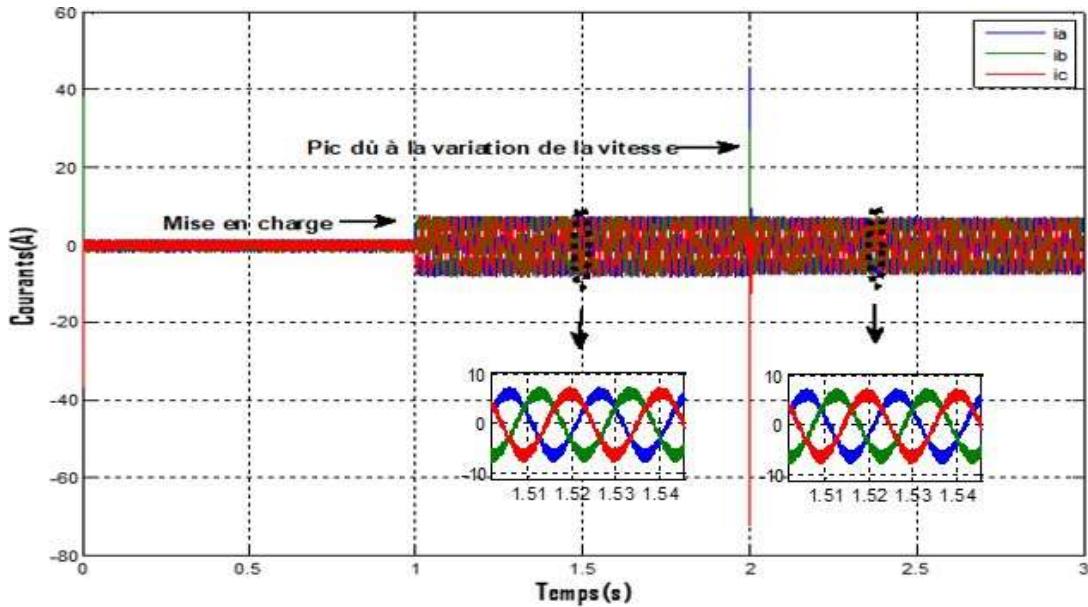


Figure III.15 : Courants statoriques triphasés  $i_{ab_c}$ .

### III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé la technique de commande vectorielle appliquée à la MSAP, alimentée par un onduleur de tension à commande MLI. Cette approche permet de découpler le couple électromagnétique du flux magnétique, offrant ainsi un comportement analogue à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée.

Ensuite, nous avons exposé les résultats des simulations de la régulation par commande vectorielle appliquée à la MSAP alimentée par un onduleur de tension. Le logiciel Matlab/Simulink a été utilisé comme un outil essentiel de validation et de simulation pour analyser le comportement du système.

Les résultats de simulation obtenus ont permis d'évaluer la qualité de la commande vectorielle. Ils ont démontré des performances dynamiques satisfaisantes du couple électromagnétique, caractérisées par un temps de réponse réduit, un rejet rapide des perturbations, ainsi qu'une erreur statique nulle en régime permanent.

Ces performances ont été atteintes grâce à une structure de commande simplifiée. En partant d'un modèle de la MSAP initialement non linéaire et couplé, un modèle découpé a été obtenu, facilitant ainsi le contrôle précis de la vitesse des rotors.

De plus, cette approche optimise la stabilité et la réactivité du système, permettant une meilleure adaptabilité aux variations de charge et de vitesse. Elle met en évidence l'efficacité de la commande vectorielle dans l'amélioration des performances globales de la MSAP, tout en garantissant une régulation fluide et robuste.

La commande vectorielle est particulièrement sensible aux incertitudes paramétriques, car les régulateurs PI de la vitesse et des courants dans le repère de Park sont conçus en fonction des paramètres de la machine. Toute variation de ces paramètres peut entraîner une baisse des performances de contrôle.

Face à cette problématique, des techniques de commande avancées ont été développées pour améliorer la robustesse du système. Parmi elles, la commande par mode glissant, reconnue pour sa capacité à maintenir des performances optimales malgré les variations paramétriques, sera abordée dans le chapitre suivant.

# **Chapitre IV**

## **Commande par mode glissant**

### **de la MSAP**

## IV.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant les régulateurs PI classiques. Ces lois de commande, qui utilisent des régulateurs à action proportionnelle-intégrale, donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants.

Cependant, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes lorsqu'il s'agit de répondre à des exigences élevées en matière de précision et autres caractéristiques dynamiques dans des conditions strictes. Il devient alors nécessaire de faire appel à des lois de commande robuste face aux incertitudes et aux non linéarités.

Lorsque la partie commandée est soumise à des perturbations ou à des incertitudes, une solution auto adaptative consistant en un réajustement des paramètres des régulateurs, permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence de perturbations et de variations de paramètres. Cette solution est souvent complexe à mettre en œuvre.

Ainsi, il est possible d'enregistrer une autre solution plus simple, faisant appel à une classe particulière de systèmes de commande appelés « systèmes à structures variables ». Ces systèmes ont fait l'objet de recherches approfondies depuis longtemps, notamment au Japon par H. Harachima, aux États-Unis par J. J. Slotine et en ex-Union Soviétique par V. Utkin, s'appuyant sur les travaux théoriques du mathématicien soviétique A. F. Filipov.

Au début des années 80, la commande des systèmes à structure variable par mode glissant est devenue très intéressante et attractive, elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une très haute précision, une bonne stabilité, un temps de réponse très faible) [24].

Ce chapitre présentera les concepts fondamentaux de la commande à structure variable ainsi que certaines notions essentielles de la théorie des modes glissants, afin de les appliquer à la commande de la MSAP.

## IV.2. Principe de base de la commande par mode glissant

Les commutations de la commande à structure variable s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une « variété » ou « surface » dite de glissement.

La commande par mode glissant consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation autour

de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissants [25] :

- Le processus de glissement est d'ordre réduit en comparaison au système original ;
  - La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de commutation ;
  - La robustesse vis-à-vis de la variation de certains types de paramètres ;
- La figure IV.1 représente le principe de la commande par mode glissant.

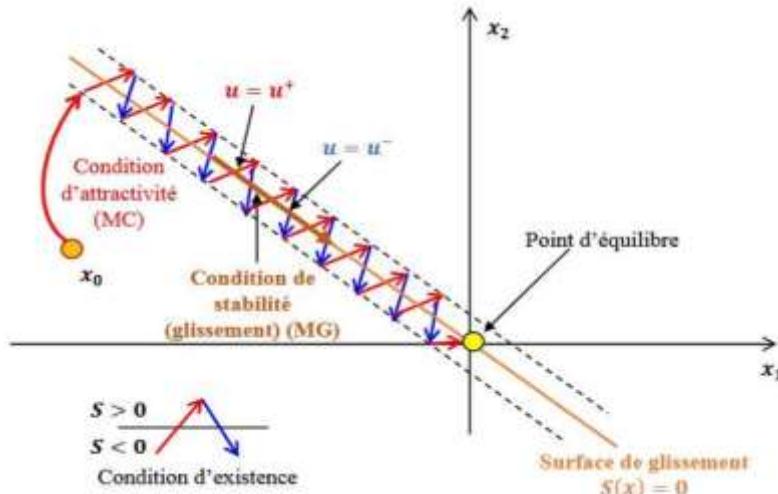


Figure IV.1 : Principe de la commande par mode glissant

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- **Mode de convergence** : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation  $S(x)=0$ .  
Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Mode de glissement** : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement  $S(x)=0$ .
- **Mode du régime permanent** : ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse du système de contrôle par mode de glissement, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

### IV.2.1. Régime glissant idéal

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation  $S(x) = 0$ . Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (figure IV.2).

### IV.2.2. Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité ce qui compromet la qualité de la commande et peut entraîner, à long terme, une dégradation du comportement global du système (figure IV.3) [28].

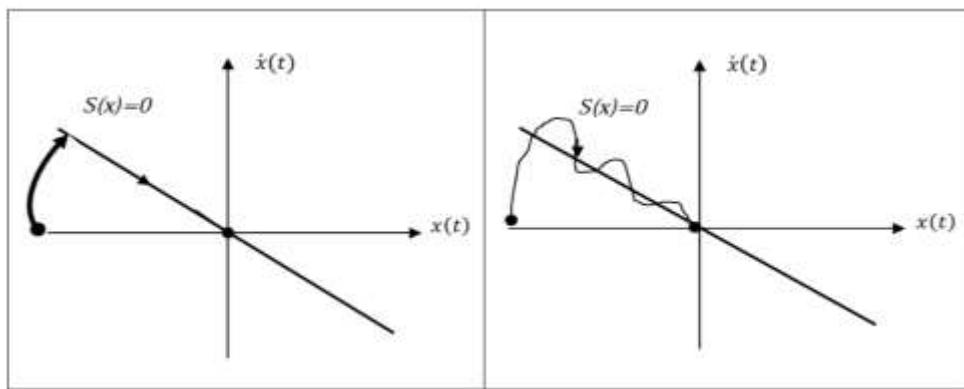


Figure IV.2 : Glissement idéal

Figure IV.3 : Glissement réel

## IV.3. Conception de l'algorithme de commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode glissant prend en compte les problèmes de stabilité et de performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes définies par [27] :

- Choix des surfaces de glissement ;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant ;
- Détermination de la loi de commande.

### IV.3.1. Choix de la surface de glissement

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire suivant :

$$x = f(x, t) + g(x, t) \cdot u \quad (\text{IV.1})$$

Où :

$x \in \mathbb{R}^n$  : est le vecteur d'état.

$u \in \mathbb{R}^m$  : est le vecteur de commande.

$f(x, t) \in \mathbb{R}^n, g(x, t) \in \mathbb{R}^{n \times m}$

La forme de l'équation générale pour la surface de glissement, proposée par « J.J.Stoline » et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée est donnée par :

$$S(x) = \left( \frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

$\lambda$  : est un coefficient positif.

$e = x - x_d$  : est l'écart de la variable à réguler.

$x_d$  : est la valeur désirée.

$r$  : est l'ordre du système ; c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

$S(x)$  : est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$  et c'est l'objectif de la commande.

L'objectif de cette commande est de garder la surface tend à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$  pour un choix convenable du paramètre  $\lambda$ . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence [29].

### IV.3.2. Conditions d'existence et de convergence du régime de glissement

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il y a deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système. On présente deux types de conditions qui sont :

#### ➤ Fonction directe de commutation

Cette approche est la plus ancienne. Elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro.

Elle s'exprime sous la forme :

$$s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0 \quad (\text{IV.3})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $s(x)$  et sa dérivée  $\dot{s}(x)$ , les valeurs justes à gauche et droite de commutation.

### ➤ Fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction  $\dot{V}(x) < 0$ .

L'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande  $U$  tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.4})$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{IV.5})$$

Pour que la fonction candidate de Lyapunov puisse décroître, il suffit d'assurer que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.6})$$

Cette fonction est utilisée pour estimer les performances de la commande comme l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaires [30].

## IV.4. Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. La structure d'un contrôleur comporte deux parties ; une première concernant la linéarisation exacte  $U_{eq}$  et une deuxième stabilisante  $U_n$ . Cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous avons donc :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{IV.7})$$

$U_{eq}$ : Correspond à la commande équivalente proposée par Filippov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement  $S(x) = 0$ . La commande équivalente est déduite en considérant que le dérivé de la surface  $\dot{S}(x) = 0$ .

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)U_{eq}\} + \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)U_n\} \quad (\text{IV.8})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit :

$$\begin{cases} U_{eq} = \left\{ \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ -\frac{\partial s}{\partial x} f(x, t) \right\} \\ U_n = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left\{ \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (\text{IV.10})$$

$U_n$  : est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence  $S(x)\dot{S}(x) < 0$ . Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)U_n\} \quad (\text{IV.11})$$

Le problème revient à trouver  $U_n$  tel quel :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)U_n\} < 0 \quad (\text{IV.12})$$

La solution la plus simple est de choisir  $U_n$  sous la forme de relais (figure 3.4). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_n = K \cdot \text{sign } S(x) \quad (\text{IV.13})$$

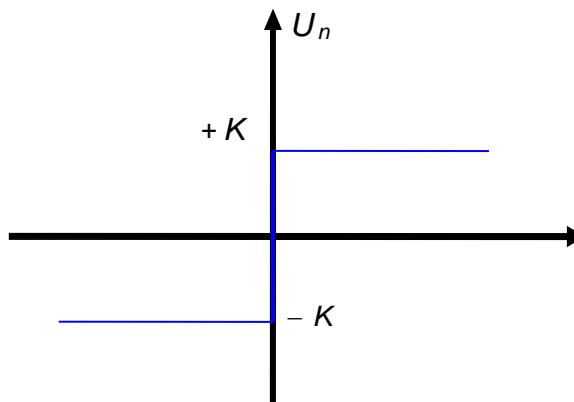


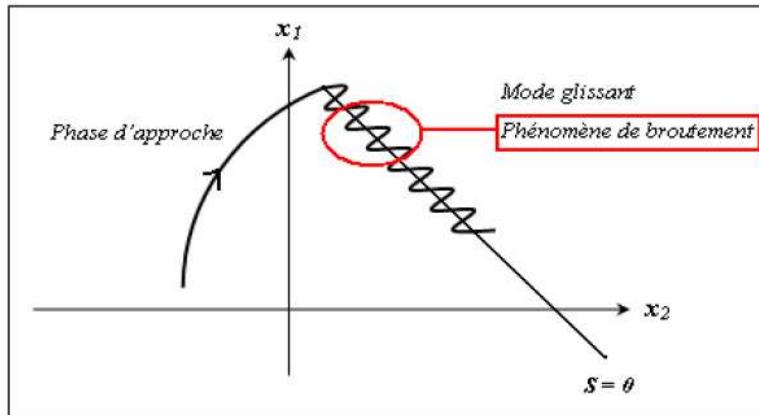
Figure IV.4 : Représentation de la fonction « *sign* »

En remplaçant l'expression (IV.13) dans (IV.12), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x}g(x,t)K|S(x)| < 0 \quad (\text{IV.14})$$

Où le facteur  $\partial S / \partial x g(x, t)$  est toujours négatif et le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition (IV.14). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons de fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande.

Cependant, cette dernière génère sur la surface de glissement, un phénomène appelé broutement (ou chattering en anglais), qui est en général indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes hautes fréquences [31]. La figure (IV.5) représente le phénomène broutement.



**Figure IV.5 :** Illustration du phénomène de broutement

Néanmoins, le broutement peut être réduit (ou éliminé) en remplaçant la fonction sign par une fonction de saturation adéquate qui filtre ces hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (figure VI.6).

$$\begin{aligned} \text{sat}(S(x)) &= 1 \quad \text{si} \quad S(x) > \xi \\ \text{sat}(S(x)) &= -1 \quad \text{si} \quad S(x) < \xi \\ \text{sat}(S(x)) &= \frac{S(x)}{\xi} \quad \text{si} \quad |S(x)| \leq \xi \end{aligned}$$

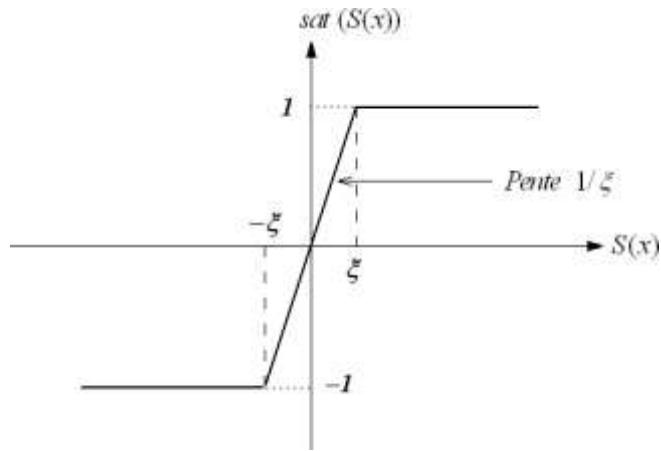


Figure IV.6 : Fonction de saturation ( $\xi > 0$  et petit)

Alors, on obtient la commande douce suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \operatorname{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| > \xi \\ \frac{K_x}{\xi} \operatorname{sign} S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

On peut aussi la remplacer par une fonction de classe  $C^1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (figure. IV.7).

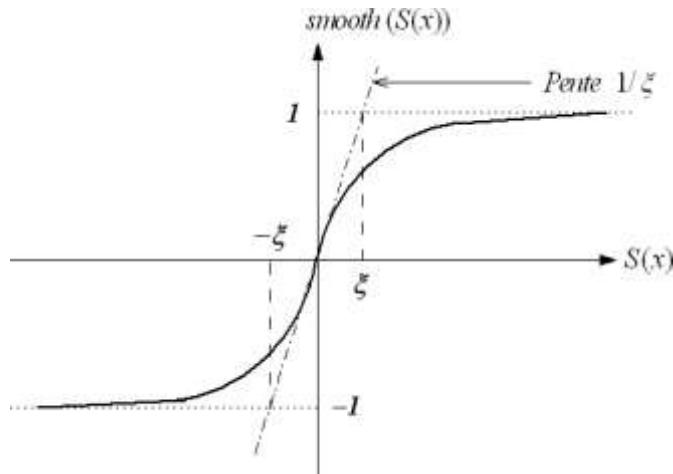


Figure VI.7 : Fonction de classe  $C^1$  ( $\xi > 0$  et petit)

$$\text{smooth } S(x) = \tanh(S(x)) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} = \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (\text{IV.16})$$

D'où, on aura la commande douce suivante :

$$U_n = K_x \frac{S(x)}{|S(x)| + \xi} \quad (\text{IV.17})$$

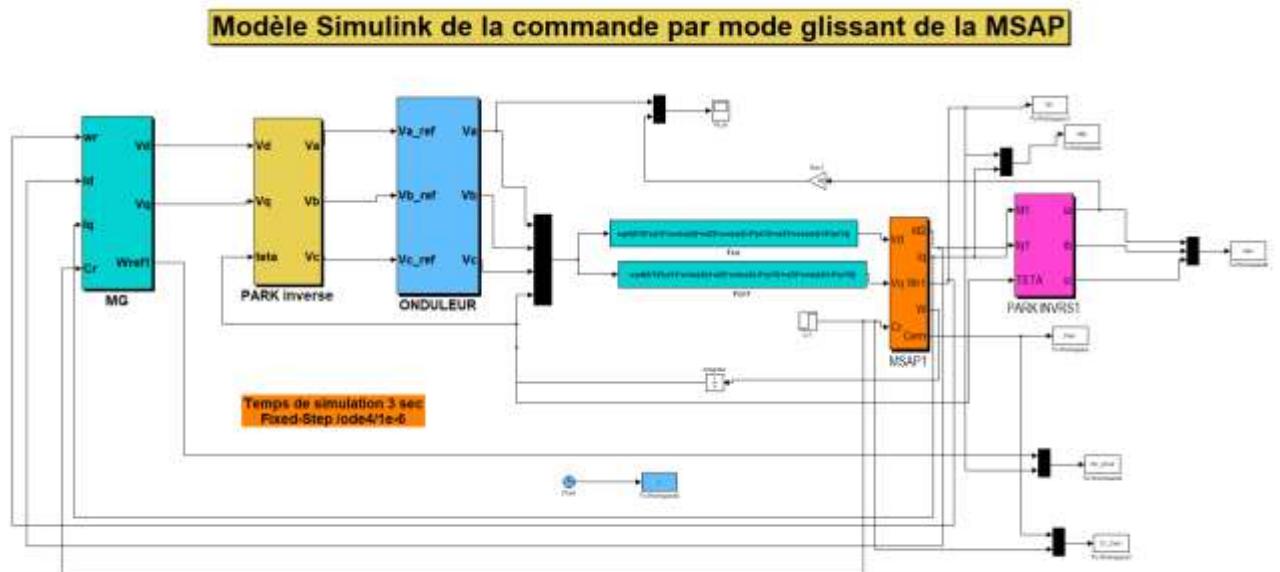
## IV.5. Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP

On rappelle le modèle de la machine synchrone à aimants permanents :

$$\begin{cases} \frac{dt_d}{dt} = i_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_d}{L_d} p \omega_r l_q + \frac{1}{L_d} U_d \\ \frac{dl_q}{dt} = i_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r l_d - \frac{p \phi_{sf}}{L_q} \omega_r + \frac{1}{L_d} U_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \dot{\omega}_r = \frac{p(L_d - L_q)i_d + p\phi_{sf}}{J} l_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

#### IV.5.1 Stratégie de réglage

La figure (IV.8) illustre le schéma de réglage de la MSAP basé sur le principe de la régulation en cascade, caractérisée par une structure à trois régulateurs. Les courants sont régulés par des PI, tandis que la boucle externe assure le contrôle de la vitesse par mode de glissement d'ordre 1 (MGO1).



**Figure IV.8 :** Schéma bloc de la commande par mode glissant de la MSAP

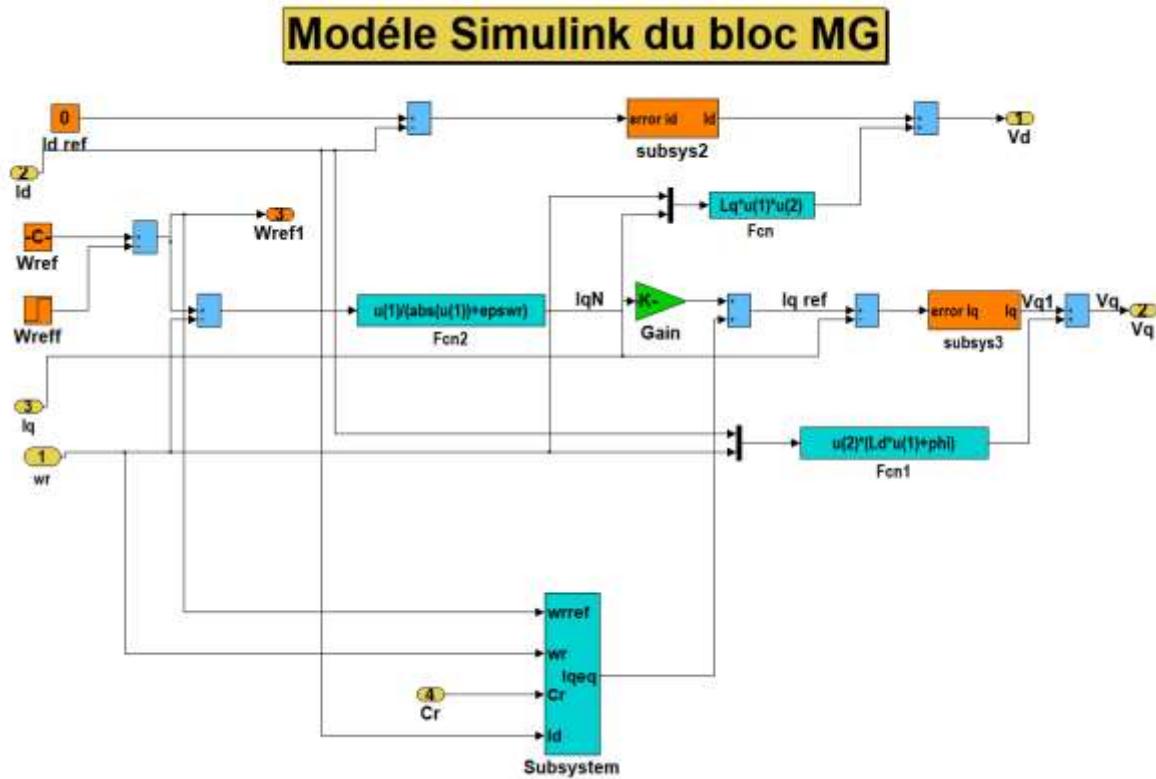


Figure IV.9 : Schéma simulation du bloc mode glissant.

#### IV.5.2. Surface de régulation de la vitesse

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif  $r = 1$  est de la forme suivante :

$$S(\omega_r) = \omega_{rref} - \omega_r \quad (\text{IV.19})$$

La dérivée de la surface est :

$$\begin{cases} \dot{S}(\omega_r) = \omega_{rref} - \frac{p(L_d - L_q)i_d + p\phi_{sf}}{J}i_q + \frac{1}{J}C_r + \frac{f}{J}\omega_r \\ i_q = i_{qeq} + i_{qn} \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\omega_r) = 0 \Rightarrow \dot{S}(\omega_r) = 0 \quad \text{et} \quad i_{qn} = 0 \quad (\text{IV.21})$$

Donc, on déduit la commande équivalente à partir de l'équation (IV.20) :

$$i_{qeq} = \frac{\dot{\omega}_{rref} + \frac{1}{J}C_r + \frac{f}{J}\omega_r}{\frac{p(L_d - L_q)}{J}i_d + p\frac{\phi_{sf}}{J}} \quad (\text{IV.22})$$

Durant le mode de convergence, la dérivée de l'équation de Lyapunov doit être négative :

$$\dot{V}(\omega_r) = S(\omega_r) \dot{S}(\omega_r) < 0 \quad (\text{IV.23})$$

Si on remplace l'équation (VI.22) dans (VI.20), on obtient :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \left[ \frac{p(L_d - L_q)}{J} \iota_d + p\phi_{sf} \right] \iota_{qn} \quad (\text{IV.24})$$

Alors :

$$\iota_{qn} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi \omega_r} \quad (\text{IV.25})$$

$K_{\omega_r}$  : Gain positif.

Dans cette simulation de la commande par mode glissant, seule la stratégie de régulation de la vitesse a été modifiée.

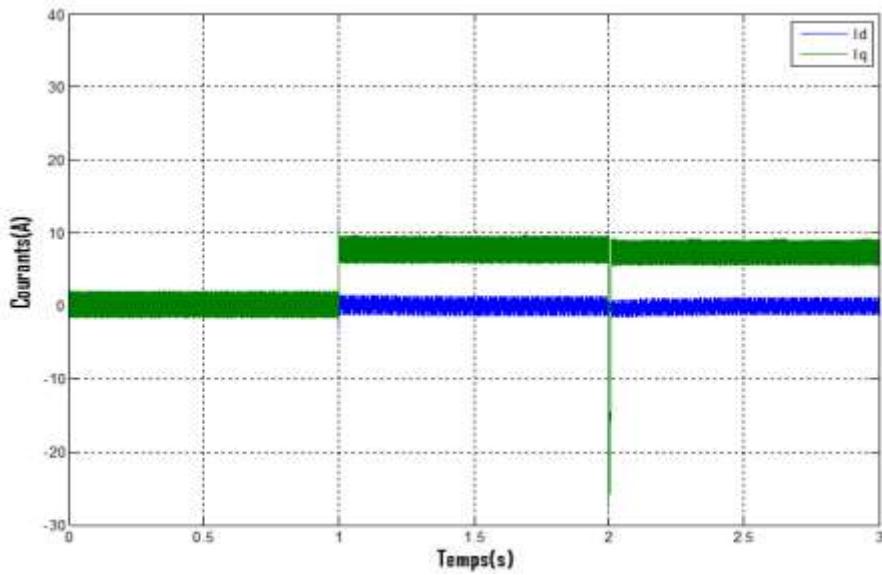
## IV.6. Simulation et interprétation des résultats

Pour évaluer les performances et la robustesse de la commande par mode glissant de la MSAP, des simulations numériques comparables à celles du chapitre précédent ont été réalisées.

### IV.6.1 Essai à vide et en charge

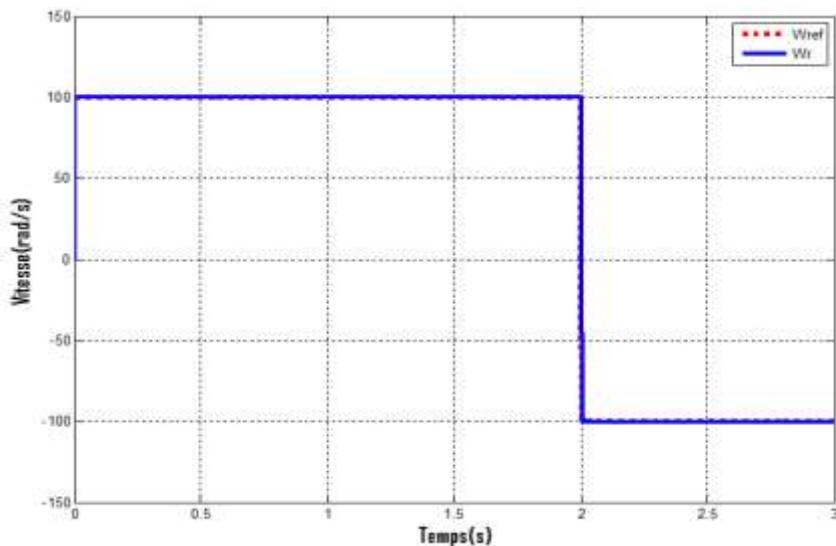
Les figures (IV.10) – (IV.12) présentent les résultats des simulations du MSAP, à vide et en charge, pour une consigne de 100 rad/s. Une charge de 14N.m est appliquée à  $t = 1$ s, permettant d'observer les effets induits sur le système.

- L'allure de vitesse présente une évolution quasi linéaire, atteignant rapidement la vitesse de référence. L'application de la charge à  $t = 1$ s n'entraîne pratiquement aucun effet sur son comportement.
- Au démarrage, le couple présente un pic avant de se stabiliser rapidement à la valeur du couple résistant, aussi bien avant qu'après l'application de la charge.
- Un découplage efficace est obtenu grâce au maintien de ( $i_d$ ) à une valeur nulle, assurant ainsi une séparation optimale des interactions.
- Le phénomène de chattering apparaît clairement dans le couple.
- Le courant ( $i_q$ ) est l'image du couple.

Figure IV.10 : Courants  $i_q$  et  $i_d$ 

#### IV.6.2. Essai de l'inversion de sens de rotation

À l'instant  $t=2s$ , le sens de rotation a été inversé de  $+100\text{rad/s}$  à  $-100\text{rad/s}$  sans charge. La vitesse suit parfaitement la consigne et atteint rapidement sa nouvelle référence. Lors de l'inversion, elle diminue en raison du mode génératrice de la machine, qui génère un couple électromagnétique résistant contribuant au freinage. Une fois la rotation inversée, la machine reprend son fonctionnement en mode moteur, entraînant une augmentation de la vitesse jusqu'à atteindre la nouvelle consigne de  $-100\text{rad/s}$ . On peut ainsi conclure que la robustesse de cette commande est assurée face à cette dynamique de fonctionnement.

Figure IV.11 : Vitesse de rotation  $\omega_r$

#### IV.6.3. Essai de variation du couple de charge

La machine démarre à vide avant que, à  $t = 1$ s, un couple résistant de 14N.m soit appliqué. L'analyse des résultats illustrés par la figure (IV.12), montre que la commande reste insensible à la variation du couple de charge, confirmant ainsi la robustesse de cette approche.

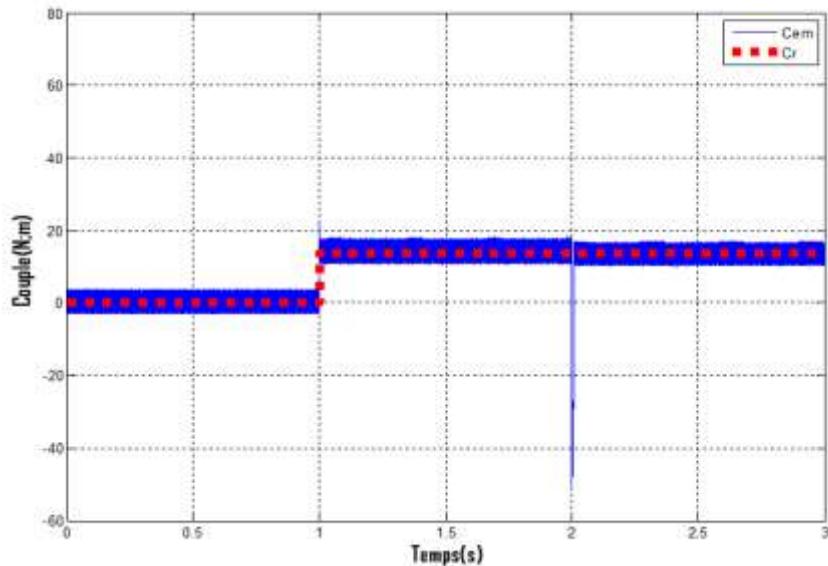


Figure IV.12 : Couple électromagnétique  $C_{em}$ .

### IV.7. Etude comparative entre les commandes par PI et par mode glissant

#### IV.7.1. Comparaison au niveau de la variation de vitesse

Ces tests visent à démontrer la robustesse de la commande face aux changements soudains de la vitesse de rotation. La figure (IV.13), illustre l'évolution de la vitesse et du couple de la MSAP lors d'un démarrage à vide avec une consigne initiale de +100 rad/s. À  $t = 2$ s, la vitesse est inversée à -100rad/s, démontrant la capacité du système à s'adapter efficacement et rapidement à ce changement du sens de rotation.

Les résultats des simulations mettent en évidence la supériorité de la commande par mode glissant en termes de robustesse par rapport aux régulateurs PI. En effet, la commande PI induit un dépassement dans la réponse en vitesse, tandis que la commande MG garantit un suivi précis de la référence sans dépassement. De plus, les observations issues de la figure VI.12 révèlent que le couple généré sous commande PI décroît progressivement, alors que celui sous commande MG se maintient plus longtemps à sa valeur maximale, notamment lors des inversions du sens de rotation de la MSAP.

### VI.7.2. Comparaison au niveau de la variation de charge

La figure IV.13 illustre l'évolution de la vitesse et du couple de la MSAP lors d'un démarrage à vide avec une consigne de 100 rad/s. À  $t = 1$ s, un couple de charge de 14N.m est appliqué.

Avec la commande MG, le couple réagit immédiatement, tandis que la vitesse conserve sa trajectoire sans dépassement ni déformation. Des oscillations à forte amplitude sont observées sur le couple, mais elles sont rapidement atténuées grâce à la transition entre une commande discontinue et continue, permettant au système d'entrer en régime glissant autour de  $(\omega_r) = 0$ .

En revanche, sous commande PI, la perturbation due à la charge entraîne une erreur significative sur la vitesse, qui retrouve sa référence après une phase de déformation. De plus, le couple met un certain temps avant de réagir.

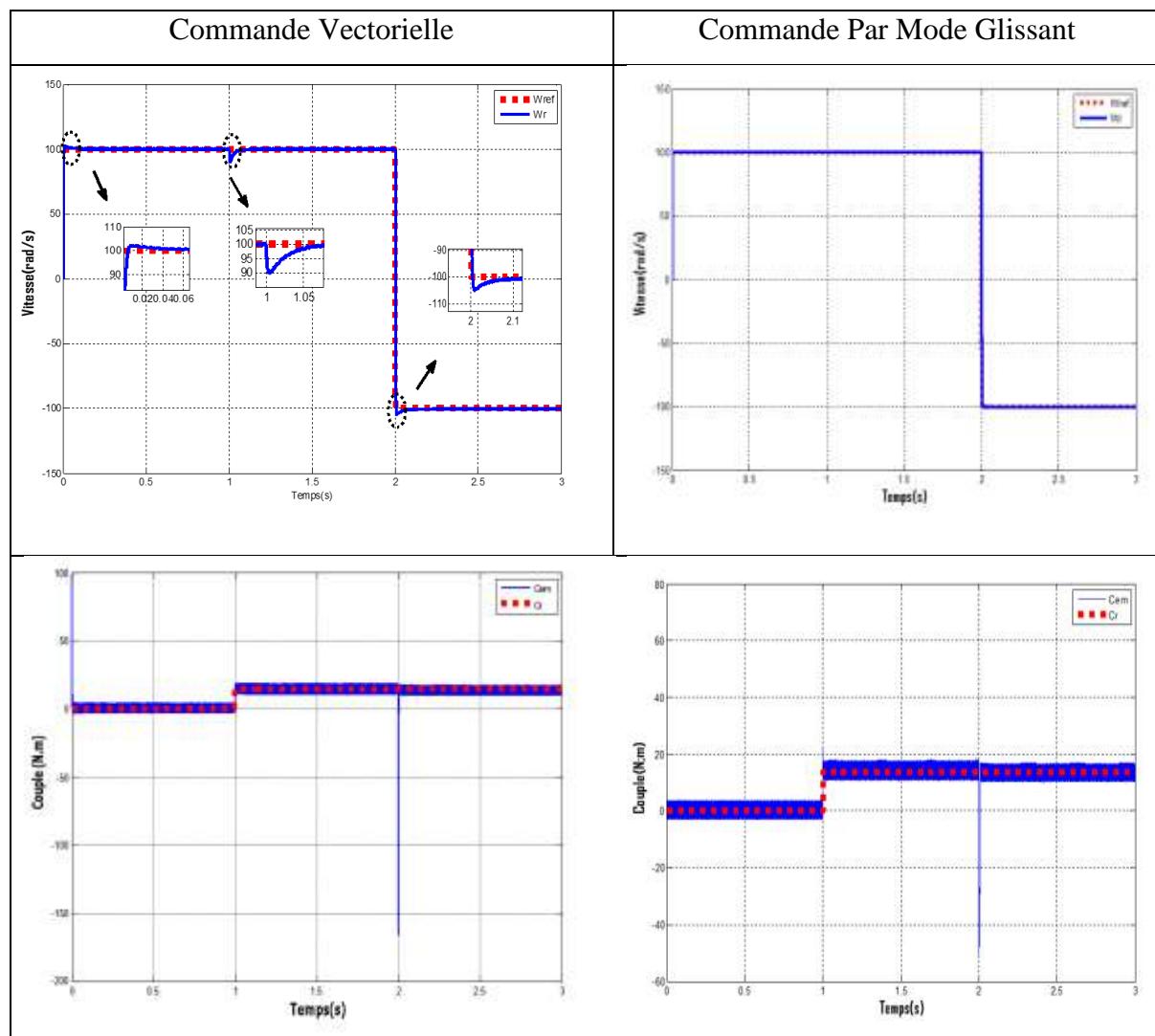


Figure IV.13 : Résultats de simulation pour les variations de vitesse et de charge

## IV.8. Conclusion

Ce chapitre traite l'application de la commande par mode de glissement sur la MASP, avec pour objectif principal la régulation de la vitesse. Dans ce contexte, nous avons d'abord présenté un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable. Ensuite, nous avons détaillé la conception de l'algorithme de commande à travers ses différentes étapes, avant de l'appliquer à la MASP. Enfin, les résultats de simulation ont été présentés et commentés.

Les résultats de simulation nous ont montré que les réponses avec la CMG pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes lors des variations de la charge ou de la vitesse.

Ainsi, on conclut que le réglage de la vitesse par le mode glissant apporte des améliorations notables par rapport aux régulateurs classiques PI. En effet, les régulateurs par mode de glissement offrent d'excellentes performances, tant sur le plan statique que dynamique, garantissant stabilité et précision. Ils permettent un temps de réponse plus court, sans dépassement, et assurent une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total des perturbations. Ces atouts font de cette approche une solution efficace pour la commande de la MASP.

# **Conclusion générale**

## Conclusion générale

Ce travail de recherche a porté sur l'étude et la mise en œuvre de la commande par mode glissant appliquée à une machine synchrone à aimants permanents. Cette approche non linéaire s'est avérée particulièrement efficace pour améliorer les performances dynamiques de la MSAP, tout en assurant une robustesse face aux incertitudes paramétriques et aux perturbations extérieures.

Dans le premier chapitre, nous avons abordé des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), en mettant en avant ses caractéristiques, son principe de fonctionnement ainsi que ses avantages. Ce chapitre a également présenté les aimants permanents, en détaillant leurs propriétés, leur rôle dans le fonctionnement des MSAP.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté une étude générale de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), en nous appuyant sur le modèle équivalent de Park, élaboré à partir d'hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple. Ensuite nous avons établi un modèle de connaissance de l'ensemble Onduleur-MSAP lorsqu'elle est alimentée en tension. Les résultats obtenus ont montré que le système d'association est bien défini et que la machine se comporte comme un système non-linéaire fortement couplé.

Afin d'assurer une commande efficace de la MSAP, il est nécessaire d'opérer un découplage entre la composante magnétique (flux) et la composante mécanique (couple). Pour répondre à cette exigence, une stratégie de commande spécifique a été mise en œuvre, permettant de réaliser ce découplage.

Dans le troisième chapitre, une commande vectorielle utilisant des régulateurs classiques de type PI a été mise en œuvre, afin de conférer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Cependant, les résultats des simulations ont révélé que la régulation de la vitesse à l'aide d'un correcteur PI manque de robustesse face aux variations paramétriques de la machine, principalement en raison de la modélisation linéaire sur laquelle reposent les régulateurs. Face à cette limitation des performances dynamiques, nous avons opté pour un correcteur en mode glissant, connu pour sa robustesse et son efficacité dans des environnements non linéaires et incertains.

Dans le quatrième chapitre, nous avons fait appel à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations ainsi qu'aux non-linéarités. Pour cela, nous avons adopté le réglage par mode de glissement, un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), reconnu pour sa robustesse, sa stabilité, sa simplicité de mise en œuvre, ainsi que son temps de réponse très court, même en présence de variations importantes des paramètres internes et externes.

Les performances obtenues avec le régulateur R.MGO1 ont été comparées à celles des régulateurs de type PI. Quel que soit le régime de fonctionnement considéré, les réponses obtenues avec le R.MGO1 se sont révélées plus rapides et plus robustes face aux variations paramétriques, qu'elles soient internes ou externes.

Par la suite, une étude comparative a été menée entre la commande vectorielle à régulateurs PI et la commande par mode de glissement, dans les mêmes conditions de fonctionnement. Cette analyse a permis de mettre en évidence la supériorité du mode de glissement, tant en termes de rapidité de réponse que de robustesse face aux variations paramétriques, comparativement à la commande vectorielle classique.

D'après les résultats obtenus on peut conclure les points suivants :

- Des performances statiques et dynamiques nettement améliorées ;
- Un meilleur suivi des consignes imposées ;
- Une excellente capacité de rejet des perturbations de charge ;
- Une insensibilité marquée face aux variations paramétriques internes et externes.

Dans la continuité de ce travail, plusieurs axes de recherche peuvent être envisagés :

- L'intégration d'onduleurs multi-niveaux, dans le but de réduire les ondulations du couple électromagnétique et des courants, et ainsi améliorer la qualité des signaux ;
- L'exploration de stratégies de commande avancées, telles que la commande par Backstepping, la commande adaptative ou d'autres approches intelligentes, afin d'optimiser les performances globales du système ;
- La mise en œuvre expérimentale des techniques de commande développées dans ce mémoire, en vue de valider concrètement les résultats de simulation et d'évaluer leur efficacité en conditions réelles.

## Références bibliographiques

[1]	H.Chouiref, « Commande en vitesse par mode glissant d'un moteur synchrone à aimant permanent », Thèse de Magister, Université de Ouargla, 2016.
[2]	M.S.Mahgoun, « Application de la commande aux systemes lineaires perturbes », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas- Setif (UFAS), 201.
[3]	G. Pongo Nyoumea, « Modèles d'identification et de commande d'un aérogénérateur à machine synchrone à aimants permanents ». Université du québec,2018.
[4]	D.Aouzellag, « Construction des machines électriques », Cours Master 2, Université de Bejaia, 2025.
[5]	A. Kobbi, M. Dekkiche « Étude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire », Mémoire Master ; Université Kasdi Merbah Ouargla ; 2016/2017.
[6]	M. S. Merzoug, « Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Mémoire de Magister, Université de Batna 2, Mai 2017.
[7]	A. Hamichi et F. Benkerrou , « Étude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent », Université de Béjaia, 2015.
[8]	M.S.Merzoug, Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents, mémoire de magister, Université de Batna, Algérie.
[9]	F.Gillon, « Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur à commutations électroniques », Thèse de Doctorat, Génie Électrique, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1997.
[10]	M.D.Bidart. Commande Coopérative Des Systèmes Mono convertisseurs Multi machines Synchrone, Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011.
[11]	S.Ramdani. Commande Par Backstepping Du Moteur Synchrone a Aimants Permanents Alimenté Par Onduleur De Tension, Mémoire de Master, Université abou bekra belkaid Tlemcen, 2013.
[12]	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 asynchrones Motors », International Conference on Modelling and Simulation MS, Algérie, 2007.
[13]	M.Sebaa, « 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.
[14]	A. Berrabah et O.Hamza, « <i>Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent</i> », Mémoire de Master, Université de M'sila, 2018.
[15]	N. Bounasla, « <i>Commande par mode de glissement d'ordre supérieure de la machine synchrone à aimants permanents</i> », Mémoire de Master, Université de Sétif, 2014.
[16]	W.Beraza et Y.Mansouri, « <i>Contrôle vectoriel de la machine synchrone à aimants permanents</i> », Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2023.
[17]	F. Dahmoune et T. Achour, « <i>Commande d'un moteur synchrone à aimants permanents</i> », Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2023.
[18]	Y.Nachi. Etude comparative entre la régulation vectorielle et Mode glissant pour un moteur synchrone a aimant permanant, Mémoire master, Université-Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib,2022.
[19]	K. Nabti. Stratégies de Commande et Techniques Intelligentes Appliqués aux Machines de Type Synchrone, Thèse de doctorat en sciences, Université de Mentouri Constantine, 2010.
[20]	D.Abdellah. Commande vectorielle de la msap en utilisant la technique mli vectorielle, Memoire master, Université Labri Ben M'Hidi-Oum El-Bouaghi, 2021.
[21]	N. Bounasla, « <i>Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents</i> », mémoire de Magister, Université de Sétif -1, 2014.
[22]	A. El Kebir, « <i>Commande intelligente d'une machine synchrone à aimants Permanents</i> », Edition universitaires européennes, Université de Mascara, Mars 2018.
[23]	N. Bounasla, « <i>Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents</i> », mémoire de Magister, Université de Sétif - 1, 2014.
[24]	K. Benchaïba Commande de la machine asynchrone par mode de glissement ; Apport de la logique pour la réduction du phénomène « Chattering » 99 Thèse de magister en électrotechnique, ingénieur d9état en électrotechnique. Univ. Batna, 2003.

[25]	S.Haddade ; M.Charife étude comparative de la Commande vectorielle et celle par mode glissement de moteur Asynchrone », mémoire d'ingénierat université de m9silla ,2005.
[26]	R. Sadouni, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double etoile”, Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
[27]	P.Lopez, A.S Nouri « théorie élémentaire et pratique de la commande Par les régimes glissant » spring-verlag Heidelberg 2006.
[28]	A. Djeriou & F. Khelifi,"Commande et observation par mode glissant des convertisseurs multicellulaires séries ». Mémoire d'Ingénierat Université de M9SILA,2009.
[29]	K. Nabti, « Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone », Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
[30]	D.Bentouse; A.Golea, R.Abdelssemed, « commande a Structure variable par mode glissant pour la commande vectorielle Dun moteur asynchrone » ICEL98, 5-7octobre 1998, UST Oran, Algérie.
[31]	C.C.D. Wit, <i>Commande des moteurs asynchrones. 2 – optimisation, discréétisation et observateurs</i> , Hermès Science Publications, Paris, 2000.

## Annexe A

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents
➤ Puissance nominale : $P_n = 1.5 \text{ kW}$
➤ Tension nominale : $v_n = 220 \text{ V}$
➤ Vitesse de rotation nominale : $\omega_n = 104.7 \text{ rad/s}$
➤ Résistance statorique : $R_s = 1.4 \Omega$
➤ Inductance cyclique sur l'axe direct d : $L_d = 0.0066 \text{ H}$
➤ Inductance cyclique sur l'axe quadratique : $L_q = 0.0058 \text{ H}$
➤ Flux des aimants permanents : $\Phi_{sf} = 0.6184 \text{ Wb}$
➤ Coefficient de frottement visqueux : $k_f = 0.00039 \text{ N.m.s/rad}$
➤ Moment d'inertie : $J = 0.00176 \text{ kg.m}^2$
➤ Nombre de paires de pôles : $p = 3$
➤ Couple nominale : $C_n = 14 \text{ N.m}$
Paramètres des régulateurs PI (commande vectorielle)
1. Régulateur de vitesse $\omega_r$ :
$K_{i\omega} = 50$ ; $K_{p\omega} = 1.2$
2. Régulateurs des courants $I_{dq}$ :
$K_{pd} = 84$ ; $K_{id} = 360$
$K_{i\,q} = K_{i\,d}$ ; $K_{p\,q} = K_{p\,d}$
Gain Mode Glissant
$K_{\omega_r} = 35$
$\xi = 5$

## Résumé

This final year dissertation focuses on sliding mode control of a permanent magnet synchronous motor (PMSM). The first chapter presents general information about electric motors, particularly PMSMs, as well as the basic principles of control and energy conversion. The second chapter is dedicated to the modeling of the PMSM, based on equations in the (d,q) reference frame and the integration of the voltage inverter, a key component for motor control. The third chapter deals with vector control (FOC), which enables independent control of flux and torque, offering good dynamic performance. The fourth chapter introduces sliding mode control, a robust strategy against disturbances and uncertainties, ensuring good system stability. Finally, a comparison between vector control and sliding mode control is carried out in terms of performance, robustness, and complexity, highlighting the advantages and limitations of each method.

ضيعر. (MSAP) الدائمة المغناطيسات ذي المترامن المحرك في الانزلاق بطريقة التحكم موضوع الدراسة لنهاية البحث هذا وتحويل ملتحك الأساسية المبادى إلى ضافبإا، MSAP محركت و خاصة ، الكهربائية المحركت حول عامة معلومات الأول الفصل ، الجهد محول ودمج (d,q) المرجعي الإطار في المعادلات على اعتمادا ، MSAP محرك لنموذجة الثاني الفصل يخصص. الطاقة التدفق في ستقلا مال بالتحكم يسمح الذي ، (FOC) الاتجاهي التحكم الثالث الفصل يتناول . المحرك قيادة في أساسيا عنصرا يُعد الذي الاضطرابات همة مواجه في قوية استراتيجية وهي ، بالانزلاق التحكم طريقة الرابع الفصل يقدم . جيدا ديناميكيا أداء يوفر مما ، والعزم حيث من لاق الانز بطريقة والتحكم الاتجاهي التحكم بين مقارنة إجراء يتم ، وأخيرا . النظام جيدا استقرارا يضمن مما ، اليقين وعدم طريقة كل وقيود مزايا يُيز مما ، والتعقيد والمتانة الأداء.

Ce mémoire de fin d'études porte sur la commande par mode glissant d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Le premier chapitre présente les généralités sur les moteurs électriques, notamment les MSAP, ainsi que les principes de base de la commande et de la conversion d'énergie. Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du MSAP, en se basant sur les équations dans le repère (d,q) et l'intégration de l'onduleur de tension, élément clé pour le pilotage du moteur. Le troisième chapitre traite de la commande vectorielle (FOC), qui permet un contrôle indépendant du flux et du couple, offrant de bonnes performances dynamiques. Le quatrième chapitre introduit la commande par mode glissant, une stratégie robuste face aux perturbations et aux incertitudes, assurant une bonne stabilité du système. Enfin, une comparaison entre la commande vectorielle et la commande par mode glissant est réalisée en termes de performance, robustesse et complexité, montrant les avantages et les limites de chaque méthode.