

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE**  
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique  
**Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen**



**Faculté de Technologie**

**Département de Génie Electrotechnique et Electronique**

# **Mémoire de Master**

**Filière : Electrotechnique**

**Spécialité : Commande électriques**

**Présenté par :**

HADJAZI CHAIMA

KERROUMI KHAOULA

## **Optimisation des paramètres de la commande par mode glissant de la vitesse d'une MSAP**

<b>Président :</b>	<b>M<sup>r</sup> MC.BENHBIB</b>	<b>MCA</b>	<b>U.A.B.Tlemcen</b>
<b>Examineur :</b>	<b>M<sup>me</sup> N. BENREZZAK</b>	<b>MAA</b>	<b>U.A.B.Tlemcen</b>
<b>Encadreur :</b>	<b>M<sup>me</sup> D. BOUBEKEUR</b>	<b>MCB</b>	<b>ISTA, ORAN1</b>
<b>Co Encadreur :</b>	<b>M<sup>r</sup> A. BOUMEDIENE</b>	<b>Professeur</b>	<b>U.A.B.Tlemcen</b>

**Année universitaire : 2020 - 2021**

# Remerciement

*Tout d'abord, je remercie infiniment le bon dieu, tout-puissant, de la bonne santé, la volonté et la patience qu'il m'a donné tout le long de mes études.*

*Nos remerciements à Notre encadreur Monsieur BOUMEDIENE ABDELMADJID Qui nous a guide tout au long de Notre travail, avec son expérience, son savoir-faire, sa patience, son dévouement et ces conseils précieux Durant la réalisation de ce travail.*

*Nous tenons à remercier Madame BOUBEKEUR DJAMILA pour son aide précieuse, sa lecture attentive du manuscrit, pour ses corrections et pour ses remarques qui nous ont permis d'améliorer le document final.*

*Nos remerciements s'adressent aussi aux membres de Jury Mr MC.BENHBIB et M<sup>me</sup> N. BENREZZAK qui nous ont fait l'honneur de juger ce modeste travail.*

*Nous exprimons également notre gratitude à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.*

*Enfin, je ne pourrai jamais assez remercier mon père et ma mère, que je porte toujours avec moi. Sans leur grande confiance, leur soutien et leurs prières, je n'aurais pas pu mener à bien mes projets.*

*Enfin, nos remerciements les plus sincères à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce mémoire.*

# Dédicace

*Je dédie ce mémoire à:*

*Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie.*

*Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de vous.*

*Mes sœurs Chaima, Anfel, Djana et frères Hossem, Souhail*

*A tous mes amies j'ai partagé des très beaux moments. Merci et bonne chance à Chahra, Hanane, Imane, Ibtissem.*

*A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.*

*Sans oublier toute la promotion de Master commande électrique  
2020/2021.*

KHAOULA

# Dédicace

*Je dédie ce mémoire à:*

*Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie.*

*Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie. Merci pour les valeurs nobles, l'éducation et le soutien permanent venu de vous.*

*Ma sœur Acil, et frères Marwan, Louay.*

*A Mon fiancé et ma belle mère.*

*A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.*

*Sans oublier toute la promotion de Master commande électrique  
2020/2021.*

CHAIMA

## Résumé

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est de plus en plus utilisé dans le domaine industriel grâce à ses performances supérieures aux autres types de moteurs. La première partie a été consacrée sur la généralité et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents associée à l'onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI. La deuxième partie s'intéresse à la conception de la commande non linéaire par mode glissant. La troisième partie, est consacrée à la méthode d'optimisation dite PSO, est une méthode évolutionnaire qui utilise des individus (particules) pour développer une solution optimal adapté à une multitude de problème. Nous utiliserons cette méthode pour déterminer les paramètres optimaux de la commande par mode glissant.

**Mots clés :** MSAP, Modélisation, Commande par mode glissant, Optimisation, PSO

## Abstract

The permanent magnet synchronous motor (MSAP) is used more and more in the industrial field thanks to its performance superior to other types of motors. The first part was devoted to the generality and modeling of the permanent magnet synchronous machine associated with the voltage inverter controlled by the PWM pulse width modulation technique. The second part deals with the design of the nonlinear sliding mode control. The third part, is devoted to the so-called PSO optimization method, is an evolutionary method that uses individuals (particles) to develop an optimal solution adapted to a multitude of problems. We will use this method to determine the optimal parameters for the sliding mode control.

**Keywords:** PMSM, Modeling, Sliding Mode Control, Optimization, PSO

## Liste des figures

### Chapitre I : Description et modélisation de la MSAP

<b>Figure (I.1):</b> a)- Rotor bobiné / b)- Rotor à aimants permanents .....	20
<b>Figure (I.2):</b> a) - Rotor b)-stator .....	21
<b>Figure(I.3)-</b> Emplacement des aimants sur le rotor.....	22
<b>Figure (I.4) -</b> Principales applications des machines synchrones à aimants permanents .....	25
<b>Figure (I.5) -</b> Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q) .....	27
<b>Figure (I.6) :</b> Schéma fonctionnel de model Park.....	28
<b>Figure (I.7):</b> Structure des machines synchrones autopilotées.....	30
<b>Figure (I.8) :</b> Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	32
<b>Figure (I.9) :</b> Principe de la commande MLI.....	34
<b>Figure (I.10):</b> Schéma bloc l'onduleur de tension avec MLI.....	34
<b>Figure (II.11) :</b> Schéma de simulation d'une MSAP alimenté par onduleur de tension commandé par la technique MLI triangle-sinusoidale.....	35
<b>Figure (I.12) :</b> Evolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP <b>sans onduleur</b> (avec une application de charge $C_r=0.05(N.m)$ à $t=0.5s$ ).....	36
<b>Figure (I.13) :</b> Evolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP <b>avec onduleur</b> (avec une application de charge $C_r=0.05(N.m)$ à $t=0.5s$ ).....	37

### Chapitre II : La Commande par Mode Glissant de la MSAP

<b>Figure (II.1):</b> Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.....	42
<b>Figure (II.2) :</b> Linéarisation exacte de l'écart.....	43
<b>Figure (II.3) :</b> Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement. ....	44
<b>Figure (II.4) :</b> Représentation de la fonction « sign ». ....	46
<b>Figure (II.5):</b> Illustration du phénomène de broutement.....	47
<b>Figure (II.6) :</b> Fonction de saturation.....	47
<b>Figure (II.7):</b> Fonction de smooth.....	48
<b>Figure (II.8) :</b> Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à deux surfaces.....	50
<b>Figure (II.9) :</b> Schéma bloc de la commande par Mode de Glissant (trois surfaces).....	50

<b>Figure (II.10):</b> Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP pour deux surface à une variation de charge ( $C_r=0.005$ et $t=0.5$ ).....	52
<b>Figure (II.11) :</b> Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.....	55
<b>Figure (II.12):</b> Schéma bloc de la commande par Mode de Glissant (2 surfaces).....	55
<b>Figure (II.13):</b> Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP pour trois surface à une variation de charge ( $C_r=0.05$ et $t=0.5$ ) .....	56

### **Chapitre III : La commande par mode glissant optimisée par PSO**

<b>Figure (III.1) :</b> Elément indispensable.....	60
<b>Figure (III.2) :</b> Les méthodes d'optimisation.....	61
<b>Figure (III.3):</b> Nuage d'oiseaux.....	62
<b>Figure (III.4):</b> Banc de poissons.....	62
<b>Figure (III.5) :</b> Déplacement d'une particule.....	63
<b>Figure (III.6):</b> Organigramme général de la méthode PSO.....	67
<b>Figure (III.7):</b> Schéma bloc de la commande optimisé de la MSAP.....	68
<b>Figure (III.8):</b> Résultats de simulation des paramètres optimisés par PSO.....	69

## **Liste des tableaux**

**Tableau I.1 :** Propriétés magnétiques des différents types des aimants

## Nomenclature

Symbole	Signification	Unité
$[V_s]$	Vecteur de tension statorique	V
$[i_s]$	Vecteur courant statorique	A
$[R_s]$	Matrice résistances stator	ohms
$R_s$	Resistance de l'enroulement statorique	ohms
$L_s$	Inductance propre d'une phase statorique	H
$[\varphi_s]$	Vecteur flux statorique	Wb
$[\varphi_f]$	Vecteur flux engendré par l'aimant	Wb
$\omega$	Pulsation électrique	rad/s
$\omega_r$	Vitesse de rotation de la machine	rad/s
$C_{em}$	Couple électromagnétique délivré par le moteur	N.m
$C_r$	Couple résistant	N.m
$P$	puissance	W
$p$	Nombre de paires de pôles	
$J$	Moment d'inertie de parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	
$\theta$	Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé	
$f$	Coefficient de frottement visqueux	N.m.s/rad
$V$	Tension continue appliquée à l'onduleur	V
$P(\theta)$	Matrice de passage direct de Park	
$P(\theta)^{-1}$	Matrice de passage inverse de Park	
$[R]$	Matrice de passage ( $\alpha, \beta$ ) au (d, q)	
$X_{abc}$	Vecteur de la variable X dans le repère triphasé	
$X_{dq}$	Vecteur de la variable X dans le repère de Park	
$L_{ds}, L_{qs}$	Inductance statorique des axes d et q	H
$V_{ds}, V_{qs}$	Tensions statorique des axes d et q	V
$\varphi_{ds}, \varphi_{qs}$	Flux statorique des axes d et q	Wb
$S(x)$	Surface de glissement de la variable x	
$e(x)$	Ecart de la variable à régler	
$\lambda$	Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré	
$V(x)$	Fonction de Lyapunov	
$V_{dref}, I_{dref}$	Tension et courant de référence	V, A
$u$	Grandeur de la commande	
$U_{eq}$	Commande équivalente	
$r$	Degré relatif	
$K$	Gain positif	
$t$	temps	sec
$C_1, C_2$	Constante d'accélération	
$r_1, r_2$	Variable aléatoire	

$N_p$	Nombre de particule de l'essaim	
$N_d$	Nombre de variable du problème	
$N_{kmax}$	Le nombre maximal d'itérations	
$V_{ij}(k)$	La vitesse de la $j^{ième}$ composante de la $i^{ième}$ particule de l'essaim, à la $k^{ième}$ itération	
$P_{ij}$	la $j^{ième}$ composante de la meilleur position occupe par la $i^{ième}$ particule de l'essaim enregistré dans les itérations précédentes (local best)	
$g_{ij}$	la $j^{ième}$ composante de la meilleure position occupe par la $i^{ième}$ particule global de l'essaim (global best)	
$X_{ij}$	la $j^{ième}$ coordonnées de la position actuelle de la particule $i$ à la $k^{ième}$ itération	
$P_{best}$	La meilleure position locale	
$g_{best}$	La meilleure position globale	
$w$	Fonction de pondération	
$w_{max}$	Poids initial	
$w_{min}$	Poids final	

## Abréviation

**MSAP** : Machine synchrone à aimant permanent.

**MCC** : Machine à courant continu.

**MLI** : Modulation par largeur d'impulsion.

**CSV** : Commande à structure variable

**MC** : Mode de convergence.

**MRP** : Mode de régime permanent.

**MG** : Mode de glissement.

# Sommaire

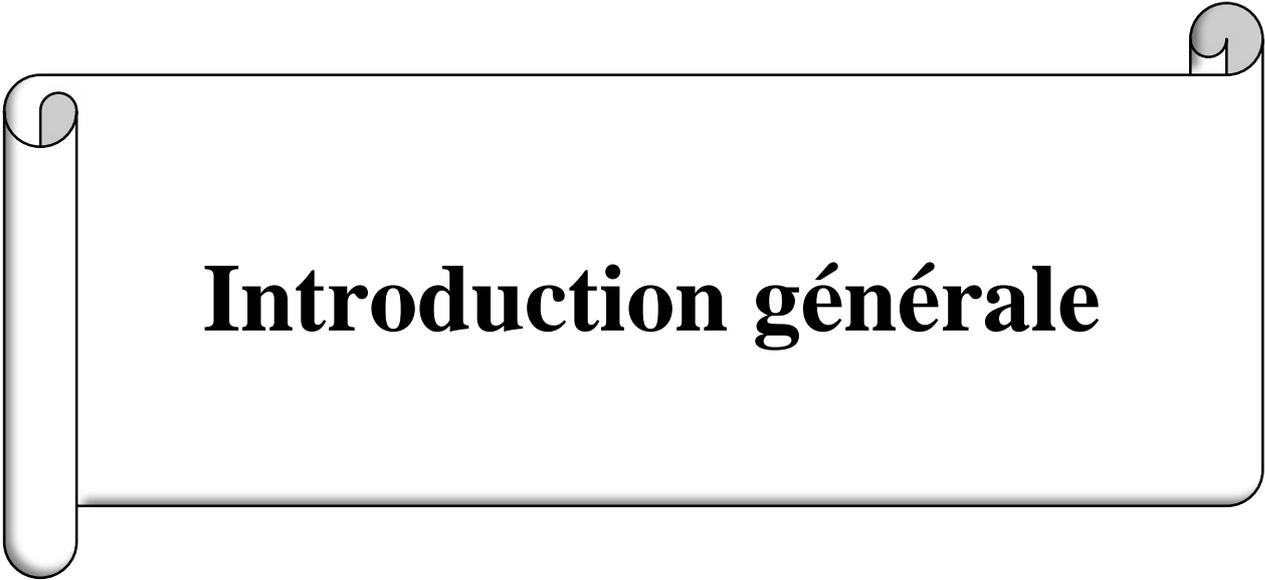
Introduction Générale .....	1
<b>Chapitre I</b>	
<b>Description et modélisation de la MSAP</b>	
I.1 Introduction.....	2
I.2.Présentation de la MSAP .....	2
I.2.1.Machine synchrone .....	2
I.2.1.1.Le moteur synchrone a rotor bobine (MSRB).....	3
I.2.1.2.Le moteur synchrone a aimant permanents(MSAP) .....	3
I.2.1.2.1Matériaux pour aimants .....	5
I.2.1.2.2.Principe de fonctionnement de la MSAP .....	6
I.2.1.2.3.Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines .....	6
I.2.1.2.4.Les inconvénients.....	7
I.2.1.2.5.Les domaines d'application de MSAP .....	7
I.3.Modélisation de la MSAP .....	8
I.3.1.Hypothèses simplificatrices .....	9
I.3.2.Mise en équation de la machine.....	9
I.3.2.1.Les équations électriques .....	9
I.3.2.2.Les équations mécaniques .....	10
I.3.3.Transformation de Park .....	10
I.3.3.1.Transformation de Park directe.....	11
I.3.3.2.Transformation de Park inverse .....	11
I.3.4.Mise sous forme d'équations d'état .....	12
I.3.5.Principe d'autopilotage .....	13
I.3.6.Modélisation de l'association onduleur de tension-MSAP .....	12
I.3.6.1Définition de l'onduleur .....	13
I.3.6.2.Types d'onduleurs .....	13
I.3.6.3.Onduleur de tension triphasé .....	14
I.3.6.4.Principe de fonctionnement et modélisation de l'onduleur de tension.....	14
I.3.6.5.Modélisation de l'onduleur de tension.....	16
I.3.7.Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion MLI .....	16
I.3.7.1.Schéma de simulation d'onduleur de tension .....	16
I.3.8.Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	17
I.4.Résultats de simulation de la MSAP... ..	18
I.4.1.Interprétations des résultats .....	20
I.5.Conclusion .....	21
<b>Chapitre II</b>	
<b>La commande par mode glissant de la MSAP</b>	
II.1. Introduction .....	22
II.2. Théorie des modes glissants.....	22
II.3. Principe du réglage par mode glissant.....	23
II.3.1 Bases mathématiques de la commande par mode glissant .....	24
II.4. Systèmes à Structures Variables en Mode Glissant .....	24
II.5. Conception de l'algorithme de commande par mode glissant .....	25

II.5. 1.Choix de la surface de glissement.....	26
II.5. 2.Conditions de convergence .....	27
II.5. 2.Conditions de convergence .....	27
II.5. 2.1.Fonction directe de commutation.....	27
II.5. 2.2. Fonction de Lyapunov.....	28
II.5. 2.3. Détermination de la loi de commande.....	29
II.6. Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement .....	29
II.6. 1. Le broutement (chattering) .....	29
II.6. 2.Elimination du phénomène de chattering.....	30
II.7. Application de la commande par mode de glissant d'ordre 1 à la MSAP .....	31
II.7.1.Synthèse des régulateurs pour la stratégie avec deux surfaces	31
II.7.1.1.Réglage de courant $I_d$ .....	31
II.7.1.2. Réglage de vitesse .....	32
II.7.2. Synthèse des régulateurs pour la stratégie avec trois surfaces .....	33
II.7.2.1.Surface de régulation du courant $I_d$ .....	33
II.7.2.2.Surface de régulation de la vitesse	36
II.7.2.3. Surface de régulation de courant $I_q$ .....	12
II.8 Conclusion .....	39

### *Chapitre III*

#### **La commande par mode glissant optimisée par PSO**

III.1. Introduction .....	41
III.2. Les éléments d'optimisation .....	41
III.3. Les méthodes d'optimisation.....	42
III.4. L'optimisation par essaim particulière : .....	42
III.4.1. Principe de fonctionnement de PSO .....	43
III.4.2. Critère de performance.....	45
III.4.2.1. Critère de performances de la précision dynamique.....	46
III.4.3. Principe de l'algorithme PSO.....	46
III.4.4. Formulation mathématique du PSO .....	47
III.4.5. Déroulement de l'algorithme.....	49
III.5. Application de la PSO à l'optimisation des paramètres de la commande par mode glissant	50
III.5.1. Résultats de simulation.....	51
III.5.2. Interprétation .....	51
III.6.Conclusion.....	52
Conclusion générale.....	
Annexe.....	
Bibliographie .....	



# **Introduction générale**

# Introduction générale

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans l'industrie parce qu'ils offrent beaucoup d'avantages, ils sont fiables, ils ont une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, ils sont moins encombrant que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation [32] une dissipation de chaleur minimale et un couple massique important. De plus, l'élimination des balais réduit les bruits et supprime la nécessité de leurs maintenances. Les recherches actuellement ont pour but de remplacer les machines à courant continu (MCC) par des MSAP dans le domaine industriel. [13]

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, [2] entraînement à vitesse variable. Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continue ; car le système est non linéaire et couplé, multi-variable et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q donc, on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de transformation de Park et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents. [21]

Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie [5]. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (effet de Chattering). [32]

Notre travail est basé sur la commande non linéaire par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension. Ce dernier est commandé par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Afin de trouver les paramètres de la commande, une méthode d'optimisation « optimisation par essaims des particules » est appliquée en dernier.

Le mémoire est divisé en trois chapitres comme suite :

**Le premier chapitre est consacré** à des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents tout en se basant sur ses différentes structures, et puis nous sommes passés à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park(d, q) qui permet la mise sous forme d'équation d'état de la machine alimentée en tension. A partir de là, nous avons validé le modèle mathématique dans un environnement MATLAB/SIMULINK, et on a aussi présenté l'étude de la modélisation d'onduleur commandé par MLI. A la fin de ce chapitre, nous avons donné les résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents.

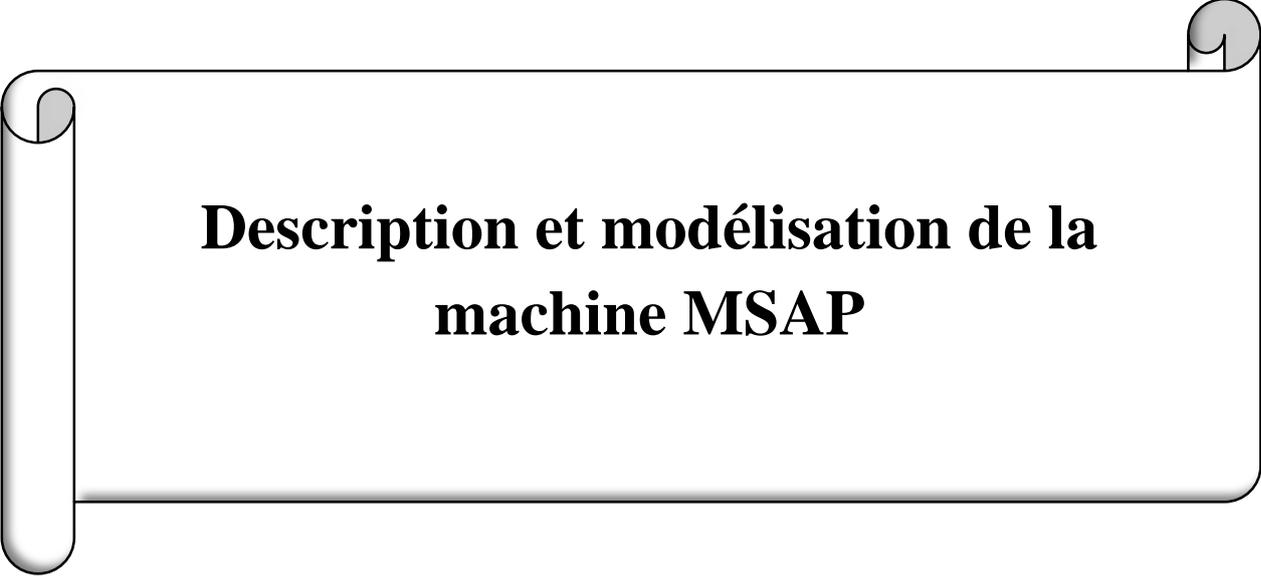
**Le deuxième chapitre concerne** la commande par mode glissant, on a présenté un bref aperçu sur la théorie de cette méthode de réglage. Puis on a donné quelques avantages et inconvénients, et l'application de cette commande sur la machine synchrone à aimant permanent (deux surface et trois surfaces). A la fin de ce chapitre on a donné les résultats de simulation.

**Dans le troisième chapitre**, nous présentons l'optimisation avec ces différentes méthodes classiques et méta-heuristique. Puis on a défini PSO (partical swarm optimization) en français (optimisation par essais des particules).

Ainsi, on a présenté le principe de l'algorithme PSO et la formulation mathématique du PSO. Ce qui nous a permis d'avoir le paramètre optimal de la commande.

Nous terminons par une conclusion générale et nous proposons quelques perspectives pour la continuation future de ce travail.

**Chapitre I :**



**Description et modélisation de la  
machine MSAP**

## I.1.Introduction

L'étude de comportement d'un moteur électrique c'est une tâche très difficile et nécessite une bonne connaissance de modèle.

Historiquement, les moteurs les plus utilisés étaient les moteurs à courant continu (ex : robots, machine...). Mais son principal défaut les collecteurs mécaniques qui ne résistent pas à certaines applications et nécessitent une maintenance continue.

C'est pour cette raison on a utilisé les machines à courant alternatif pour profiter de leur avantage qui est la flexibilité de la variation de vitesse, et parmi les moteurs à courant alternatif on a la MSAP machine synchrone à aimants permanents, cette dernière reste un bon choix à cause de l'évolution de ces aimants qui permet d'utiliser comme inducteur dans les machines le rapport couple/masse important.

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à une source d'alimentation purement sinusoïdale. Il permet essentiellement de retrouver le modèle classique de la machine synchrone.

## I.2.Présentation de la MSAP

Les moteurs électriques sont des convertisseurs statiques, qui transforment l'énergie électrique en énergie mécanique. Peuvent être regroupés en deux grandes catégories qui sont : moteurs à courant continu et les moteurs à courant alternatif (machines synchrones et les machines asynchrones) et ce nous intéresse c'est les machines synchrones.

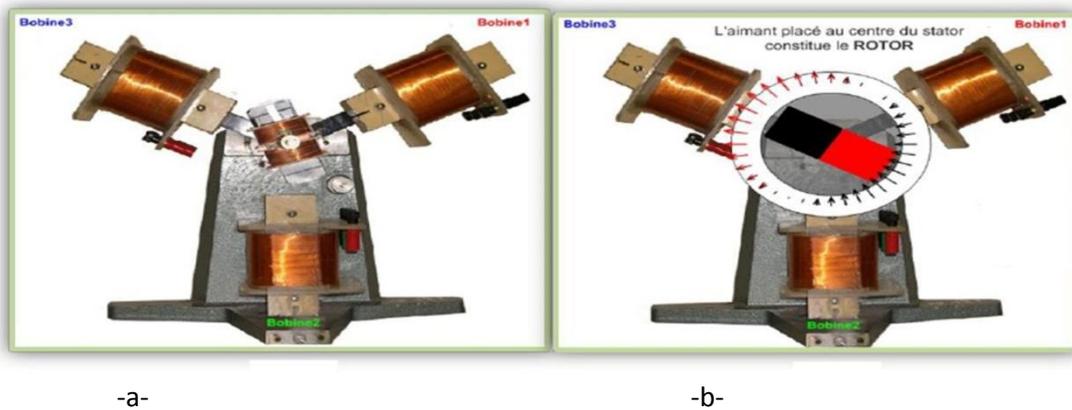
### I.2.1 Machine synchrone

Le moteur synchrone est une machine à courant alternatif, elle se compose d'un dispositif inducteur qui produit un flux magnétique à travers l'induit, placé au rotor. Cet inducteur peut être un aimant permanent, ou un bobinage parcouru par un courant continu [1].

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

- Machine synchrone à reluctance variable.
- Les machines synchrones à rotor bobiné.
- Les machines synchrones à aimants permanents.

Dans cette partie nous aborderons la machine synchrone à aimants permanents et à rotor bobiné.



Figure(I.1)a) Rotor bobiné / b) Rotor à aimants permanents [2]

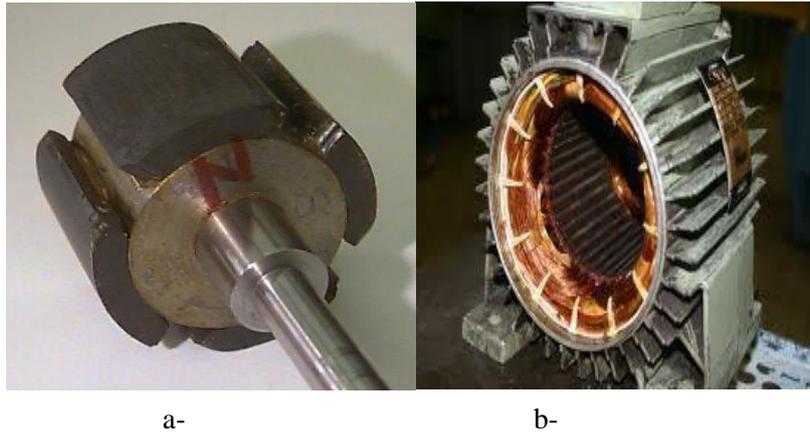
### I.2.1.1. Machine synchrone à rotor bobiné (MSRB)

Concernant les machines synchrones à rotor bobiné, cette machine ressemble la machine à courants continus. Mais elles diffèrent seulement par la manière de la commutation du courant ; commutation mécanique pour la machine à courant continu et commutation électronique pour la machine synchrone à rotor bobiné, les contacts glissants et l'usure des balais limite le fonctionnement à haute vitesse de la machine à rotor bobiné mais à un degré moins important que la machine à courant continu. [10]

### I.2.1.2. Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

La machine synchrone à aimants permanents se compose d'un stator triphasé et un rotor monté avec des aimants permanents qui fournissent le flux du champ. Cette machine n'a pas besoin d'un approvisionnement extérieur pour exciter le rotor. Elle est caractérisée par un faible moment d'inertie.

- **Stator** : similaire au moteur asynchrone. Il se compose d'un enroulement distribué triphasé, de sorte que la force électromotrice générée par la rotation du champ magnétique du rotor est sinusoïdale ou trapézoïdale. L'enroulement est représenté par les trois axes (a, b, c) logés dans les évidements du circuit magnétique fixe décalés électriquement de  $120^\circ$  les uns par rapport aux autres. Ce dernier est laminé pour réduire les courants de Foucault et limiter les pertes dans le fer. Il est généralement composé d'une tôle à base d'un alliage fer-silicium, qui permet d'obtenir une résistance inductive élevée. [7]
- **Rotor** : Il est composé d'aimants permanents. Les aimants permanents ont l'avantage d'éliminer les pertes de balais et de rotor et la nécessité de fournir une source de courant d'excitation. [7]



**Figure ( I.2):** a)- Rotor b)-stator [ 77]

Cependant, l'amplitude du flux du rotor ne peut pas être contrôlée. Il existe de nombreuses façons de placer des aimants sur le rotor. **(Figure. I.3).**

- **Aimant en surface (Surface Mounted) (Figure. I.3-a)**

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène, le moteur est le plus souvent à pôles lisses. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisant. Ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

- **Aimants insérés (InsetMagnet Type) (Figure. I.3-b)**

Les aimants du type insérés aussi sont montés sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplies du fer, L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdales, parce que l'arc polaire magnétique peut être réglé afin d'aider à former les forces électromagnétiques.

- **Aimants enterrés (Interior Magnet Type) (Figure. I.3-c)**

Les aimants sont intégrés dans la masse rotorique. Le moteur sera à pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, les inductances dépendent fortement de la position du rotor. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer et plus complexe à contrôler.

- **Aimants à concentration de flux (Flux Concentrating Type) (Figure. I.3-d)**

Les aimants sont profondément placés dans la masse rotorique. L'avantage de cette configuration 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. Ce type de machine possède de l'effet de saillance. [5] [18]

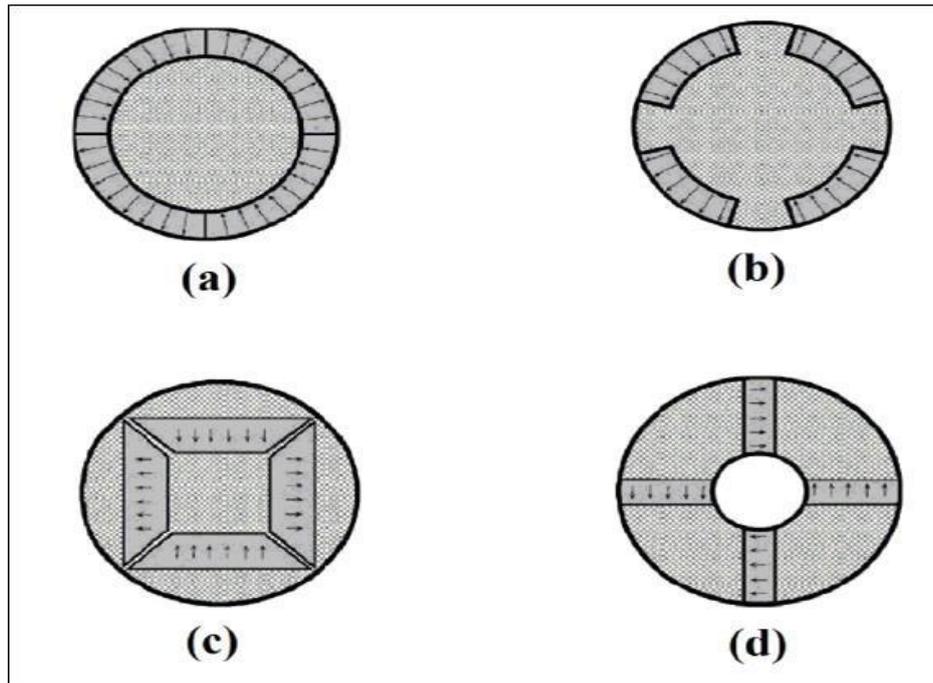


Figure (I.3): Emplacement des aimants sur le rotor. [5]

#### I.2.1.2.1 Matériaux pour aimants

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

##### - Les Alnico

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

##### - Les Ferrites

Aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont sur tout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie-prix.

##### - Les alliages métaux terres rares

Ils sont, actuellement, les plus performants tout aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante l'alliage :

➤ **les Samarium Cobalt (SmCo):** sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans composition. Les Sm-Co sont utilisés dans les applications particulières (télécommunication, aérospatiale) dont les propriétés à haute température et résistance à l'oxydation sont supérieures.

➤ **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). Les aimants de type Nd-Fe-B sont principalement utilisés dans la micro-informatique et les télécommunications. [4]

Ces aimants sont très appréciés par les constructeurs, car ils permettent une réduction, importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance, puisque ils possèdent une puissance massique élevée. En effet, la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans les aimants. [8]

Le choix d'aimant est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous.

Type D'aimant	Densité d'énergie $(BH)_{max}$ (KJ/m <sup>3</sup> )	Induction rémanente Br(T) à 25°C	Champ coercitif $-H_c$ (KA/m)	Température $T_{max}$ (°C)	Prix (€ /Kg)
<b>NdFeB</b>	200-380	1.2 -1.5	900 -2000	140-220	80 -150
<b>Sm Co<sub>5</sub></b>	140-200	1	2000	280	220
<b>Sm<sub>2</sub> Co<sub>17</sub></b>	180-240	1.05	2000	350-550	300
<b>AlNiCo</b>	50-85	1.1 -1.3	130	550	45
<b>Ferrites strontium</b>	27-35	0.3-0.4	250	250	6
<b>Ferrites baryum</b>	8-30	0.2-0.4	170	100-240	4

**Tableau I.1** Propriétés magnétiques des différents types d'aimants

#### I.2.1.2.2. Principe de fonctionnement de la MSAP

Le principe de fonctionnement d'une MSAP est basé sur l'interaction entre le champ tournant produit par un aimant placé sur le rotor et le champ tournant créé par les courants triphasés du stator. Les deux champs tournent à la même vitesse de synchronisme.

Lorsque le rotor accompagne le champ tournant statorique, la force électromagnétique (force de Laplace) sur chaque conducteur garde une valeur constante, l'ensemble de ces forces forme le couple électromagnétique de valeur constante, ce couple peut être moteur ou résistant, alors qu'une machine n'engendre que des couples à la vitesse de synchronisme.

Les MSAP peuvent avoir une double fonction :

- Soit produisant un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation de la machine **fonctionnement générateur**.
- Soit absorbant un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation lors du **fonctionnement moteur**. [22]

#### I.2.1.2.3. Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes [6][5]

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple élevé, l'absence du système balais lames du collecteur pour les moteurs à aimants permet de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitation pour la vitesse maximale.

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air. Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité.

D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'auto pilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement.

Les moteurs à aimants présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones:

- Un faible moment d'inertie, ce qui a pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné.
- Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants.
- Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone ;
- Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants.

#### I.2.1.2.4. Inconvénients [20] [21]

Comme inconvénients on cite :

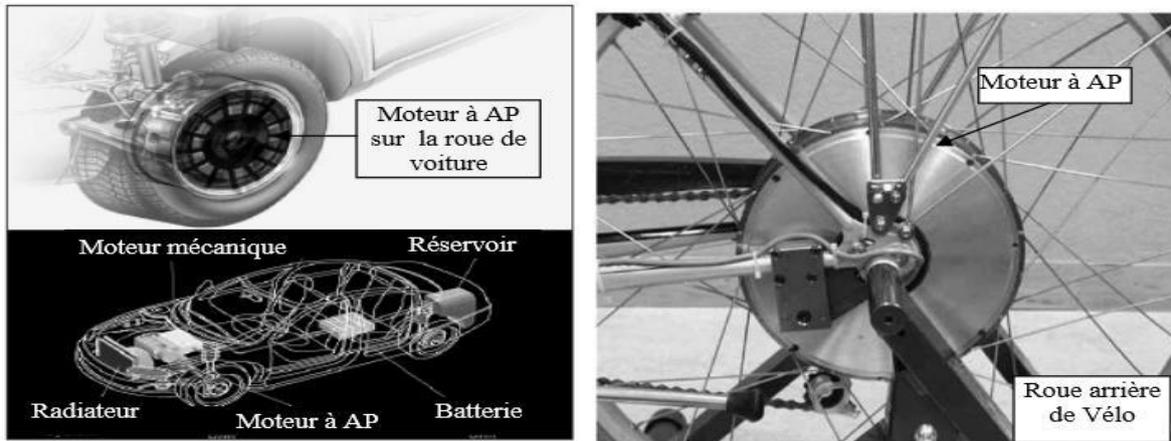
- ✓ Ondulation de couple
- ✓ Coût élevé des aimants
- ✓ Pertes par courants de Foucault dans les aimants.
- ✓ Technologie coûteuse
- ✓ Risque de démagnétisation, il est soumis à des restrictions telles que les restrictions suivantes température maximal.

#### I.2.1.2.5. Domaines d'application de MSAP [11]

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance.

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.
- les application de l'énergie de l'éolienne.
- la production d'électricité.
- Les équipements domestiques (machine à laver le linge)
- Les véhicules électriques.
- Les applications robotiques.
- La production d'électricité.
- Les applications de l'énergie de l'éolienne.

- Lecteurs CD/DVD et disques durs d'ordinateur.
- Voiture et vélo électriques.



a-Voiture Hybride

b-Vélo électrique



c-Lecteur CD/DVD et disque

d-Lecteur video ,VC dur dePC

**Figure (I.4):** Principales applications des machines synchrones à aimants permanents[11] .

### I.3.Modélisation de la MSAP

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent. Cependant, la machine réelle présente des phénomènes physiques difficile à modéliser ce qui va nous pousser utiliser les hypothèses simplificatrices. [9]

#### I.3.1. Hypothèses simplificatrices

Hypothèses simplifiées couramment utilisées dans la modélisation de la machine, la plupart des références donnent : [12]

- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer.
- Le circuit magnétique est supposé non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaire de courant.
- Le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté: les courants de Foucault sont négligeables.
- L'hystérésis, l'effet de peau ainsi que l'effet de la température sont négligeables.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

### I.3.2. Mise en équation de la machine

#### I.3.2.1. Les équations électriques

➤ Expression des tensions statoriques :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (I.1)$$

➤ Expression des flux statoriques :

$$[\varphi_s] = [L_s][I_s] + [\varphi_{sf}] \quad (I.2)$$

Avec :

$$[V_s] = [v_a v_b v_c]^T : \text{Vecteurs tensions statoriques}$$

$$[I_s] = [i_a i_b i_c]^T : \text{Vecteur courant statoriques}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance du stator}$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} : \text{Matrice inductance du stator}$$

$$[\varphi_{sf}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux engendré par l'aimant}$$

$\theta$ : Angle de charge (position de rotor) défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t w dt \quad (I.3)$$

Avec :  $w = p\Omega_r$

$w$ : La pulsation électrique.

$p$ : Le nombre de paires de pôle.

$\Omega_r$ : La vitesse de rotation de rotor.

#### I.3.2.2. Les équations mécaniques

-L'équation de mouvement reste toujours la même :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega_r) \quad (I.4)$$

Avec :

$C_{em}$ : Le couple électromagnétique délivré par le moteur.

$C_r$ : Le couple résistant.

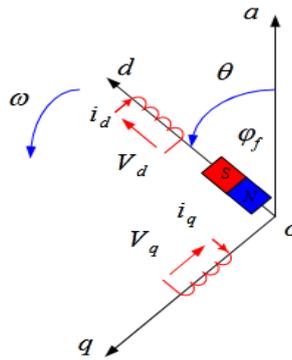
$f$  : Coefficient de frottement.

$J$  : Moment d'inertie du moteur.

### I.3.3. Transformation de Park

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

La figure (I.5) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère  $(o,a)$  est fixe. Le repère  $(d,q)$  tourne avec la vitesse de synchronisme  $\omega$ . [19]



**Figure (I.5)** Schéma équivalent de la MSAP dans le repère  $(d,q)$  [5]

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est représenté par la Figure suivant :

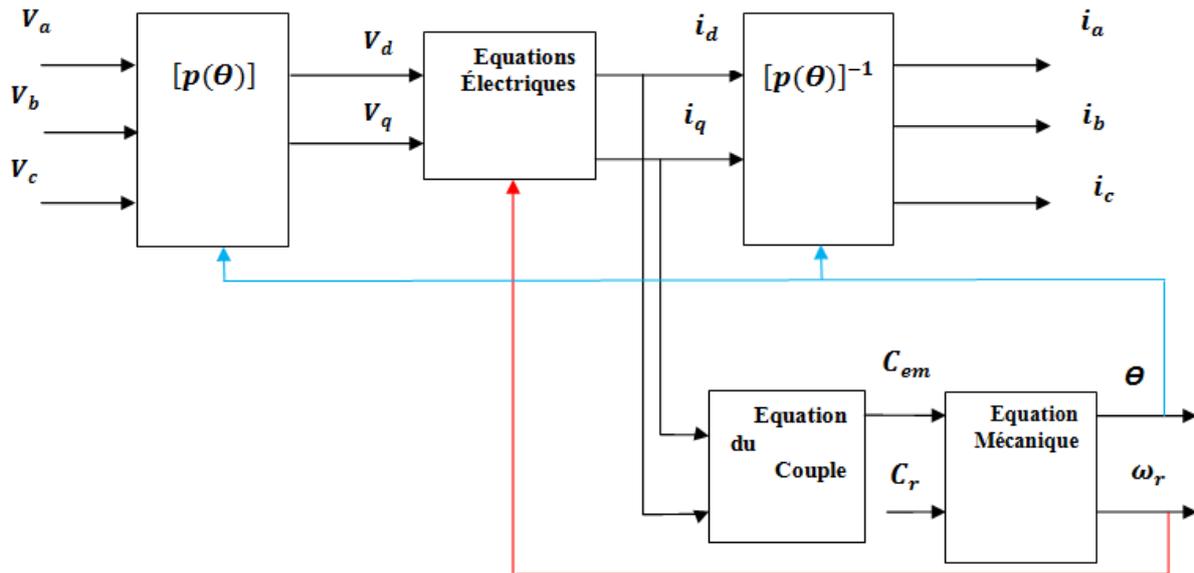


Figure (I.6) : Schéma fonctionnel de model Park

**I.3.3.1. Transformation de Park directe**

$$[X_{dq0}] = p(\theta)(X_{abc}) \tag{I.5}$$

$$p(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{I.6}$$

**I.3.3.2. Transformation de Park inverse**

$$X_{abc} = p^{-1}(\theta)(X_{dq0}) \tag{I.7}$$

$$P^{-1}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \tag{I.8}$$

• **Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (d,q)**

**- les équations électriques**

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \tag{I.11}$$

$$V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \phi_f \tag{I.12}$$

- $V_d, V_q$  sont les grandeurs tension dans le repère rotorique (d,q),
- $i_d, i_q$  sont les grandeurs courant dans le repère rotorique (d,q),
- $L_d, L_q$  l'inductance d'axe direct et en quadrature respectivement.

**-Equation mécanique**

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega_r) \quad (I.13)$$

**-Equation électromagnétique**

La puissance s'écrit comme suit à partir de Park :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (I.14)$$

On remplaçant  $V_d$  et  $V_q$  par leur expressions, et on obtienne :

$$P(t) = \frac{3}{2} [R_s (i_d^2 + i_q^2) - (i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt}) + \frac{d}{dt} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)] \quad (I.15)$$

D'où :

- $\frac{3}{2} [R_s (i_d^2 + i_q^2)]$  : représente la chute de tension Ohmique (pertes par effet joule).
- $\frac{3}{2} [i_d \frac{d\varphi_d}{dt} + i_q \frac{d\varphi_q}{dt}]$  : représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.
- $\frac{3}{2} [\frac{d}{dt} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)]$  : représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

**On a :**

$$P_{em} = C_{em} \Omega \quad (I.16)$$

**D'où :**

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (I.17)$$

En remplaçant  $\varphi_d$  et  $\varphi_q$  par leurs expressions il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_f i_q] \quad (I.18)$$

**I.3.4. Mise sous forme d'équations d'état**

Considérons ( $V_d, V_q$ ) et le flux d'excitation ( $\varphi_f$ ) comme grandeurs de commande, les courants statoriques ( $i_d, i_q$ ) comme variable d'état et le couple  $C_r$  comme perturbation. Donc le modèle non linéaire d'état dans le repère tournant d-q est décrit par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{wL_d}{L_d} i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{wL_d}{L_q} i_d - \frac{w\varphi_f}{L_q} \\ \frac{3}{2} P \frac{\varphi_f}{J} i_q + \frac{3}{2} P \frac{(L_d - L_q)}{J} i_d i_q - \frac{F}{J} \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

### I.3.5.Principe d'autopilotage

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statoriques, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant), il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [23].

Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas, il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation. La machine synchrone excitée de manière indépendante entraîne un capteur de position qui permet :

- La détection de la position relative rotor/stator, c'est-à-dire, la position du champ inducteur par rapport au champ induit.
- La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformateur d'impulsions et envoyés sur les gâchettes de la machine synchrone. On dit que la machine est « autopilotée ». L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesses, et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courant continu

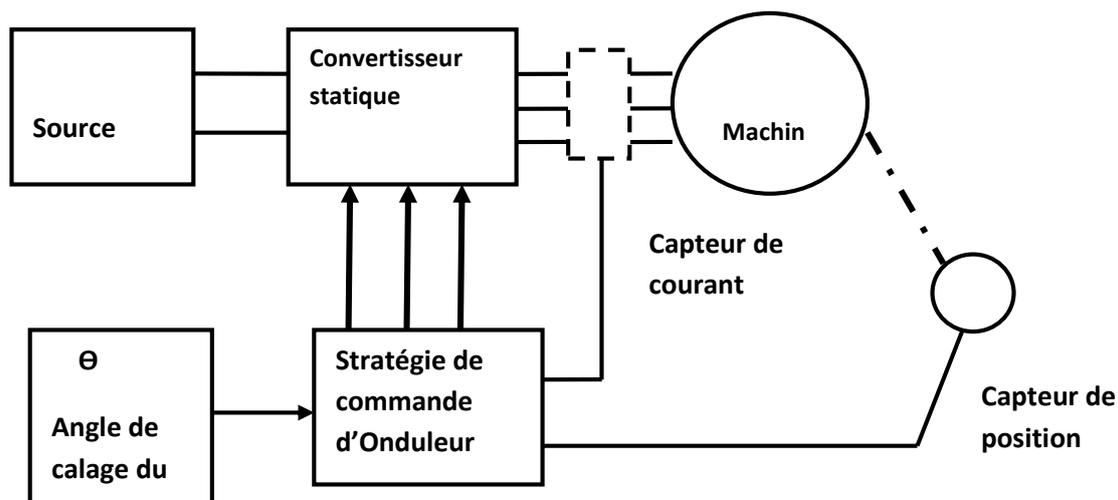


Figure (I.7): Structure des machines synchrones autopilotées

### I.3.6.Modélisation de l'association Onduleur de tension-MSAP

#### I.3.6.1Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours. [5]

#### I.3.6.2.Types d'onduleurs

Il existe différents types de l'onduleur :

- ❖ Selon la source :

- Onduleur de tension.
- Onduleur de courant.
- ❖ Selon le nombre de phase (triphase, monophasé.)
- ❖ Selon le nombre de niveau (2, 3 etc.....)

### I.3.6.3. Onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques. [15] [13] [16].

### I.3.6.4. Principe de fonctionnement et modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor, la sortie correspondant au point milieu du bras. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne. [15] [13].

### I.3.6.5. Modélisation de l'onduleur de tension

Nous considérons que la machine synchrone est couplée en étoile. Les tensions d'entrée de l'onduleur ( $V_{ao}$ ;  $V_{bo}$ ;  $V_{co}$ ) sont référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée O. Le neutre de la machine n'est pas connecté au point milieu O de l'onduleur, par conséquent la somme des courants des phases statoriques est nulle. Dans ce cas la mesure de deux courants de phase suffit [12].

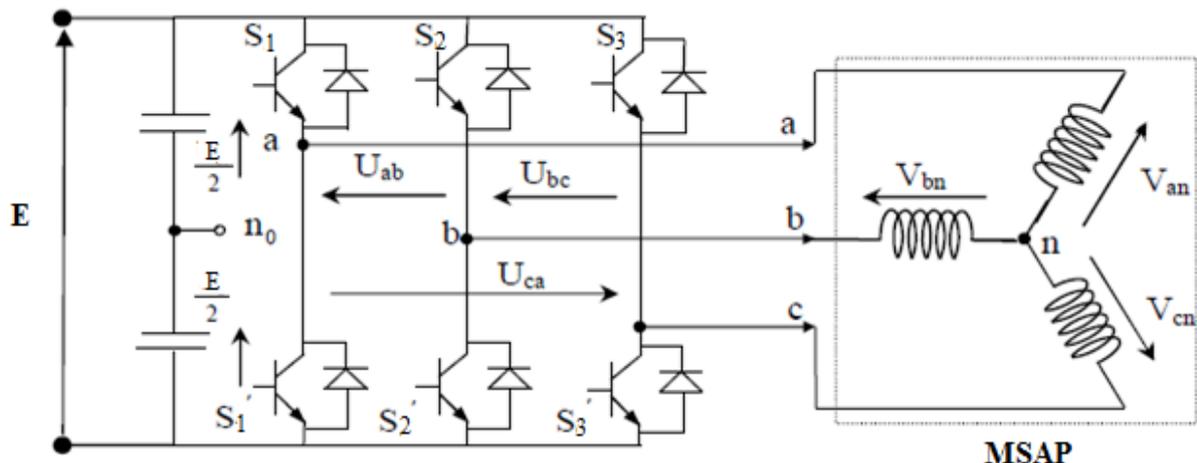


Figure (I.8) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Les interrupteurs S1 et S1', S2 et S2', S3 et S3' doivent être complémentaires deux à deux, les tensions entre les bornes de sortie a, b, c et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension.

$$V_a - V_o = E/2$$

$$V_a - V_o = E/2 \text{ Si } K_1 \text{ fermé ; } -E/2 \text{ Si } K_1 \text{ ouvert.}$$

$$V_b - V_o = E/2 \text{ Si } K_2 \text{ fermé ; } -E/2 \text{ Si } K_2 \text{ ouvert.} \quad (I.20)$$

$$V_c - V_o = E/2 \text{ Si } K_3 \text{ fermé ; } -E/2 \text{ Si } K_3 \text{ ouvert}$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur ainsi pour la première de ces tensions :

$$V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = E \text{ Si } K_1 \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert}$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = 0 \text{ Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ fermé}$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = -E \text{ Si } K_1 \text{ ouvert et } K_2 \text{ fermé} \quad (I.21)$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = 0 \text{ Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ ouvert}$$

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" :

$$V_{ab} = V_{ao} - V_{bo}$$

$$V_{bc} = V_{ao} - V_{bo} \quad (I.22)$$

$$V_{ca} = V_{ao} - V_{bo}$$

Soit "n" le point neutre du coté alternatif (MSAP), alors on a:

$$V_{ao} = V_{an} - V_{no}$$

$$V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \quad (I.23)$$

$$V_{co} = V_{cn} - V_{no}$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.24)$$

La substitution de (I.20) dans (I.21) nous donne:

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.25)$$

En remplaçant (I.22) dans (I.20) on obtient:

$$V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co})$$

$$V_{bn} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \quad (I.26)$$

$$V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co})$$

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

1 : Interrupteur du demi-bras haut fermé.

0 : Interrupteur du demi-bras bas ouvert.

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

$$V_{ao} = S_a \cdot E$$

$$V_{bo} = S_b \cdot E \quad (I.27)$$

$$V_{co} = S_c \cdot E$$

Les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

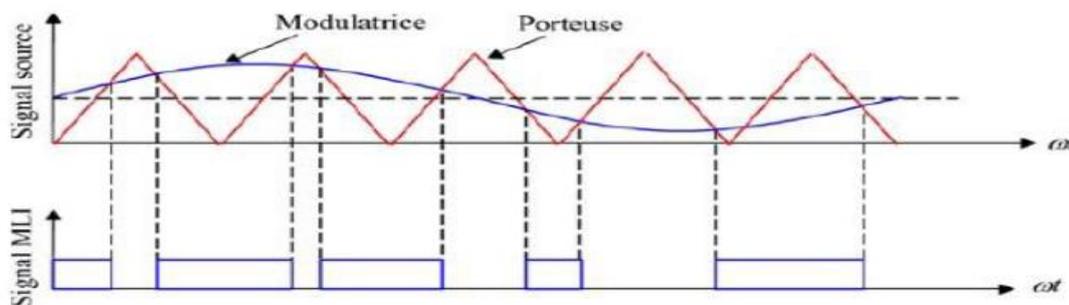
### I.3.7 .Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI sinus-Triangle)

Ce principe consiste à convertir une modulante qui généralement sinusoidal, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique basée sur la comparaison de deux signaux :

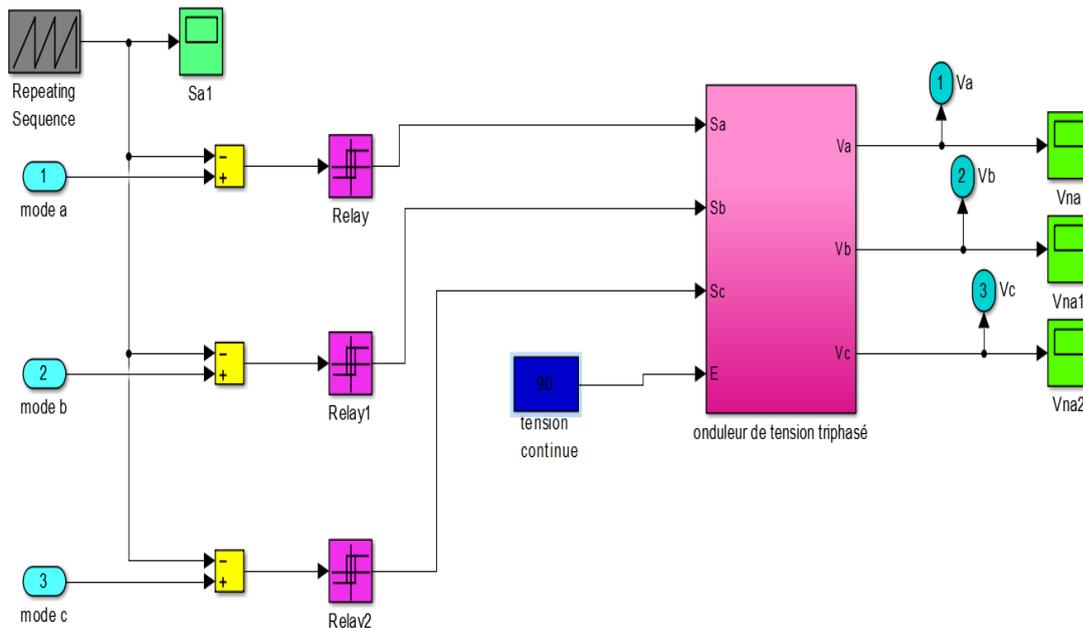
- Le premier, appelé signal de référence, ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, c'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [17], [18].



Figure(I.9)-Principe de la commande MLI

1.3.7.1. Schéma de simulation d'onduleur de tension



Figure(I.10):Schéma bloc l'onduleur de tension avec MLI

1.3.8. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

• Principe de la commande vectorielle :

L'idée principale est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.[5]

L'équation (I.18), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables ( $i_d i_q$ ).

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q]$$

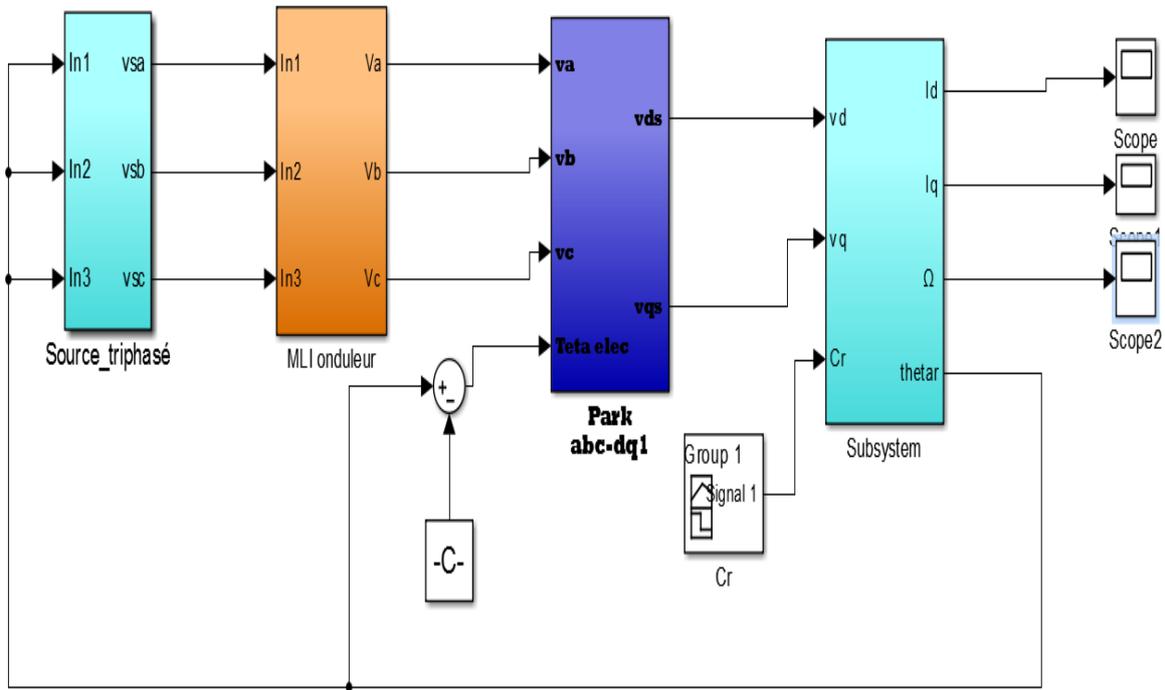
Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante  $i_d$  nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \phi_f i_q \tag{I.29}$$

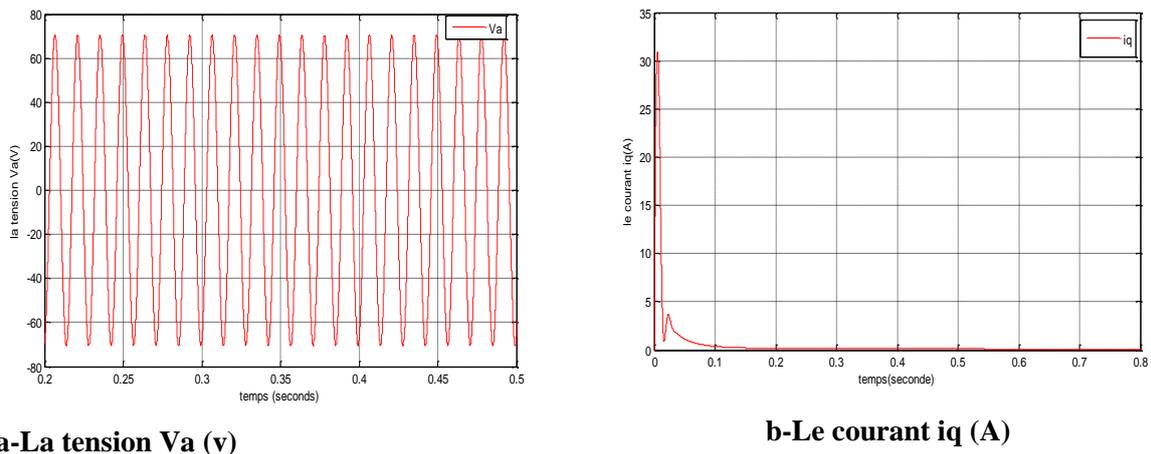
**I.4.Résultats de simulation de la MSAP**

Le schéma bloc de simulation de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique MLI triangle-sinusoidale pour un angle de charge donné est représenté ci-dessus :



**Figure. (II.11) :** Schéma de simulation d’une MSAP alimenté par onduleur de tension commandé par la technique MLI triangle-sinusoidale.

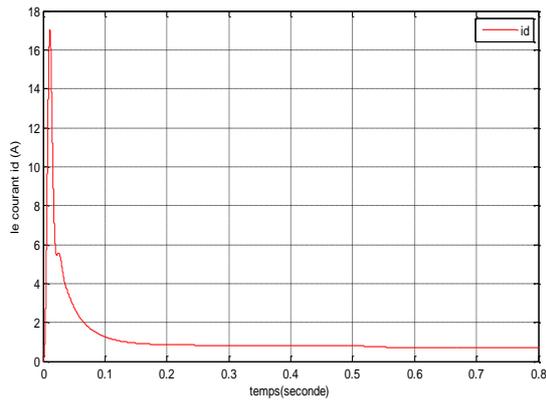
➤ Les résultats de simulation de la machine synchrone à aimant permanent sont les suivants :



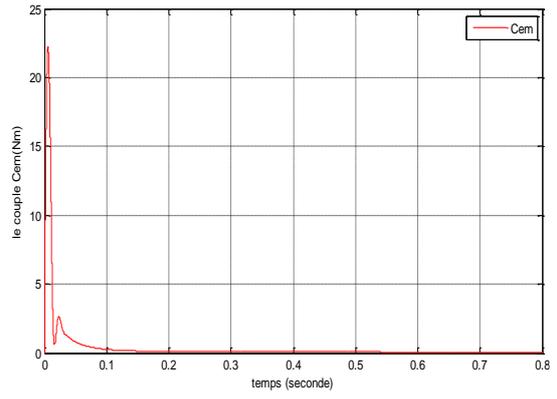
**a-La tension Va (v)**

**b-Le courant iq (A)**

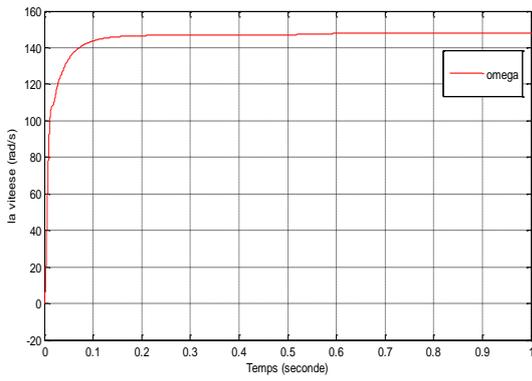
**Figure(I.12)** Evolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP sans onduleur (avec une application de charge  $Cr=0.05(N.m)$  à  $t=0.5s$ )



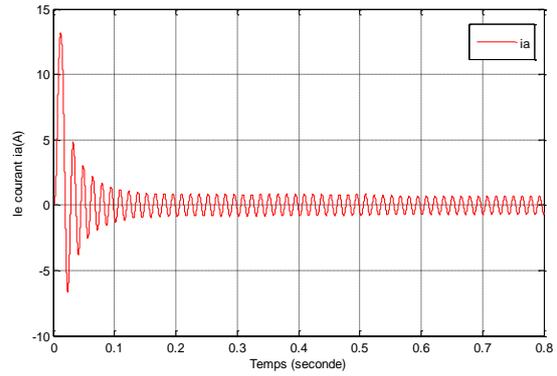
c-Le courant  $i_d$  (A)



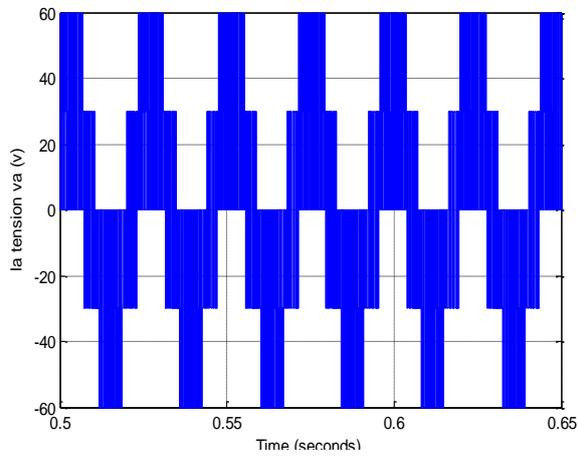
d- Le couple  $C_{em}$ (Nm)



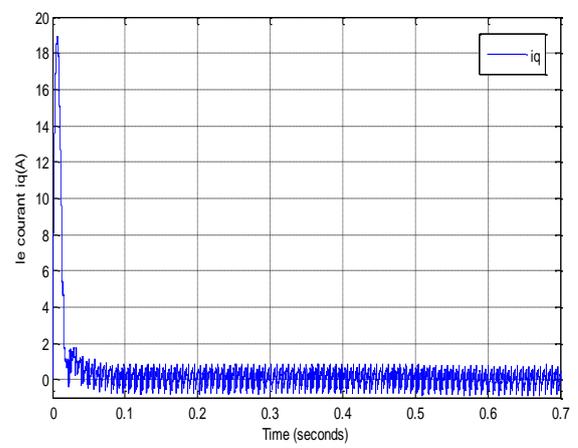
e-La vitesse  $\Omega$  (rad/s)



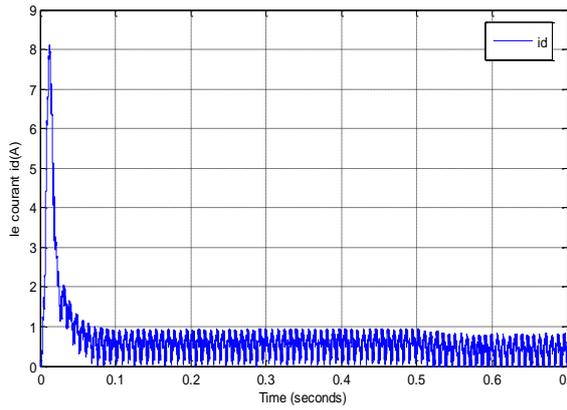
f- le courant  $i_a$ (A)



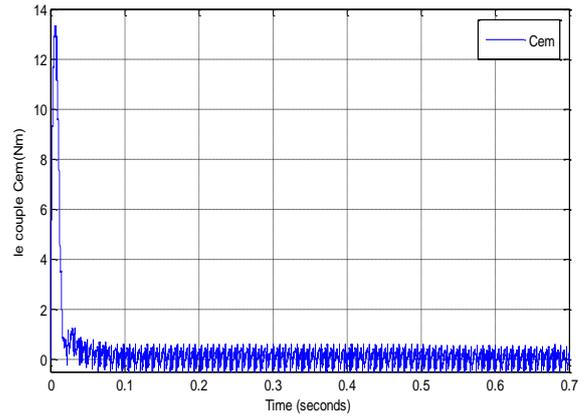
a-La tension  $V_a$  (v)



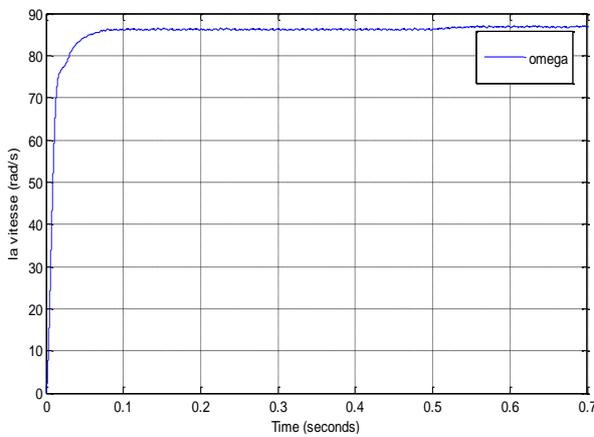
b-Le courant  $i_q$  (A)



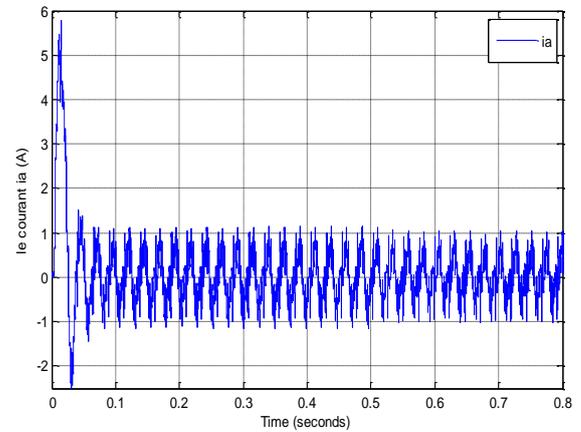
c-Le courant  $i_d$  (A)



d-Le couple  $C_{em}$ (Nm)



e-La vitesse  $\Omega$  (rad/s)



f- Le courant  $i_a$ (A)

**Figure(I.13) :** Evolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP avec onduleur (avec une application de charge  $C_r=0.05$ (N.m) à  $t=0.5$ s)

#### I.4.1. Interprétations des résultats

On constate :

- La vitesse atteint rapidement le régime permanent, en régime permanent la vitesse reste constante, jusqu'à l'application du  $C_r = 0.05$  N.m à  $t=0.5$  s. lors de la présence de la perturbation de charge on constate que la vitesse diminue.
- On note un couple de démarrage élevé de 13 N.m, ce dernier s'annule une fois le régime permanent est atteint.

De la même manière que précédemment le couple est bien maîtrisé lors de l'application de la charge 0.05 N.M à  $t=0.5$  s.

- Le courant  $i_a$  présente un pic au démarrage puis devient sinusoïdale régime permanent.
- Le couple présente un pic au démarrage puis il suit l'évolution de couple de charge.

- La commande par MLI (sinus-Triangle) permet de diminuer les ondulations du couple et du courant.

### Remarque

- La présence de l'onduleur engendre des ondulations autour des valeurs moyennes.
- Pour diminuer ces ondulations il faut augmenter la fréquence de la porteuse.

### **I.5.Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté la machine à aimant permanent avec ses avantages, inconvénients et leur application, puis on a modélisé la MSAP en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. Le modèle Park a été établi dans le but de linéariser la relation entre les flux et les courants cependant le système reste non linéaire et couplé.

Nous avons présenté le principe de la commande vectorielle qui consiste à maintenir la composante du courant directe nulle.

En suite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par MLI sinus-triangle. Cette technique a été choisie dans le but de réduire les ondulations.

Enfin, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commandé par la technique MLI pour la charge et tension nominales.

Dans le but de commander les grandeurs de sorties, nous avons choisi la commande par mode glissant. Cette dernière permet d'avoir une commande de la vitesse et des courants et par conséquent le couple. La théorie et l'application de cette méthode sera l'objet du deuxième chapitre.

## *Chapitre II:*

**La commande par mode glissant de la  
MSAP**

## II.1. Introduction

Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, les lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Parmi eux la commande par mode glissant. [28]

La loi de commande par modes glissants est de conception relativement simple et présente des qualités de robustesse vis-à-vis d'une certaine classe de perturbations. Cependant, il existe quelques problèmes comme le phénomène de réticence et la brutalité de la commande discontinue. Ces inconvénients peuvent être vraiment néfastes pour l'actionneur utilisé. Pour pallier à ce défaut on peut remplacer les fonctions «signe» par des fonctions «sigmoïdes» plus.[35]

Dans ce chapitre nous présentons des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant traité dans le plan de phase. Nous passons par la suite à l'application de cette commande sur la machine synchrone à aimants permanents en présentant des résultats de simulations.

## II.2. Théorie des modes glissants

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface, puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle il se produit, est dit mouvement de glissement. Cette commande est appliquée aux systèmes décrits par l'équation suivante : [25]

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, u^+) & \text{si } s(x, t) > 0 \\ f^-(x, u^-) & \text{si } s(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Les champs de vecteurs de la loi de commande  $u^+$  et  $u^-$  sont définis par :

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } s(x, t) > 0 \\ u^- & \text{si } s(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Où  $S(x, t)$  est la surface de commutation (ou de glissement).

La surface de commutation  $S_0$  est définie comme suit :

$$S_0 = \{x(t)/S(x, t)\} \quad (\text{II.3})$$

### II.3. Principe du réglage par mode glissant

La technique des modes glissants 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 appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement.

Parmi les propriétés des modes glissants, on cite :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.[26]

#### II .3.1 Bases mathématiques de la commande par mode glissant [27]

La modélisation mathématique de la commande à structure variable conduit à des équations différentielles de la forme :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$x = [x_1 x_2 \dots \dots x_n]^T$  Vecteur d'état

$f$ : vecteur en en fonctions de  $x$  et  $t$

$g$  : matrice de fonctions de  $x$  et  $t$

$V$  : un vecteur commande de dimension  $m$ , dont chaque composante  $v_i$  subit une discontinuité sur une surface  $S_i(x) = 0$

La surface «  $s$  » peut s'écrire comme :

$$S(x) = 0$$

$$\begin{cases} V_i(x) = V_i^+(x) \text{ si } S_i > 0 \\ V_i(x) = V_i^-(x) \text{ si } S_i < 0 \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.5})$$

Dans le cas multi variables le régime glissant s'effectue sur une variété  $S(x)=0$  de dimension  $(n \times m)$  .

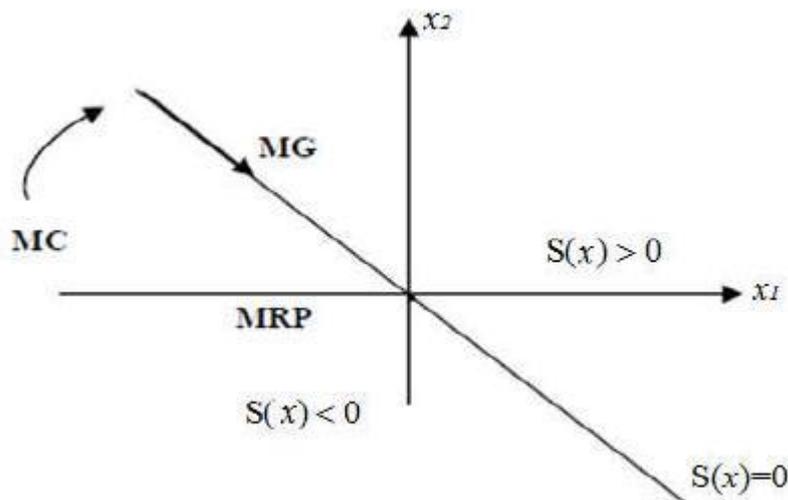
### II.4. Systèmes à Structures Variables en Mode Glissant [28]

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter à tout instant entre chaque structure, en combinant les propriétés utiles de chacune d'elles, afin d'avoir un comportement désiré du système. De plus, un système à structures variables peut avoir de nouvelles propriétés qui ne sont dans aucune de ses structures utilisées.

Dans Les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan). Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface. Cette dernière est dite surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit, est dit mouvement de glissement.

Dans la littérature de l'automatique, il a été convenu que le terme surface de glissement représente la fonction de commutation quel que soit l'ordre du système à régler. En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces. La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes.

- **Mode de convergence (MC):** 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  $S(x) = 0$ , et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et Le critère de convergence.
- **Mode de glissement (MG):** 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 dans ce mode est Caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x) = 0$ .
- **Mode de régime permanent (MRP):** Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase) , il caractérise par la qualité et les performances de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non Linéaires.



**Figure (II.1) :** Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.[21]

## II.5. Conception de l'algorithme de commande par mode glissant

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par : [29]

- Choix des surfaces de glissement.
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.

- Détermination de la loi de commande

**II.5. 1.Choix de la surface de glissement [30]**

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant:

$$[\dot{x}] = [A]. [x] + [B][u] \tag{II.6}$$

Où  $[x] \in R^n$  est le vecteur d'état,  $[u] \in R^m$  vecteur de commande, avec  $n > m$ .

J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x\right)^{r-1} e(t) \tag{II.7}$$

$$e(t) = x_{réf}(t) - x(t) \tag{II.8}$$

$\lambda$  : est une constante positive.

$r$ : est un degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

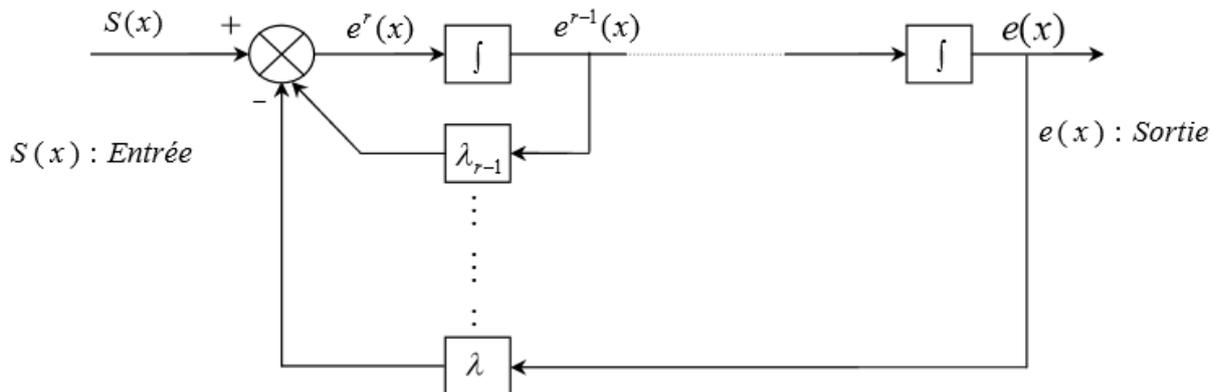
Pour :

$$r = 1 \quad S(x) = e(x) \tag{II.9}$$

$$r = 2 \quad S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) \tag{II.10}$$

$$r = 3 \quad S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \tag{II.11}$$

$S(x) = 0$  : est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x)$  pour un choix correct du  $\lambda$  gain et c'est l'objectif de la commande.



**Figure (II.2):** Linéarisation exacte de l'écart.[26]

### II.5. 2. Conditions de convergence [31]

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissant. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

#### II.5. 2.1. Fonction directe de commutation [5]

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin . Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{II.12})$$

#### II.5. 2.2. Fonction de Lyapunov [32]

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ( $\dot{V}(x) < 0$ ) Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de *Lyapunov* par :

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{II.13})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{II.14})$$

Pour que la fonction de *Lyapunov* décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié si :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{II.15})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x) > 0$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal.

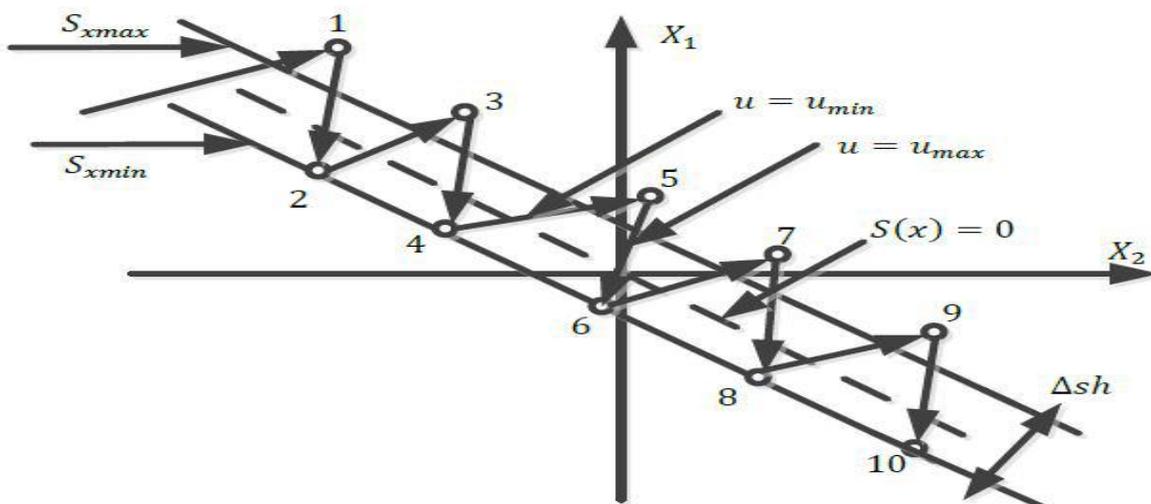


Figure (II.3) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement[35]

### II.5. 2.3. Détermination de la loi de commande [33]

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 modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous avons donc :

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (\text{II.16})$$

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

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{II.17})$$

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 l'expression de la commande équivalente.

$$\begin{cases} u_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ -\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \\ u_N = 0 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (\text{II.19})$$

$u_N$  : 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 (II.7), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface.

$$S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{II.20})$$

Le problème revient à trouver  $u_N$  tel quel :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{II.21})$$

La solution la plus simple est de choisir  $u_N$  sous la forme de relais figure (II.4). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.22})$$

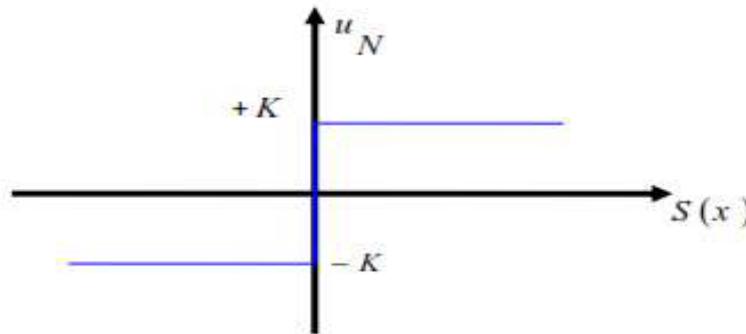


Figure (II.4) : Représentation de la fonction sign

En remplaçant l'expression (II.22) dans (II.21), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{dx}{dt}g(x,t)KS|S(x)| < 0 \quad (\text{II.23})$$

Où le facteur  $\frac{dx}{dt}g(x,t)$  est toujours négatif et le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition(II.23).

## II.6. Avantages et inconvénients de la commande par mode de glissement [5]

Il est généralement admis que la robustesse vis-à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle représente les avantages de la loi de commande traditionnelle, la performance dynamique peut être maintenue quelle que soit la façon dont les paramètres changent et l'ampleur de l'interférence appliquée au système. De plus, la réduction de l'ordre du système est un autre avantage de ce type de contrôle, qui peut simplifier la complexité du système.

Cependant, ces propriétés sont obtenues au prix de certains inconvénients :

- 1-les vibrations causées par la partie discontinue de cette commande peuvent avoir un effet néfaste sur l'actionneur.
- 2-Le système est toujours sous contrôle haute fréquence pour s'assurer qu'il converge vers l'état souhaité, ce qui n'est pas souhaitable.

### II.6. 1. Le broutement (chattering) [34]

Un régime glissant idéal requiert une commande pouvant commuter à une fréquence infinie. Ainsi, durant le régime glissant, les discontinuités appliquées à la commande peuvent entraîner un phénomène de broutement, appelé réticence ou "chattering" en anglais. Celui-ci se caractérise par de fortes oscillations des trajectoires du système autour de la surface de glissement (**figure (II.3)**). Les principales raisons à l'origine de ce phénomène sont les limitations des actionneurs ou les retards de commutation au niveau de la commande. Ces commutations détériorent la précision de la commande et peuvent s'avérer néfastes pour l'organe de commande en provoquant une détérioration prématurée des systèmes mécaniques et une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable).

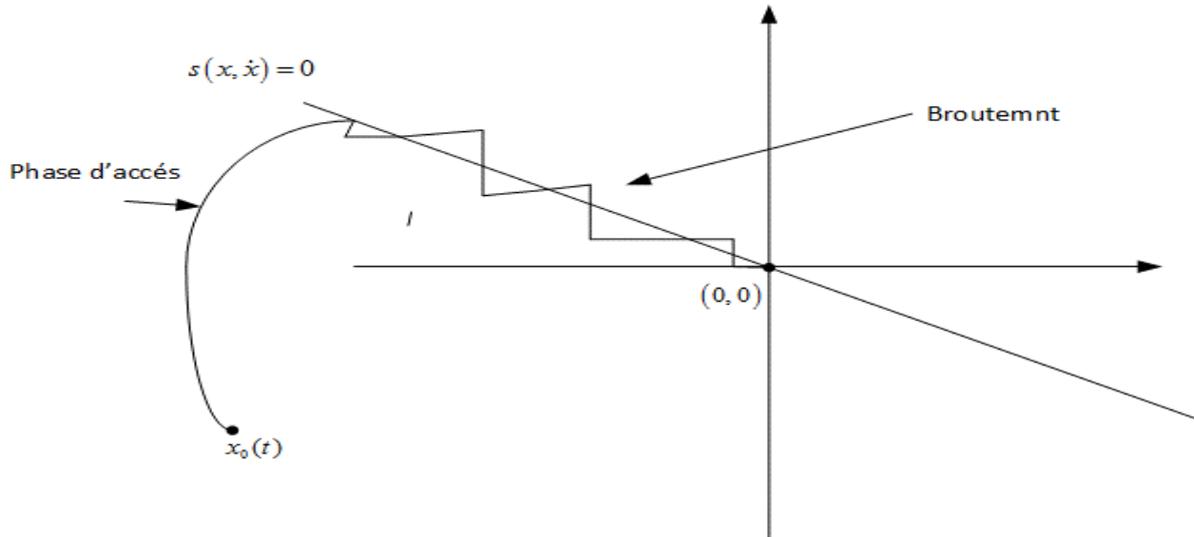


Figure (II.5): Phénomène de broutement[29]

**II.6. 2.Elimination du phénomène de chattering [31]**

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composantes de haute fréquence.

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation.[33]

Fonction SAT :

$$\begin{cases} sat(s) = 1 & si S > \epsilon \\ sat(s) = -1 & si S < -\epsilon \\ sat(s) = \frac{s}{\epsilon} & si |S| < \epsilon \end{cases} \quad (II.24)$$

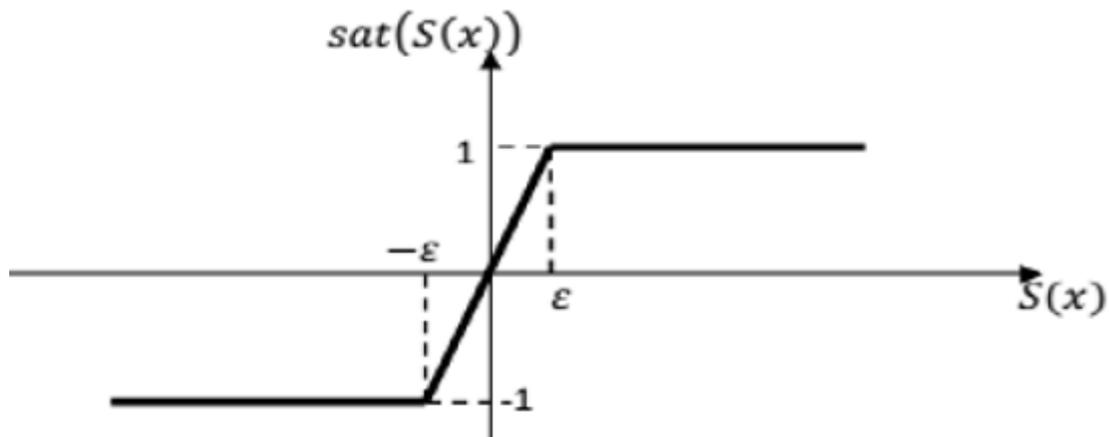


Figure (II.6) : Fonction de saturation [31]

$\varepsilon$ : Un paramètre petit et positif.

- **Fonction SMOOTH :**

On peut aussi remplacer la fonction « sign » par une fonction de  $C^1$  classe. On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction.

$$Smooth(S) = \frac{S}{|S| + \mu}$$

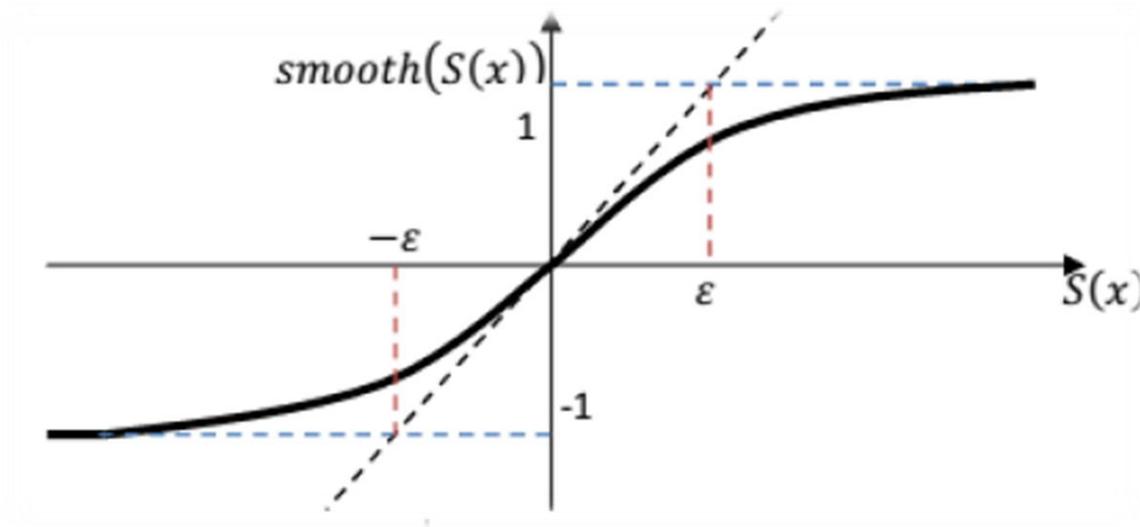


Figure (II.7): Fonction de smooth[31]

### II.7. Application de la commande par mode de glissant d'ordre 1 à la MSAP

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

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} P\Omega I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{L_d}{L_q} P\Omega I_d + \frac{1}{L_q} V_q \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{P(L_d - L_q)I_d + P\phi_f I_q}{j} - \frac{1}{j} C_r - \frac{f\Omega}{j} \end{cases} \quad (II.25)$$

On prend les surfaces suivantes :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega$$

$$S(I_q) = I_{qref} - I_{qs}$$

$$S(I_d) = I_{dref} - I_{ds}$$

#### II.7.1. Synthèse des régulateurs pour la stratégie avec deux surfaces

D'après le modèle MSAP et l'équation mécanique (II.20), la structure comprend une boucle de contrôle de vitesse qui génère la référence de courant  $I_q$  impose la commande  $V_q$ . Bien que la réglementation actuelle sur  $I_d$  impose la commande  $V_d$ . Décrit la sélection de surface pour chaque circuit comme suit :

**II.7.1.1. Réglage de courant  $I_d$**

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$S(I_d) = I_{dréf} - I_d \tag{II.26}$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{dréf} - (V_{deq} - R_s I_d + P \Omega L_q I_q) / L_d \tag{II.27}$$

Durant le régime permanent, la surface  $s(I_d)$  devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$\dot{S}(I_d) = 0$$

Alors :

$$V_{eq} = L_d (\dot{I}_{dréf} + R_s I_d - P \Omega L_q I_q) \tag{II.28}$$

Où  $V_{deq}$  et  $v_{dn}$  sont les deux composantes de la tension de commande  $v_d$ .

La condition  $S(I_d)\dot{S}(I_d) < 0$  est satisfaite par le choix suivant :

$$V_{dn} = k_d \text{sing}(S(I_d)) \tag{II.29}$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient :

$$V_{dréf} = V_{deq} + V_{dn}$$

$$V_{dréf} = L_d (\dot{I}_{dréf} + R_s I_d - P \Omega L_q I_q) + k_d \text{sing}(S(I_d)) \tag{II.30}$$

$k_d$  : Constant positive

**II.7.1.2. Réglage de vitesse**

La vitesse possède un degré relatif égale à 2. Donc, la surface est donnée par l'expression suivante :

$$S(\Omega) = \dot{\Omega} + \lambda \Omega \tag{II.31}$$

Avec:

$$\mathbf{e}(\Omega) = \Omega_{réf} - \Omega \tag{II.32}$$

la dérivé de la surface est donné par l'équation suivant :

$$\begin{aligned} \dot{S}(\Omega) = & \Omega_{réf}'' - \frac{3}{2} P((\varphi_f + (L_d - L_q)I_d) (V_q - R_s I_q - P \Omega L_d I_d - P \Omega \varphi_f) / L_q + (L_d - \\ & L_q) I_q (V_d - R_s I_d - P \Omega L_q I_q) / L_q) + \frac{f}{j} \dot{\Omega} - \frac{c_r}{j} + \lambda \dot{\Omega}_{réf} - \\ & \lambda \Omega \end{aligned} \tag{II.33}$$

Durant le régime permanent, la surface  $s(\Omega)$  devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(\Omega) = 0$$

Alors :

$$\begin{aligned} V_{qeq} = & \frac{2jL_q}{3p(\varphi_f + (L_d - L_q)I_d)} (\Omega_{réf}'' + (L_d - L_q) I_q \dot{I}_d + (\frac{f}{j} - \lambda) \dot{\Omega} + \lambda \dot{\Omega}_{réf}) + R_s I_q + P \Omega L_d I_d + \\ & P \Omega \varphi_f \end{aligned} \tag{II.34}$$

Durant le régime transitoire, la condition de convergences  $\dot{S}(I_d) < 0$ , tel que:

$$V_{qn} = k_q \text{sing}(S(\Omega)) \tag{II.35}$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient :

$$V_{qréf} = V_{qeq} + V_{qn}$$

$$V_{qréf} = \frac{2jL_q}{3p(\varphi_f + (L_d - L_q)I_d)} (\Omega_{réf}'' + (L_d - L_q)I_q \dot{I}_d + (\frac{f}{j} - \lambda)\dot{\Omega} + \lambda\Omega_{réf}') + R_s I_q + P \Omega L_d I_d + P \Omega \varphi_f + k_q \text{sing}(S(\Omega)) \tag{II.36}$$

Avec:

$k_q$  : Constant positive

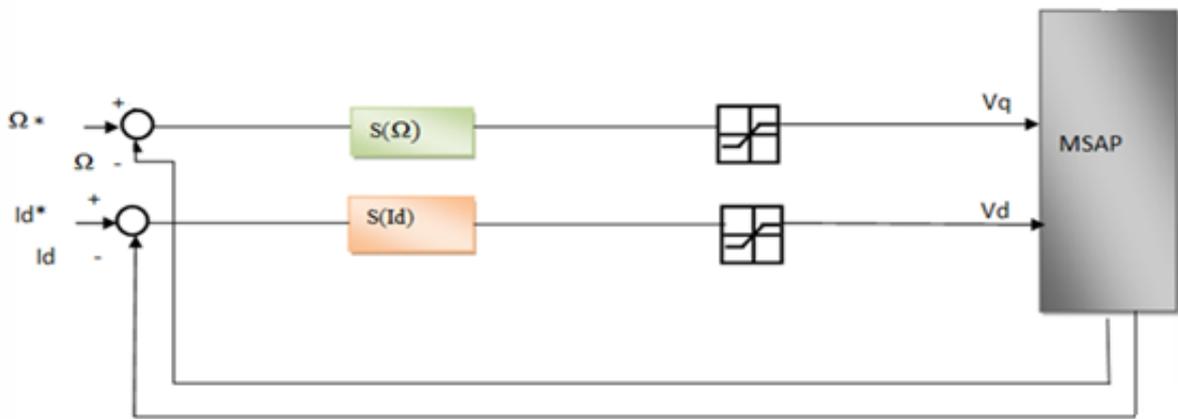


Figure (II.8) : Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à deux surfaces.

• Schéma bloc de la CMG pour deux surfaces

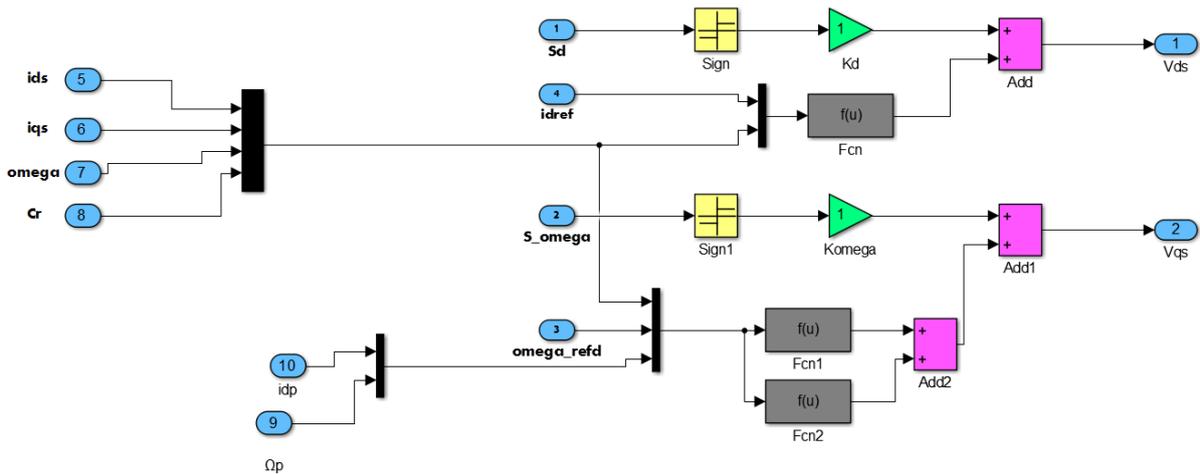
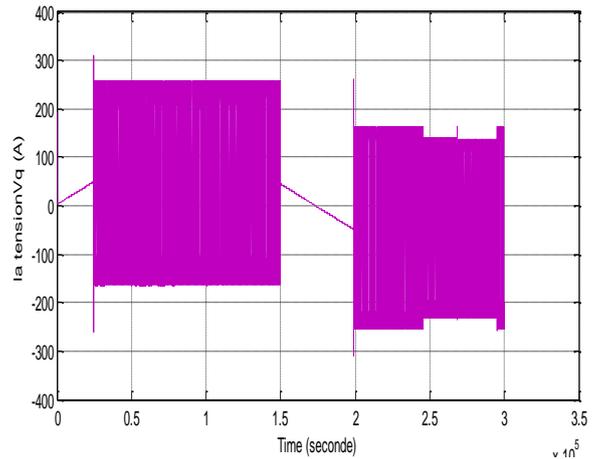
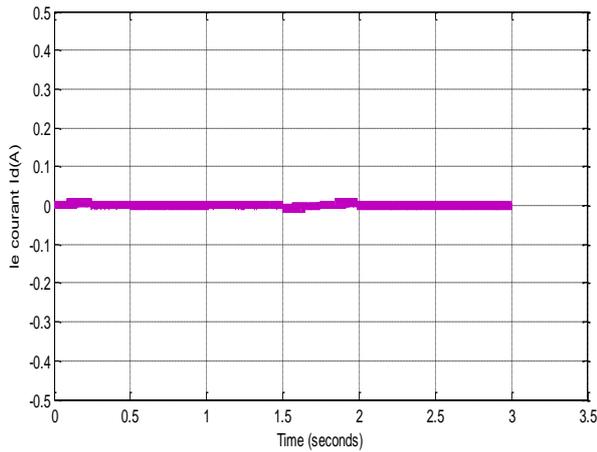
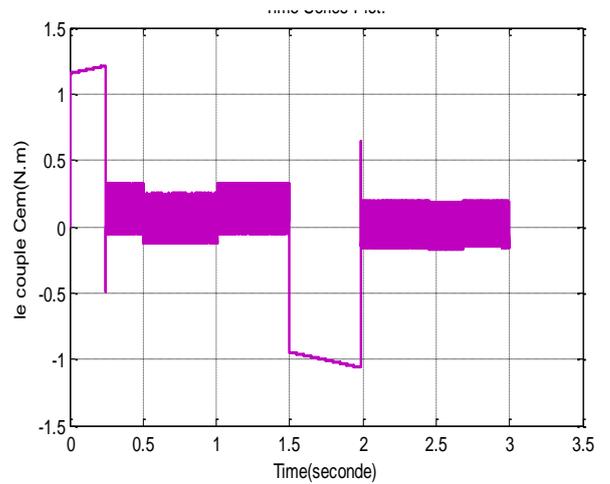
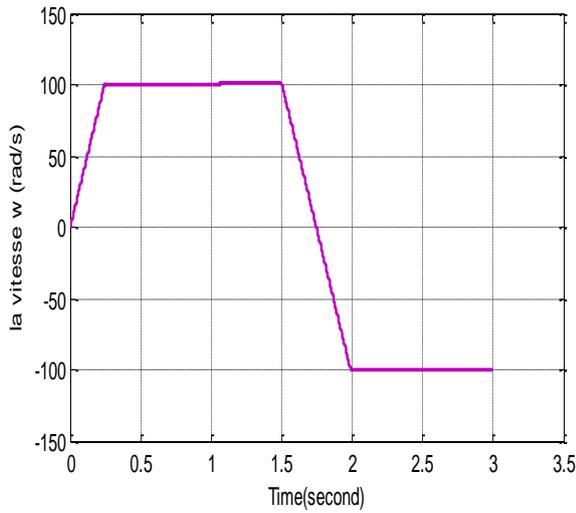
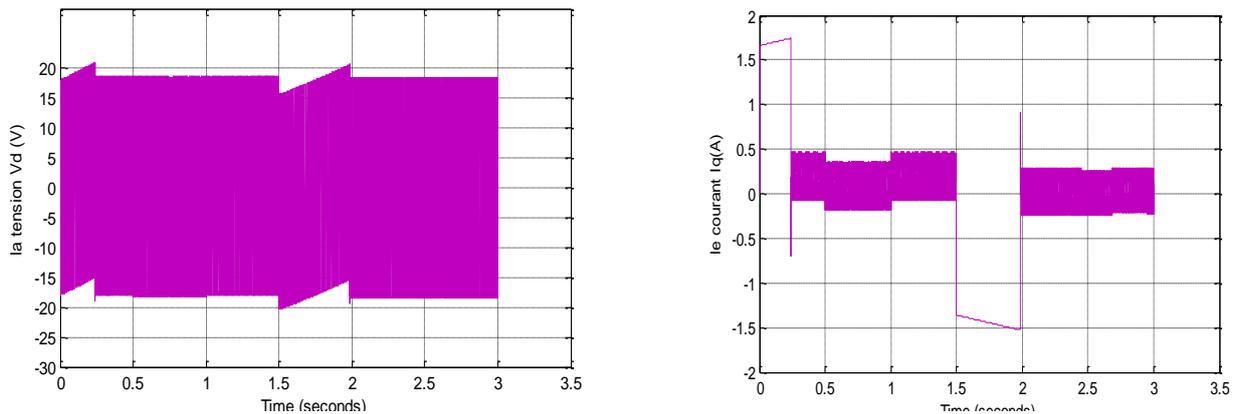


Figure (II.9): Schéma bloc de la commande par Mode de Glissant (2 surfaces).

• **Les résultats de simulation :**

Afin de tester l'efficacité de la commande, nous avons effectué la simulation de la commande par mode glissant de la MSAP. D'abord on a fait un démarrage pour la référence de la vitesse de 100 rad/s ensuite à  $t=1.5$  s on a effectué une inversion du sens du rotation avec variation de la charge, tel que la charge est nominale ( $C_r=C_n$ ) au démarrage ; à  $t=0.5$ s  $C_r=0$  jusqu'à  $t=1$ s puis  $C_r=C_n$  .Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.





**Figure (II.10):** Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP pour deux surface à une variation de charge ( $C_r=0.05N.m$  et  $t=0.5s$ ).

• **Interprétation des résultats**

A partir des résultats de la simulation nous avons noté les points suivants :

- Système rapide car la vitesse atteint sa référence dans un temps très court.
- Un bon suivi de la référence.
- Un bon rejet de la perturbation visible lors de la variation de la charge.
- Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant et assurant une bonne réponse par rapport à la variation de la charge.
- Le phénomène de chattering apparaît clairement dans le couple.
- Le courant direct reste en moyenne nul alors que le courant en quadratique suit l'évolution du couple électromagnétique, Ces deux composante de courant montre bien le découplage assuré par la commande par mode glissant, ainsi la commande vectorielle est assurée.

**II.7.2. Synthèse des régulateurs pour la stratégie avec trois surfaces**

Après avoir introduit la théorie du contrôle par mode glissant. On le fera dans cette partie, le comportement du système contrôlé en mode glissant est analysé. Nous prenons le modèle d'un moteur synchrone à aimant permanent et l'exprimons avec la formule suivante forme.

- Pour simplifier les équations de commande nous avons utilisé cette modèle :

$$\begin{cases} \dot{I}_d = f_1 + \frac{V_d}{L_d} \\ \dot{I}_q = f_2 + \frac{V_q}{L_q} \\ \dot{\Omega} = f_3 + gI_q \end{cases} \tag{II.37}$$

Avec :

$$f_1 = \frac{-R_s}{L_d} I_d + P \frac{L_q}{L_d} \Omega I_q \quad (\text{II.38})$$

$$f_2 = \frac{-R_s}{L_d} I_q + P \frac{L_q}{L_d} \Omega I_d - P \frac{\varphi}{L_q} \Omega \quad (\text{II.39})$$

$$f_3 = -\frac{f}{j} \Omega - \frac{c_r}{j} \quad (\text{II.40})$$

$$g = \frac{f}{j} ((L_d - L_q) I_d + \varphi) \quad (\text{II.41})$$

### II.7.2.1. Surface de régulation du courant $I_d$

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$S(I_d) = I_{dréf} - I_d \quad (\text{II.42})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{dréf} - f_1 - \frac{V_d}{L_d} \quad (\text{II.43})$$

Durant le régime permanent, la surface  $S(I_d)$  devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$\dot{S}(I_d) = 0$$

Alors :

$$V_{deq} = L_d (\dot{I}_{dréf} - f_1) \quad (\text{II.44})$$

Où  $V_{deq}$  et  $V_{dn}$  sont les deux composantes de la tension de commande  $V_d$ .

La condition  $S(I_d)\dot{S}(I_d) < 0$  est satisfaite par le choix suivant :

$$V_{dn} = k_d \text{sing}(S(I_d)) \quad (\text{II.45})$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient:

$$V_{dréf} = L_d (\dot{I}_{dréf} - f_1) + k_d \text{sing}(S(I_d)) \quad (\text{II.46})$$

### II.7.2.2. Surface de régulation de la vitesse

La surface de glissement pour un degré relatif égal à 1 est donnée par :

$$S = \Omega_{réf} - \Omega \quad (\text{II.47})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{réf} - (f_3 + g I_q) \quad (\text{II.48})$$

Durant le régime permanent, la surface ( $\Omega$ ) devient nulle de même que sa dérivée :

$$I_{qeq} = \frac{1}{g} (-f_3 + \dot{\Omega}_{réf}) \quad (\text{II.49})$$

Durant le régime transitoire, la condition de convergence  $S(I_d)\dot{S}(I_d) < 0$ , tel que:

$$I_{qn} = k_\Omega \text{sign}(S(\Omega)) \quad (\text{II.50})$$

Alors :

$$I_{qréf} = \frac{1}{g}(\dot{\Omega}_{réf} - f_3) + k_{\Omega} \text{sign}(S(\Omega)) \tag{II.51}$$

**II.7.2.3.Surface de régulation de courant  $I_q$**

La valeur de  $I_{qréf}$  à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par :

$$S(I_q) = I_{qréf} - I_q \tag{II.52}$$

Sa dérivée est définie par :

$$\dot{S}(I_q) = \dot{I}_{qréf} - f_2 - \frac{v_q}{L_q} \tag{II.53}$$

Durant le mode de glissement la surface  $S(I_q)$  devient nulle de même que sa dérivée :

$$\dot{S}(I_q) = 0$$

Avec :

$$\dot{I}_{qréf} = -\left(\frac{f_3 g + f_3 \dot{g}}{g^2}\right) \tag{II.54}$$

Alors :

$$V_{qeq} = L_q(\dot{I}_{qréf} - f_2) \tag{II.55}$$

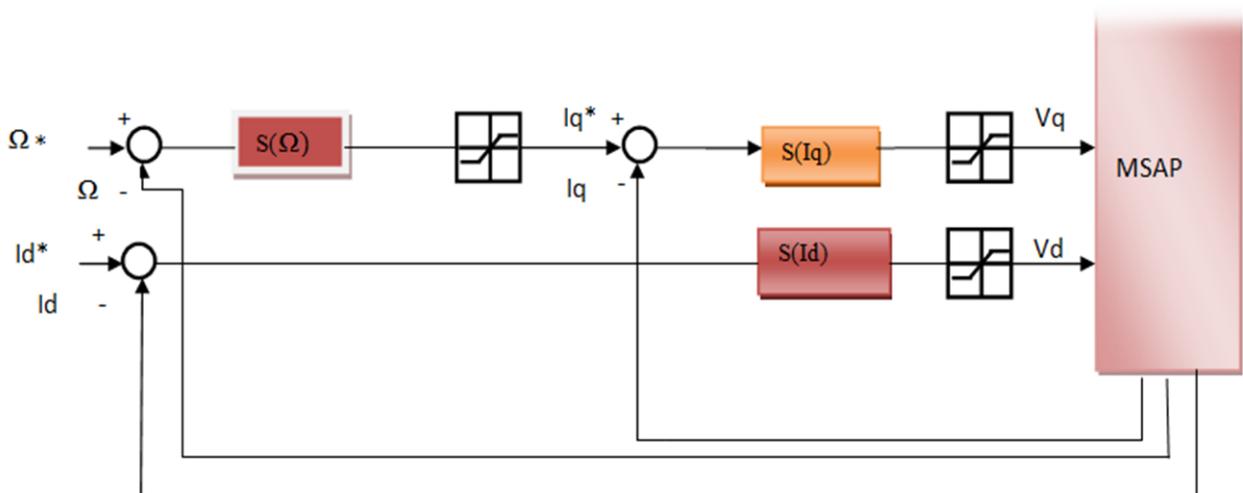
Durant le régime transitoire, la condition de convergence  $s(I_d)\dot{S}(I_d) < 0$ , tel que:

$$V_{qn} = k_q \text{sing}(S(I_q)) \tag{II.56}$$

La commande  $V_{qréf}$  devient :

$$V_{qréf} = V_{qeq} + V_{qn}$$

$$V_{qréf} = L_q(\dot{I}_{qréf} - f_2) + k_q \text{sing}(S(I_q)) \tag{II.57}$$



**Figure (II.11) :** Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.

➤ Schéma bloc de la CMG pour trois surfaces

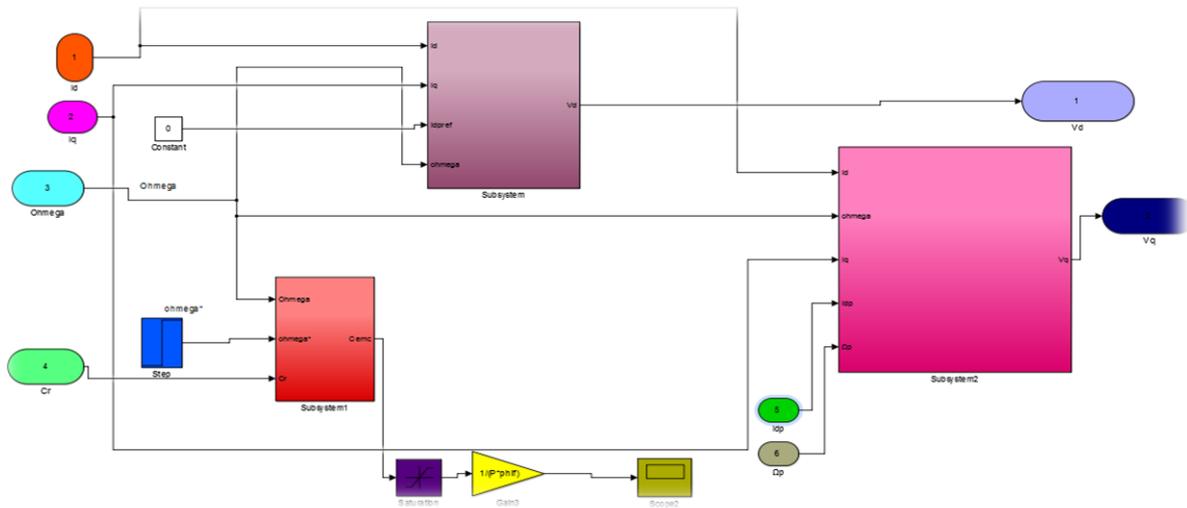
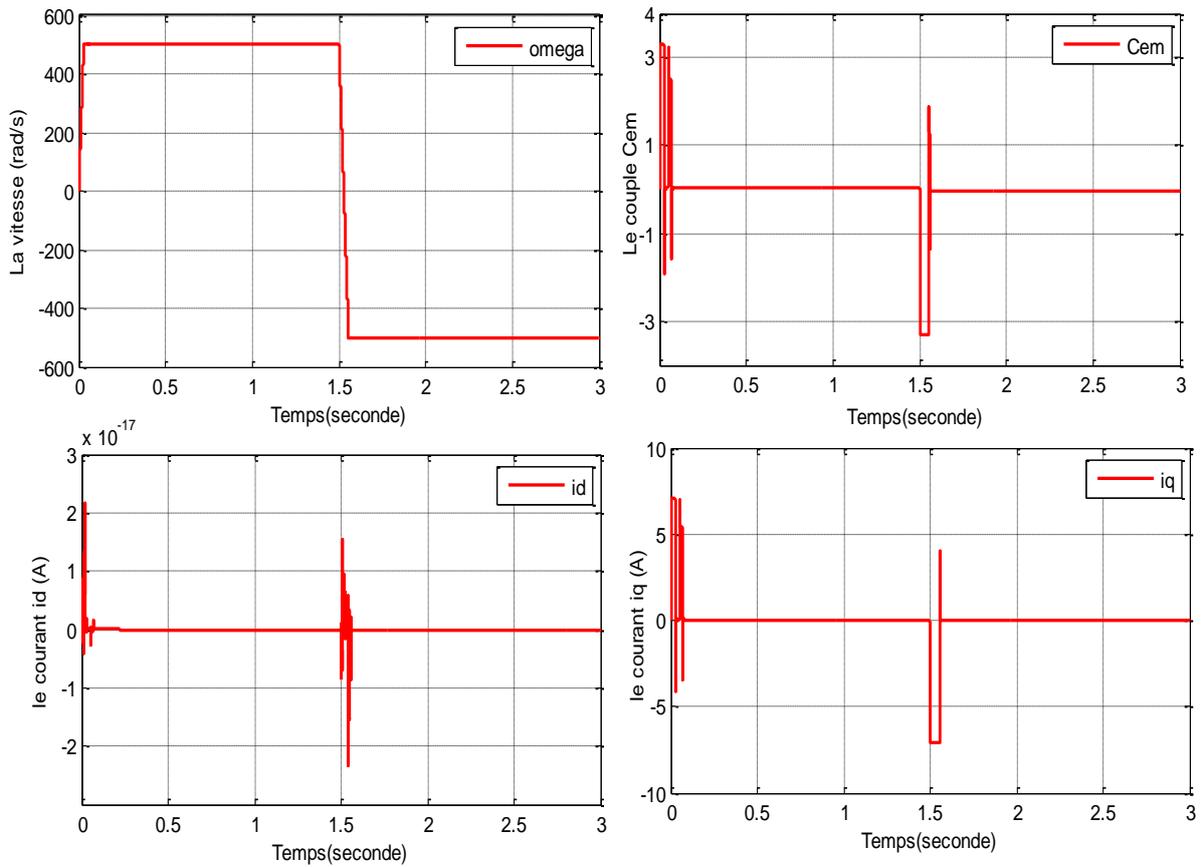
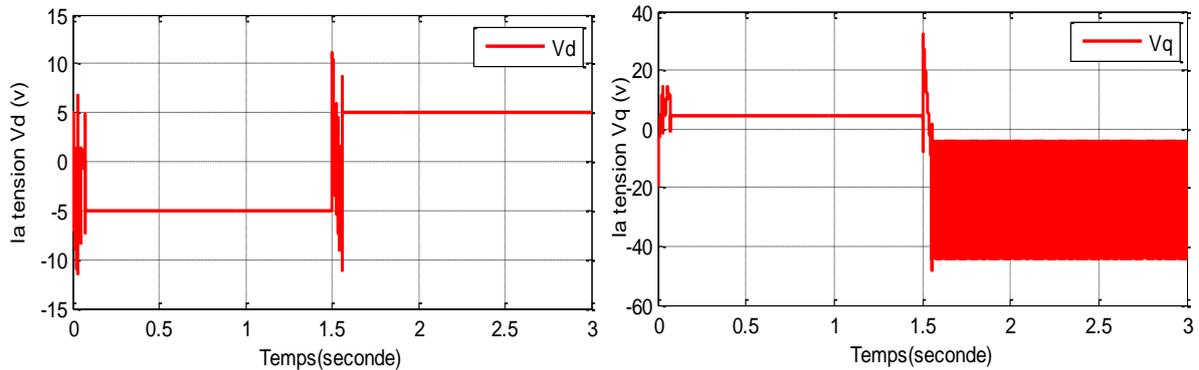


Figure (II.12): Schéma bloc de la commande par Mode de Glissant (trois surfaces)

• Les résultats de simulation

C'est le même teste qu'on a fait dans le cas de deux surface. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.





**Figure (II.13):** Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP pour trois surface à une variation de charge ( $C_r=0.05\text{N.m}$  et  $t=0.5\text{s}$ )

- **Interprétation des résultats**

À partir des résultats de la simulation nous avons noté les points suivants :

- Temps de réponse très court car la vitesse atteint sa référence dans un temps très court.
- Un bon suivi de la référence.
- Un bon rejet de la perturbation visible lors de la variation de la charge.
- Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant et assurant une bonne réponse par rapport à la variation de la charge.
- Le phénomène de Chattering apparaît clairement dans le couple.
- L'allure du courant en quadrature est proportionnelle à celle du couple électromagnétique, ce qui montre de façon plus claire le découplage existant. Le courant direct reste en moyenne nul.

## II.8.Conclusion

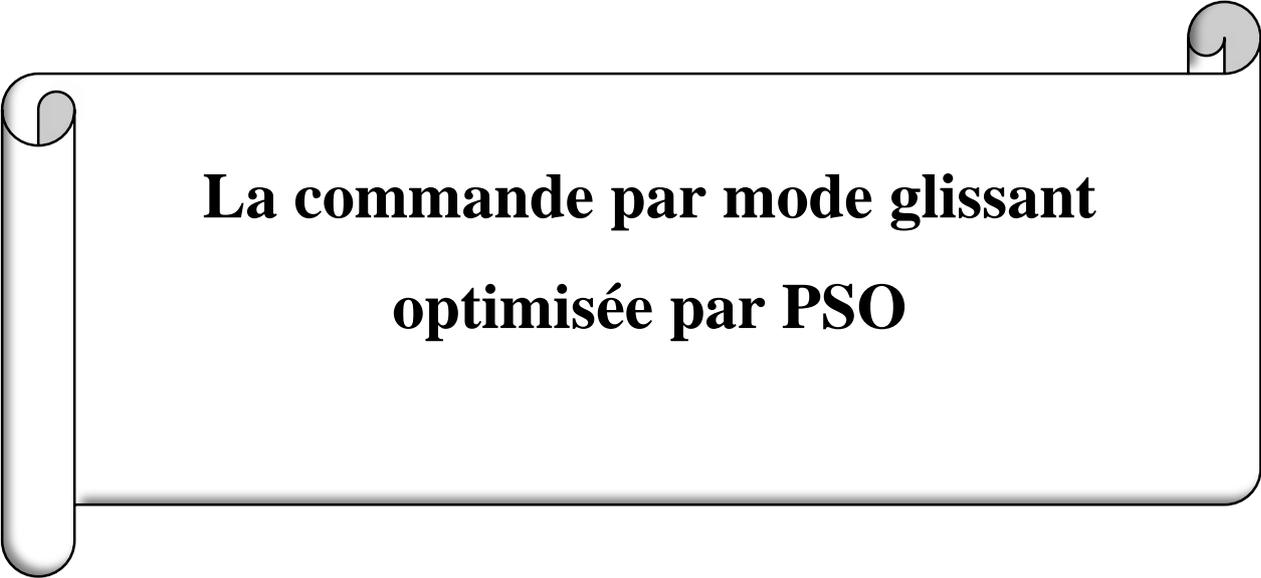
Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissant, qui a plusieurs avantages tels que la robustesse, précision importante, stabilité et simplicité ainsi qu'un temps de réponse très faible. Nous avons donné un résumé sur son principe, le choix de la surface en fonction du degré relatif ainsi que l'expression des commandes équivalente et d'attractivité.

L'application de la commande par mode glissant sur la MSAP pour les deux structures à deux surfaces et à trois surfaces. La première permet la commande de la vitesse et du courant  $I_d$ , et la deuxième structure permet la commande de la vitesse ; du courant  $I_q$  et du courant  $I_d$ .

Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes (paramètres variables) et externes (charge variable) avec un temps de réponse très faible, tout en assurant un bon suivi de la référence.

Afin de trouver les bons paramètres de la commande nous allons appliquer une méthode d'optimisation PSO qui va être développée dans le chapitre suivant.

## *Chapitre III :*



**La commande par mode glissant  
optimisée par PSO**

### III.1. Introduction

Les ingénieurs se heurtent quotidiennement à des problèmes technologiques de complexité grandissante, qui surgissent dans des secteurs très divers, comme dans le traitement des images, la conception de systèmes mécaniques, la planification et l'exploitation des réseaux électriques.

Les chercheurs ont réfléchi de trouver les solutions de ces problèmes par des méthodes flexibles pour intégrer diverses contraintes spécifiques.

Dans le cadre des mathématiques, l'optimisation cherche des réponses à un type général de problèmes, qui consistent à sélectionner le meilleur élément parmi plusieurs appartenant au même ensemble.

Les méthodes d'optimisation prennent actuellement une place très importante dans le domaine scientifique vu la complexité des problèmes industriels. Les algorithmes de la première classe sont ceux des méthodes conventionnelles. Ces derniers incluent la méthode de Newton-, la méthode du Gradient, la méthode Hessien. [43]

Vue les limites des méthodes conventionnelles, la nécessité d'introduire des nouvelles techniques d'optimisation capable de surmonter le problème que posent les méthodes classiques est impératif. Les méthodes qui offrent cette possibilité sont les méthodes intelligentes dites métaheuristiques[47]. Ces derniers sont des méthodes d'optimisation stochastique récemment développées.

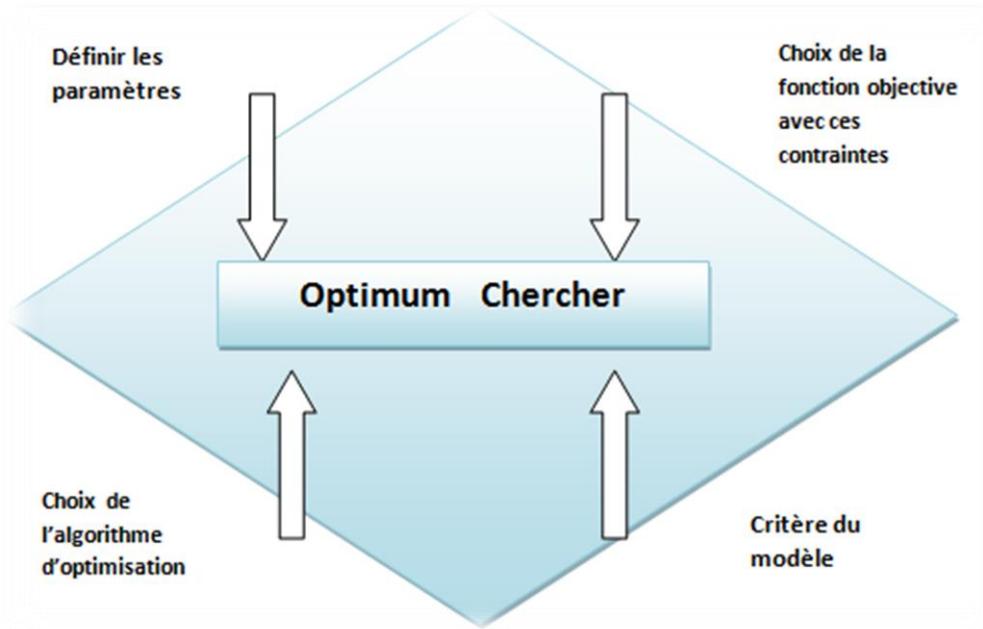
Les métaheuristiques sont souvent inspirées par des systèmes naturels, qu'ils soient pris en physique : les méthodes de voisinage comme le recuit simulé et la recherche tabou, en biologie de l'évolution: les algorithmes évolutifs[46] comme les algorithmes génétiques ,ou encore en éthologie: l'optimisation par essaim particulaire 'Particle Swarm Optimization' (PSO)[48], la colonie des abeilles artificiel 'Artificial Bee Colony' (ABC), les algorithmes génétiques , algorithme de recuit simulé, les algorithmes de colonies de fourmis[45].

Dans ce chapitre nous avons opté d'utiliser la méthode PSO pour trouver l'optimum d'une fonction en un temps de traitement raisonnable. L'application de cet algorithme sera sur la commande par mode glissant de la MSAP afin d'optimiser ces paramètres.

### III.2. Les éléments d'optimisation [36]

L'optimisation est un modèle mathématique consacré à l'étude du (ou des) minimum(s)/maximum(s) d'une fonction à une ou plusieurs variables sur un certain domaine de définition, de l'étude de leur existence à leur détermination, en général par la mise en œuvre d'un algorithme et par suite un programme.

Pour mener à bien une opération, plusieurs éléments sont indispensables et conditionnent la solution trouvée. La figure suivante présente les quatre éléments essentiels à la résolution d'un problème d'optimisation.



**Figure (III.1) :** Élément indispensable

En général, un grand nombre de paramètres sont indispensables, il faut être capable de définir les paramètres utiles à l'optimisation. Certains paramètres ont une influence sur la fonction choisie, d'autres pas. Etant donné le coût des simulations, seul les paramètres influents sont à retenir :

- ✓ **Une fonction objective:** définit l'objectif à atteindre. La définition de cette fonction est en fait un problème délicat. Car le problème est formulé en un Problème d'optimisation par l'intermédiaire de la fonction objective. C'est elle qui Est au centre de l'optimisation, c'est donc elle que dépend la pertinence de la solution.
- ✓ **Un modèle :** précis, robuste et malléable du système étudié est indispensable. Ce modèle doit être utilisable sur un domaine d'étude le plus large possible.
- ✓ **Un algorithme d'optimisation :** permet de trouver la solution. Différentes méthodes d'optimisation existent et en sont présentées.

### III.3. Les méthodes d'optimisation

La résolution des problèmes d'optimisation sans et avec contraintes se fait par des méthodes classiques mathématiques dites Hessiennes (classique) ou bien par des méthodes stochastiques dites métaheuristiques.

Les méthodes d'optimisation dites Hessiennes dérivent toutes de la méthode de Newton. Ces méthodes s'appliquent pour des fonctions non linéaires continument différentiables pour la résolution de problèmes de minimisation sans contraintes. [43]

Les méta-heuristiques sont utilisées dans de différents domaines de recherche à savoir en physique (cas du recuit simulé), en biologie de l'évolution (cas des algorithmes génétiques) ou encore en éthologie (cas de l'optimisation par essaims particulaires) [44]

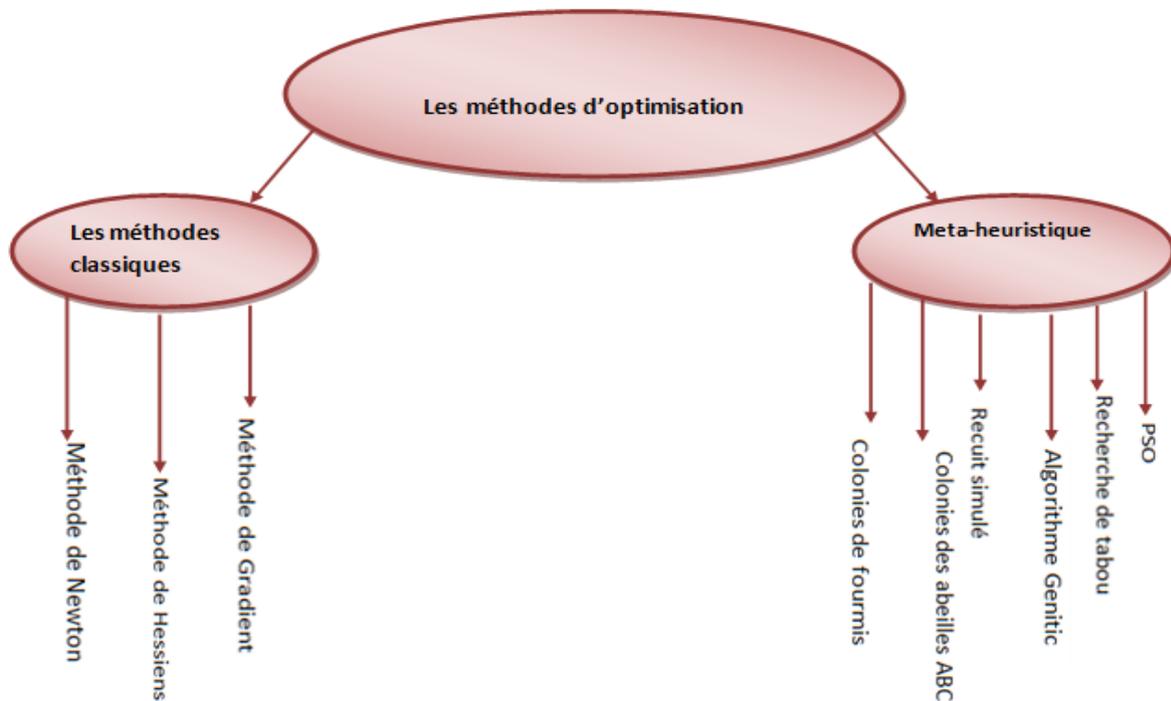


Figure (III.2) : Les méthodes d'optimisation

#### III.4. L'optimisation par essaim particulaire

L'optimisation par essaim de particule (OEP), ou Particle Swarm Optimization (PSO) en anglais. C'est une méthode méta-heuristiques qui permettent d'obtenir une approximation de la meilleure solution dans un temps raisonnable. Ils sont conçus pour résoudre un ensemble de problèmes dans différents domaines sans modifier les principes de base de l'algorithme de la méthode. Un intérêt particulier est apporté à la méthode d'optimisation approchée PSO. Elle est basée sur les « interactions sociales » entre des « agents » appelés « particules », dans le but d'atteindre un objectif donné dans un espace de recherche commun où chaque particule a une certaine capacité de mémorisation et de traitement de l'information. [37]



**Figure (III.3):**Nuage d'oiseaux[42]

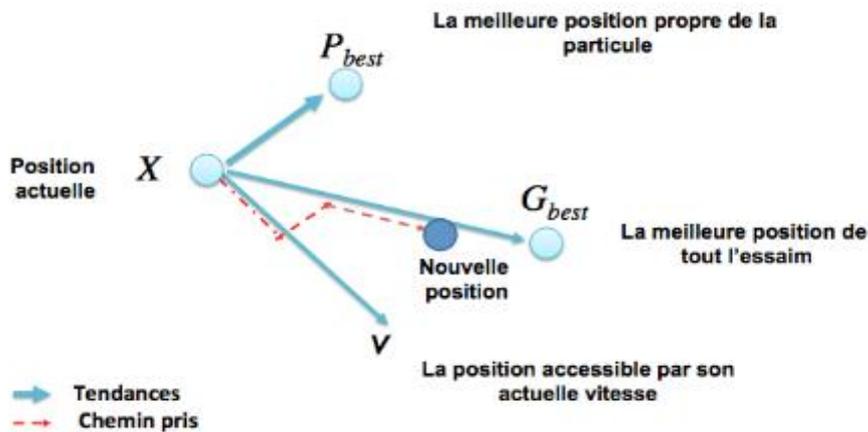


**Figure (III.4):**Banc de poissons [42]

#### **III.4.1. Principe de fonctionnement de PSO**

L'optimisation par essaim particulaire repose sur un ensemble d'individus originellement disposés de façon aléatoire et homogène ; que nous appellerons dès lors des particules, qui se déplacent dans l'hyper-espace de recherche et constituent, chacune, une solution potentielle. Chaque particule dispose d'une mémoire concernant sa meilleure solution visitée ainsi que la capacité de communiquer avec les particules constituant son entourage. À partir de ces informations, la particule va suivre une tendance faite, d'une part, de sa volonté à retourner vers sa solution optimale ; est d'autre part, de son mimétisme par rapport aux solutions trouvées dans son voisinage. La figure (III.5) montre l'agissement

des particules d'un essaim. À partir d'optimums locaux et empiriques, l'ensemble des particules va, normalement, converger vers la solution optimale globale du problème traité. [38]



Figure(III.5):.Déplacement d'une particule[46]

Le déplacement d'une particule est influencé par trois composantes [37] :

- 1)-**La composante d'inertie** : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement.
- 2) -**La composante cognitive** : la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée.
- 3)-**La composante sociale** : la particule tend à se diriger vers le meilleur site atteint par ses voisines.

Une particule  $i$  de l'essaim dans un espace de dimension  $D$  est caractérisée, à l'instant  $t$ , par :

- $x$  :sa position dans l'espace de recherche
- $v$ : sa vitesse.
- $P_b$  : la position de la meilleure solution par laquelle elle est passée.
- $P_g$ : la position de la meilleure solution connue de tout l'essaim.
- $f(P_b)$  : la valeur de fitness de sa meilleure solution.
- $f(P_g)$  : la valeur de fitness de la meilleure solution connue de tout l'essaim.

### III.4.2. Critère de performance [41]

#### III.4.2.1. Critère de performances de la précision dynamique

Pour avoir une bonne précision dynamique d'un système, il faut que le régime transitoire soit caractérisé par un faible dépassement et un temps de réponse optimal.

Pour cela, les paramètres d'un régulateur sont choisis de manière à minimiser l'erreur dynamique,  $e(t)=y(t)-y_d(t)$  donc on doit minimiser l'un des critères suivant :

##### III.4.2.1.1. L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur (IAE)

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur est donnée par :

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (III.1)$$

Ce critère exprime la surface générée par la différence entre la valeur de consigne et la valeur réelle, et son rôle c'est de supprimer les petites erreurs.

#### III.4.2.1.2. L'intégrale du carré de l'erreur (ISE)

L'intégrale du carré de l'erreur est donnée par :

$$ISE = \int_0^{\infty} e(t)^2 dt \quad (III.2)$$

L'intérêt de cet indice de performance est de corriger les systèmes dont le régime transitoire qui dure trop longtemps, et tient beaucoup moins compte des dépassements inférieurs à 1.

#### III.4.2.1.3. L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps (ITAE)

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps est donnée par :

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)| dt \quad (III.3)$$

L'introduction du paramètre temps, va corriger les systèmes à réponse très oscillatoire.

#### III.4.2.1.4. L'intégrale du carré de l'erreur pondérée par le temps (ITSE)

L'intégrale du carré de l'erreur pondérée par le temps est donnée par :

$$ITSE = \int_0^{\infty} te(t)^2 dt \quad (III.4)$$

Ce critère met peu l'accent sur les erreurs initiales et pénalise fortement les erreurs qui se produisant vers la fin de la réponse transitoire à une entrée échelon.

### III.4.3. Principe de l'Algorithme PSO [39]

Dans le PSO, chaque individu de la population est dit (particule), tandis que la population est connue sous le nom (swarm). Il faut noter, que la particule peut bénéficier des mouvements des autres particules dans la même population pour ajuster sa position et sa vitesse durant le processus d'optimisation. Chaque individu utilise l'information locale à laquelle il peut accéder sur le déplacement de ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles très simples comme "rester proche des autres individus", "aller dans la même direction", "aller à la même vitesse" suffisent pour maintenir la cohésion du groupe tout entier au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps :

- Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser).
- Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères
- De son voisinage et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance.
- À chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures

Performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence.

À partir des quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décidé de sa nouvelle vitesse. Pour ce faire, elle combine trois informations :

- ✓ Sa vitesse actuelle.
- ✓ Sa meilleure position actuelle.
- ✓ La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines.

Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche.

Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres.

#### III.4.4. Formulation Mathématique du PSO [40]

Dans un espace de recherche de dimension  $D$ , la particule  $i$  de l'essaim est modélisée par son vecteur, position  $\bar{x}_i = (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3} \dots \dots \dots x_{iD})$  et par son vecteur vitesse  $\bar{V}_i = (V_{i1}, V_{i2}, V_{i3} \dots \dots \dots)$ . Cette particule garde en mémoire la meilleure position par laquelle elle est déjà passée, que l'on note  $p_{ibest} = (p_{i2best}, p_{i3best} \dots \dots \dots p_{iDbest})$ . La meilleure position atteinte par toutes les particules de l'essaim est notée  $\bar{g}_{ibest} = (g, g_{i2best}, g_{i3best} \dots \dots \dots g_{iDbest})$ .

Le vecteur vitesse est calculé à partir de l'équation (III.3) suivante :

$$V_{ij}(k) = wV_{ij}((k-1) + c1r1(p_{ibestj}(k-1) - x_{ij}(k-1)) + c2r2(g_{ibest}((k-1) - V_{ij}(k-1))) \quad (III.5)$$

La position à l'itération de la particule  $i$  est alors définie par l'équation (III.6) :

$$x_{ij}(k) = x_{ij}(k-1) + v_{ij}(k) \quad (III.6)$$

$$i = 1,2,3 \dots N_{pj} = 1,2,3 \dots N_{dk} = 1,2,3 \dots N_{kmax}$$

Avec :

$N_p$ : est le nombre de particules de l'essaim.

$N_d$ : est le nombre de variables du problème (c-à-d dimension d'une particule).

$N_{kmax}$ : est le nombre maximal d'itérations.

$V_{ij}(k)$ : est la vitesse de la  $j_i^{ème}$  composante de la particule de l'essaim, à la  $k_i^{ème}$  itération.

$p_{ij}$ : est la  $j_i^{ème}$  composante de la meilleure position occupée par la  $i_i^{ème}$  particule de l'essaim enregistrée dans les itérations précédentes (local best).

$g_i$  :est la  $j_i^{ème}$  composante de la meilleure position occupée par  $l_{i_i}^{ème}$  particule globale de l'essaim (global best).

$x_{ij}(k)$  est la  $j_i^{ème}$  coordonnée de la position actuelle de la particule  $i$ , à la  $k_i^{ème}$  itération.

$w$  est en général une constante appelée coefficient d'inertie,  $c_1$  et  $c_2$  sont deux constantes appelées coefficients d'accélération,  $r_1$  et  $r_2$  sont deux nombres aléatoires tirés uniformément dans  $[0,1]$  à chaque itération et pour chaque dimension.

$w(k-1)$  Correspond à la composante physique du déplacement. Le paramètre  $w$  contrôle l'influence de la direction de déplacement sur le déplacement futur. Il est à noter que, dans certaines applications, le paramètre  $w$  peut être variable.

$c_1.r_1.(p_{ijbest} - x_{ij}(k-1))$  Correspond à la composante cognitive du déplacement où  $c_1$  contrôle le comportement cognitif de la particule.

$c_2.r_2.(g_{ibest} - x_{ij}(k-1))$  Correspond à la composante sociale du déplacement, où contrôle l'aptitude sociale de la particule.

Les gammes appropriées de valeur pour  $c_1$  et  $c_2$ , sont de 1 à 2, mais 2 est le plus approprié dans beaucoup de cas.

Le coefficient d'inertie peut être variable selon :

$$w = w_{max} \left( \frac{w_{max} - w_{min}}{k_{max}} \right) * k \quad (\text{III.7})$$

Où  $k_{max}$ ,  $k$  sont respectivement le nombre maximum des itérations et le nombre d'itération courante  $w_{max}$  et  $w_{min}$  sont respectivement les coefficients minimum et maximum d'inertie. Le coefficient d'inertie  $w$  joue un rôle important dans la procédure de recherche. Elle garantit un équilibre entre la recherche locale et la recherche globale, un bon choix de cette fonction augmente l'efficacité de la méthode pour avoir une solution globale. L'expérience a montré que la diminution linéaire de la valeur de 0.9 à 0.4 au cours de la procédure de recherche donne des meilleurs résultats.

#### III.4.5. Déroulement de l'algorithme :[41]

Pour expliquer le principe de l'algorithme PSO appliqué pour résoudre un problème d'optimisation, considérons le problème de minimisation [18] :

$$\begin{cases} \text{Min} f(x) \\ x \in D \end{cases}$$

La fonction fitness associée est:

$$\text{Fitness}(x_j) = f(x_j)$$

L'algorithme PSO se déroule suivant les étapes suivantes :

**Etape 1:** initialiser une population de particules et de vitesses, uniformément réparties dans l'espace de recherche  $D$ , et fixer le critère d'arrêt.

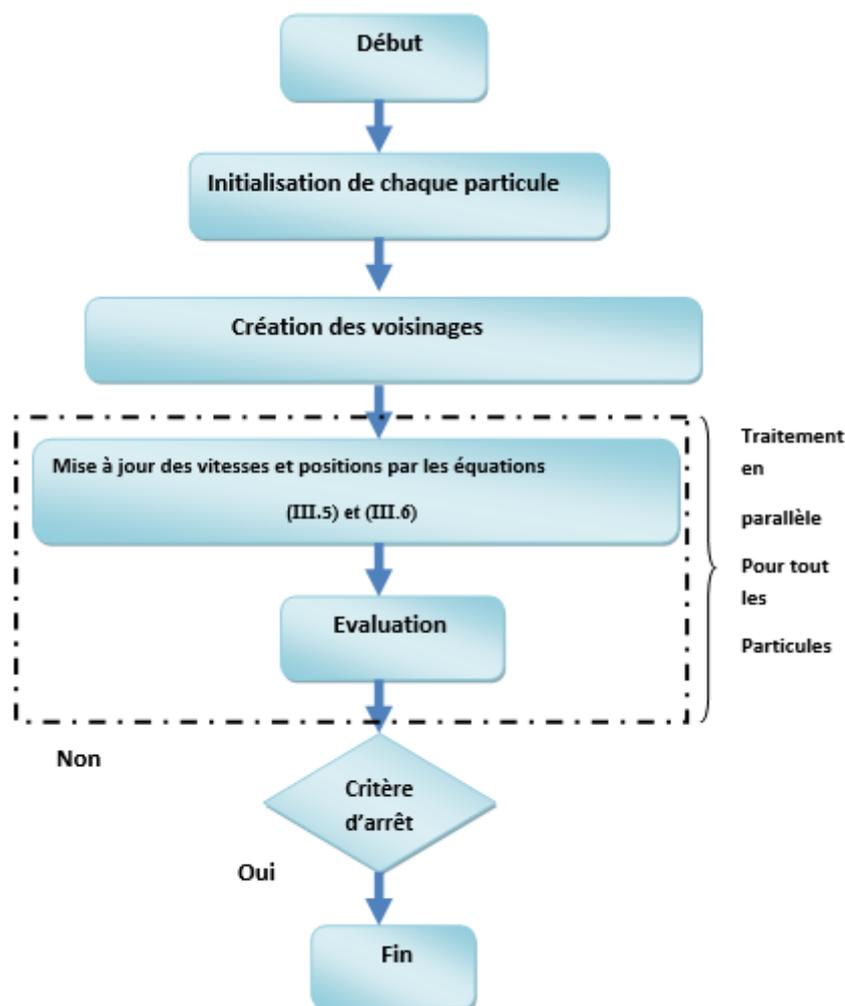
**Étape 2:** évaluer la fonction objectif, pour chaque particule.

**Étape 3:** mettre à jour la meilleure position  $P_{best}$  pour chaque particule et la meilleure position globale  $g_{best}$  dans la population.

**Étape 4:** mettre à jour la position et la vitesse utilisant les équations (III.5) et (III.6).

**Étape 5:** si une particule, déplacée par l'algorithme vers la limite ou à l'extérieur de l'espace de recherche, le mécanisme de confinement des particules exprimé par les équations(III.3) intervient et ramène la particule à l'intérieur de l'espace de recherche.

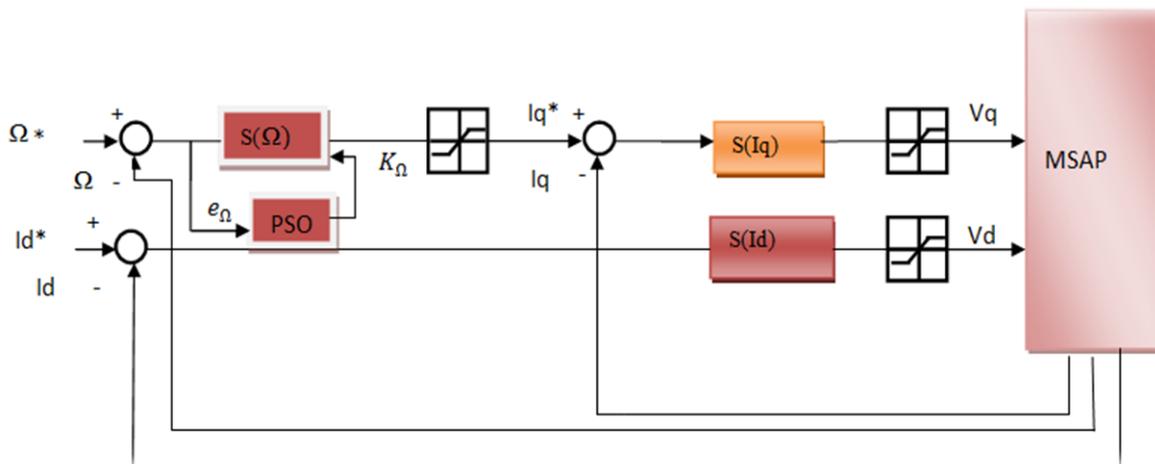
**Étape 6:** vérifier le critère d'arrêt. Si le critère d'arrêt n'est pas satisfait, aller vers l'étape 2. sinon, le programme se termine, et la solution optimale est produite.



**Figure (III.6):** Organigramme général de la méthode PSO

### III.5. Application de la PSO à l'optimisation des paramètres de la commande par mode glissant

Dans notre travail nous avons utilisé la méthode d'optimisation PSO de la commande par mode glissant. La figure (III.7) illustre le schéma de cette approche d'optimisation appliqué à la commande par mode glissant. Sur ce schéma illustre la boucle de régulation par mode glissant stratégie trois surfaces au quelle s'ajoute un nouveau bloc à base d'un PSO, qui permet de calculer le coefficient de commande  $kw$ , afin d'améliorer les performances de la boucle de régulation.



**Figure (III.7):** Schéma bloc de la commande optimisée de la MSAP

Pour l'application de l'algorithme, les paramètres du PSO sont utilisés comme suite :

Le nombre de variable :  $nvar=1$ .

-La valeur du coefficient d'inertie :  $w=1$ .

-La valeur du damping ratio du coefficient d'inertie  $w_{damp}=0.99$ .

-La valeur des coefficients d'accélération  $C_1 = C_2 = 2$ .

-Nombre d'itération = 100.

- Nombre de particules = 50.

Parmi les quatre critères on a utilisé l'intégrale de la valeur absolue de l'erreur pondérée par le temps, pour corriger les systèmes à réponse très oscillatoire.

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt$$

Après les calculs de la PSO on a obtenu un nouveau gain optimisé dans la commande de vitesse  $kw=316$ .

#### III.5.1. Résultat de simulation

Nous avons refait les mêmes simulations du chapitre deux avec le nouveau gain obtenu  $kw=316$

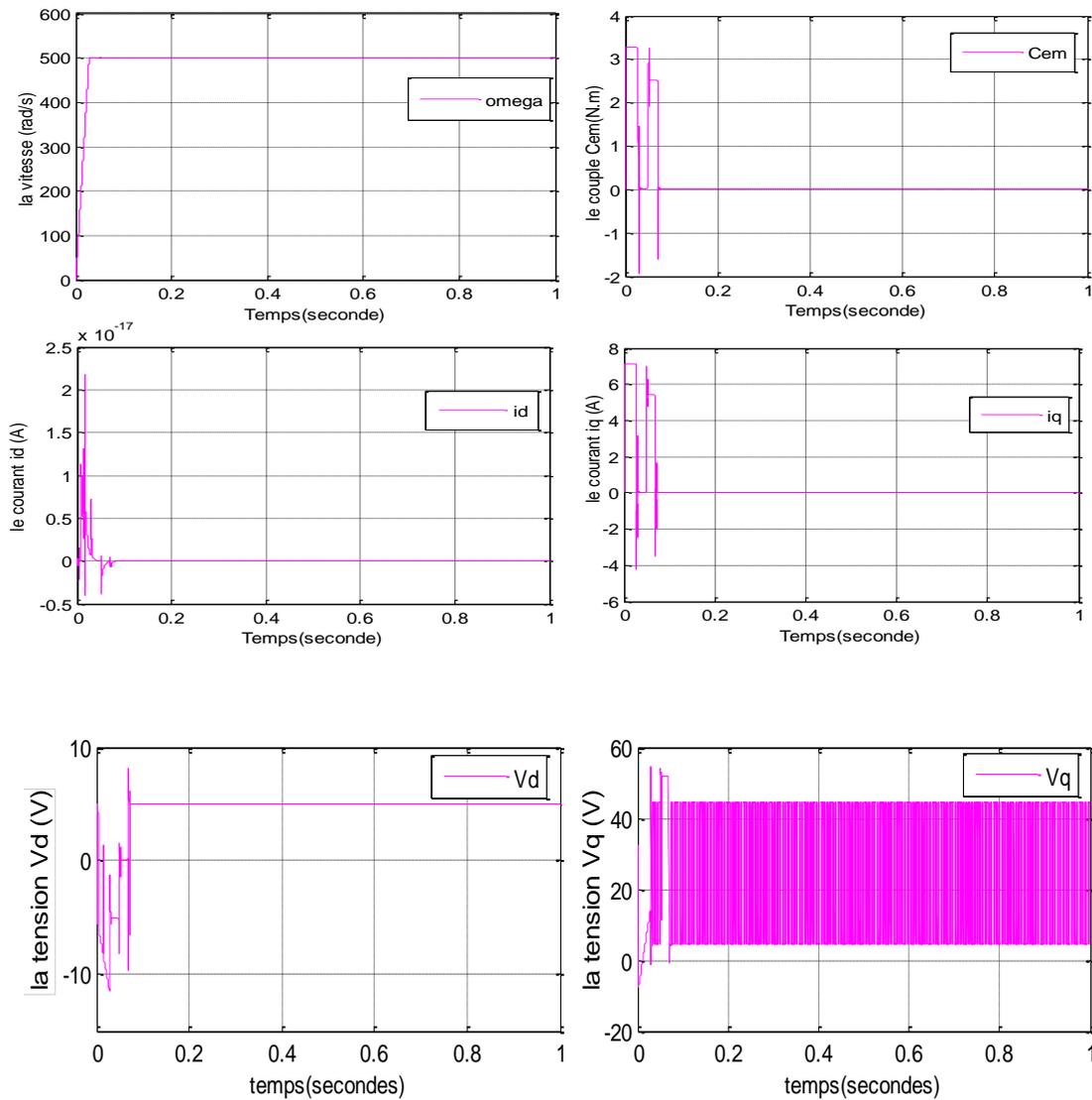


Figure (III.8): Résultats de simulation des paramètres optimisé par PSO

### III.5.2. Interprétation

Le fait que nous avons optimisé le paramètre  $kw$  de la commande par mode glissant à trois surface, a permis une légère amélioration de résultat à savoir :

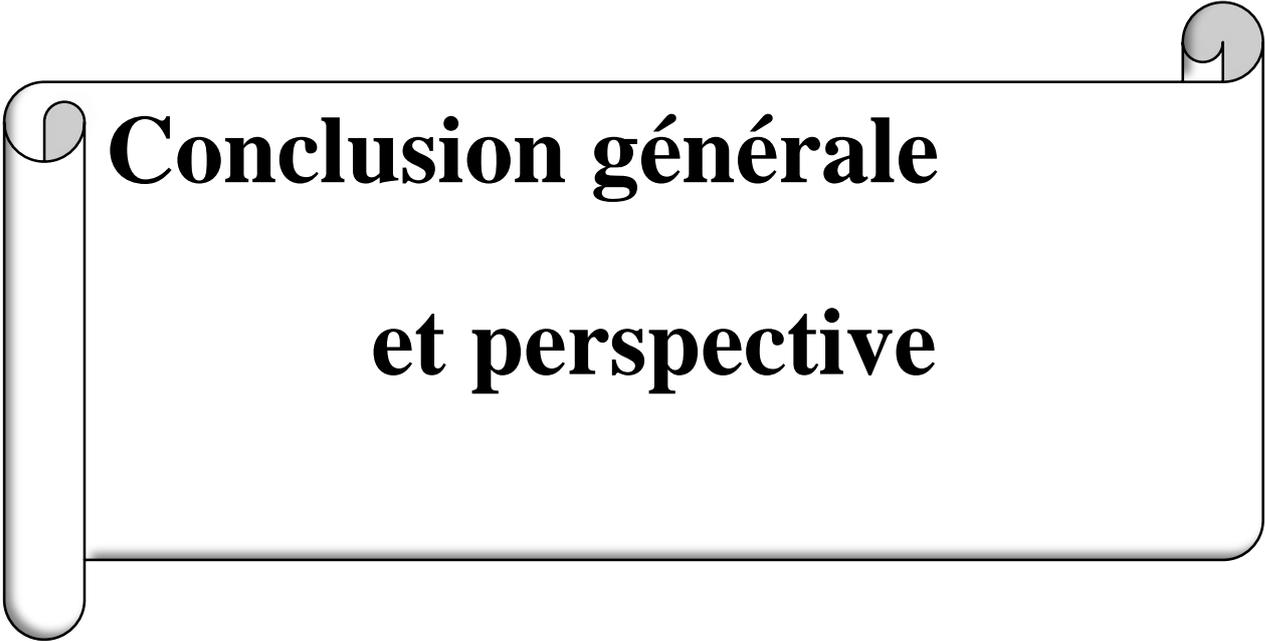
- Temps de réponse très court car la vitesse atteint sa référence dans un temps très court.
- Un bon suivi de la référence.
- Un bon rejet de la perturbation visible lors de la variation de la charge.
- Le couple subit au moment du démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant et assurant une bonne réponse par rapport à la variation de la charge.
- Le phénomène de Chattering apparaît clairement dans le couple.

- L'allure du courant en quadrature est proportionnelle à celle du couple électromagnétique, ce qui montre de façon plus claire le découplage existant. Le courant direct reste en moyenne nul.

### III.6. Conclusion

Les techniques d'optimisation méta heuristiques donnent des solutions là où les méthodes classiques ne peuvent pas être adoptées. Les algorithmes méta heuristiques sont nombreux ou chaque méthode est caractérisée par sa propre technique de recherche. Ils convergent vers une solution d'optimum locale ou globale d'un problème d'optimisation grâce à leur technique de recherche. Ces méthodes méta heuristiques sont inspirées d'un phénomène naturel, biologique, physique ou chimique.

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'algorithme d'optimisation PSO que nous avons utilisé pour optimiser le gain  $k_w$  de la commande par mode glissant à trois surface. Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants.



**Conclusion générale  
et perspective**

# Conclusion générale et perspectives

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents. Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur commandé par la technique MLI et commandée par le réglage par mode glissant.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la machine à aimants permanent avec ses avantages, inconvénients et leur application, puis on a modélisé on se base sur un ensemble de hypothèses simplificatrice. Le model de Park a été et dans le but de linéarisé la relation des flux courants, cependant le système reste non linière et couplé

Ainsi, nous avons abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé été présenté en donnant le principe de MLI, puis nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP

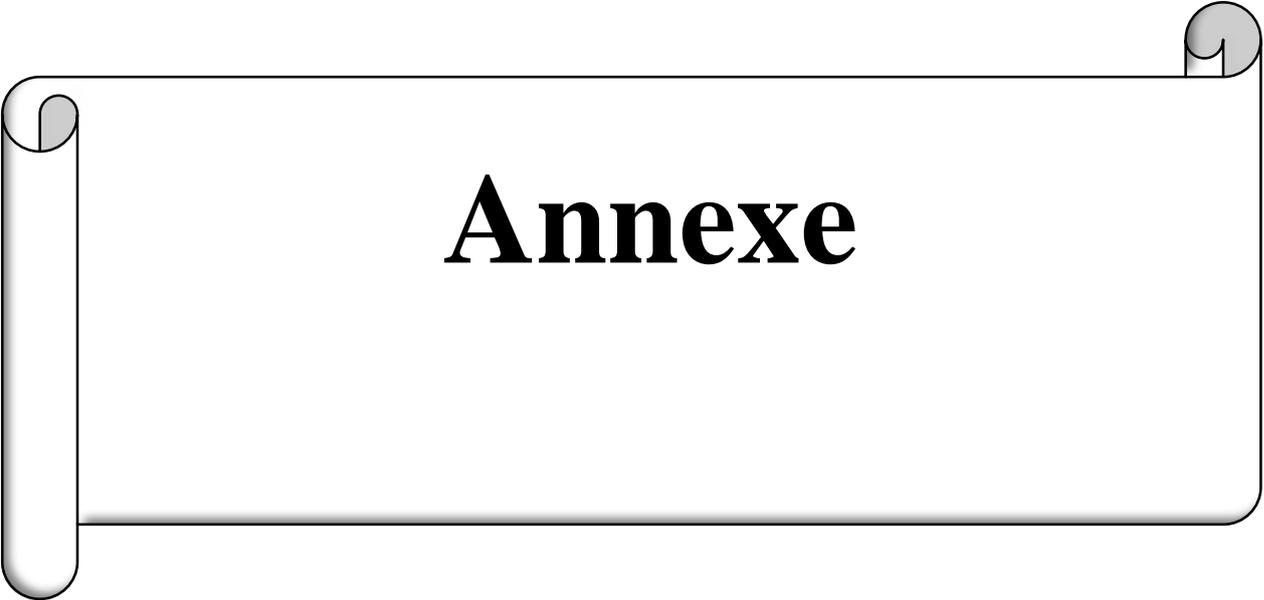
La commande par mode glissant à fait l'objet d'un deuxième chapitre, nous avons donné leur principe et le choix de la surface en fonction de degré relatif. Puis nous avons passé sur l'application de la commande par mode glissant sur la MSAP pour les deux structure deux surface et a trois surfaces.

Dans le dernier chapitre nous avons présenté les techniques d'optimisation méta-heuristique après nous avons passé au l'algorithme d'optimisation par essais des particules PSO.

À la fin de ce chapitre on a donné application du PSO sur le paramètre de la commande par mode glissement de la machine synchrone à aimant permanent les résultats de Simulation.

Finalement, on peut conclure que la commande par mode glissant montre de bonnes performances en suivi et en régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique et un rejet de perturbation instantané).

Comme perspectives de ce modeste travail on peut citer: il est intéressant de appliquer la méthode PSO sur le cas de deux surface et d'adopter d'autres critères d'optimisations.



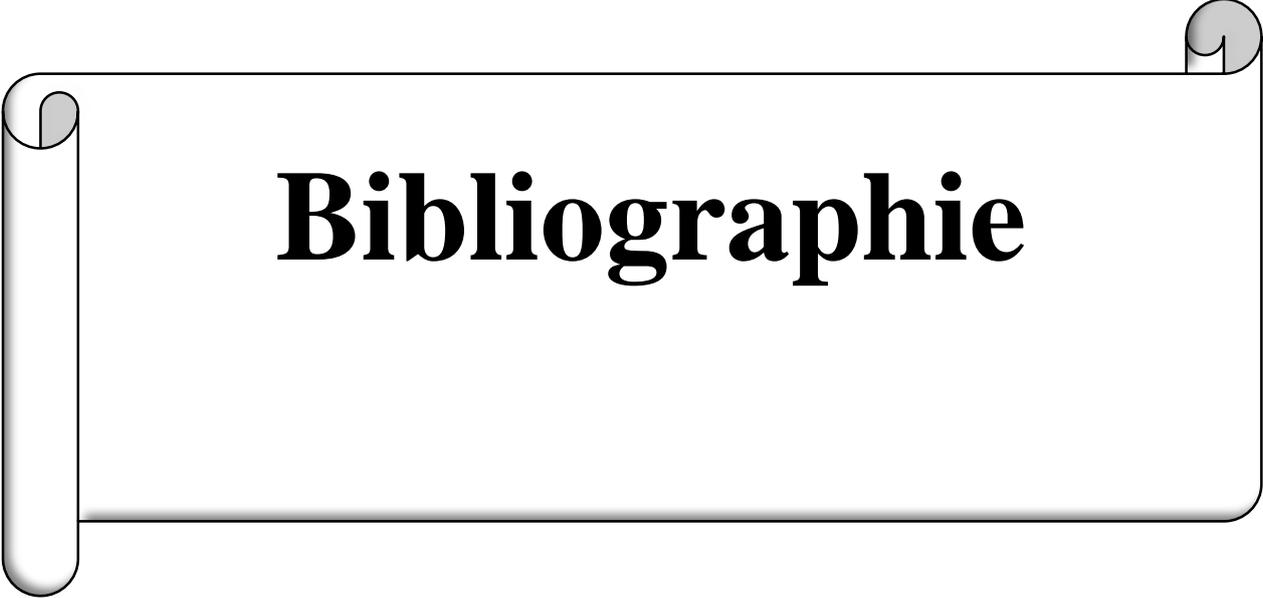
**Annexe**

# Annexe

## Paramètres de la MSAP

Les paramètres adoptés pour chaque machine synchrone à aimants permanents sont regroupés dans le tableau suivant :

Puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ kw}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ v}$
Résistance statorique	$R_s = 1.4 \Omega$
Inductance longitudinale	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
Inductance transversale	$L_q = 0.0058 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.00038818 \text{ N.ms/rad}$
Couple résistant	$C_r = 0.05 \text{ N.m}$
Nombre de paires de pôles	$p = 3$
Flux des aimants	$\varphi = 0.1546 \text{ Wb}$



# **Bibliographie**

# Bibliographie

- [1] **[BOUCHAHED ADEL** «amélioration de la gamme de vitesse du moteur synchrone a vitesse variable» mémoire de magister en électromécanique, université Badji Mokhtar-Annaba, 2009
- [2] **ARBANE DJELLOUL**, « COMMANDE A MODELE DE REFERENCE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANT PERMANENT » mémoire de master, UNIVERSITE FERHAT ABBAS – SETIF, 2012
- [3] **ABDELLAOUI Kamilia, BELAID Saloua**, Étude de l'autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents, mémoire de master, Université Abderrahmane MIRA- BEJAIA, 2018.
- [4]**F. Benchabane**," Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un Moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du Chattering", Thèse de magistère, Université de Biskra,2005."
- [5]**Mr.Noureddine BOUNASLA**, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », mémoire de master, Université Ferhat ABBAS Sétif - 1,2014
- [6] **Marwa Mohamed Moustafa EZZAT** « commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents A AIMANTS PERMANENTS »Thèse de Doctorat,institut de Recherche en Communications et Cybernétique de Nantes, 2011.
- [7]**A.KADDOURI**, "Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine synchrone à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov.2000
- [8]**A. AMEUR**," Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone àaimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèsede magistère, Université de Batna, 2005.
- [9]**G. SEGUIER**," Électronique de puissance", 7eédition, p : 290, 291, 292, Dunod, Paris, 1999.
- [10]**Marwa Mohamed Moustafa EZZAT** « commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone a aimants permanents A AIMANTS PERMANENTS »Thèse de Doctorat,institut de Recherche en Communications et Cybernétique de Nantes, 2011.
- [11]: **[HACHEMI KADOUR**«étude de la machine synchrone autopilotée: modélisation et simulation»Thèse de Doctorat, spécialité électrotechnique, l'université des sciences et de la technologie d'Oran Mohamed BOUDIAF, juillet 2012].
- [12] **R. LATEB**," Modélisation Des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à la propulsion marine par POD ", Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006
- [13] **Mr:MAAROUKAbdelatif** « COMMANDEDYNAMIQUE D'UNE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS ALIMENTÉE oum el bouaghi, 2018EN TENSION » Mémoire De master, université de Boumerdes,Jun 2016

[14] **PH.LAMELOT, J.GUEZEL**, " Les Aimants Permanents Rendent les Moteurs Economes " , Technologie et Innovations, 2007.

[15] **Telli Abde Lkarim** « Estimation de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu » Mémoire De master, université de LARBI BENM'HIDI DE OUM EL BOUAGHI

[16] **M. SC. DARIUSZ ŚWIERCZYŃSKI**, "Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005.

[17] **M. A. FERREIRA. DE SOUSA**, " Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique à inertie variable ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.

[18] **M.S. Merzoug**, " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008

[19] **H.Aid et W.Aina**, 2013. " Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen.

[20] **R. Abdessemed**, "Modélisation et simulation des machines électriques", Presse de Université de Batna, 2011.

[21] **MESSAI Sameh**, « Commande Par Mode Glissant de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Juin 2015.

[22] **ABDELLAOUI Kamilia et BELAID Saloua** , Étude de l'autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents, Mémoire de Master, Université Abderrahmane MIRA- BEJAIA, 2018.

[23] WIKIPEDIA « Machine synchrone », WIKIPEDIA L'encyclopedia libre

[24] **L.KHELFI, F.ADJEROUD** « Etude et réalisation d'une machine synchrone à aimants permanents ». Mémoire de fin d'étude en électrotechnique, université Ferhat Abbas Sétif, 1997

[25] **BOUCHAMA Messaoud, LAOUAR Mohammed Islam** « Commande par mode glissant des systèmes photovoltaïques » Mémoire de Master, Université Mohammed Seddik Benyahia – Jijel, 2018.

[26] **Haraizi Mabrouka & Hanzab Sawsen** « Commande par mode glissant flou d'une machine synchrone à aimants permanents » Mémoire de Master, L'Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, 2017.

[27] **SAHRAOUI Mebarek** « Commandes non linéaires de la machine asynchrone » Mémoire de master, Université de Msila, 2012.

[28] **Belmenaouar Walid** « Commande dynamique en mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension », Mémoire de Master, UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES, 2017.

- [29] **MESSAOUDI Ismail & MOHAMED MAHMOUD El Mahjoub** « Commande par mode glissant de deux machines synchrones à aimants permanents alimentées par un seul onduleur » Mémoire de Master, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2017
- [30] **Aribi Fouad Salim , Nedjaa Riad Abdelhafid** « Commande par mode glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents » Mémoire de master, université KASDI MERBAH OUARGLA, 2018.
- [31] **Triki Djihad** « Commande par mode glissant d'ordre deux d'une machine synchrone à aimants permanents » Mémoire de Master, Université Echahid Hama Lakhdar d'El-Oued, 2017.
- [32] **AID Housseem et AINA Wafaa** « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents » Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, 2013.
- [33] **Haithem Chouiref & Bekhti Sid Ali** « Commande en vitesse par mode glissant d'un moteur synchrone à aimant permanent » Mémoire Master, université Kasdi Merbah Ourgla, 2017.
- [34] **Deghboudj Imen** « COMMANDE DES SYSTEMES NON LINEAIRES PAR MODE GLISSANT D'ORDRE SUPERIEUR » Mémoire de Master, université CONSTANTINE 1, 2013.
- [35] **BOUBEKEUR Djamil** « Sur la commande d'un fauteuil roulant électrique » Thèse doctorat, Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen, 2016.
- [36] **Rezig Missoum** « Etude d'un dispatching économique des puissances actives par les algorithmes de fourmis » Mémoire de Magister, Université Hassiba Ben Bouali Chlef, Algérie, 2008.
- [37] **Zemzami, Norelislam** , Application d'un modèle parallèle de la méthode PSO au problème de transport d'électricité, Université de Normandie, INSA, Rouen,
- [38] **Rehouma Ridha, Maamra Ali**, « Commande Optimisée du GADA Par La Méthode Essaim de Particules (PSO) », mémoire de master, Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued, Juin 2015.
- [39] **ATTOUI Fateh** « Méthodes d'optimisation pour l'auto-réglage de contrôleur PID d'ordre fractionnaire » Mémoire de master, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA, 2019.
- [40] **Mr. KIMOUCHE Mohammed Amine, Mr. BENZID Moussa** « Les méthodes méta-heuristiques pour l'optimisation en génie électrique » Mémoire de Master, Université Mohamed Seddik Ben Yahia – Jijel, 2019.
- [41] **CHALANE Idir, OUARI Tarek** « Optimisation des paramètres d'un PID par essais particuliers (PSO) » Mémoire de master, Université A. MIRA de Bejaia, 2017
- [42] **Philippe FEYEL** « Optimisation des correcteurs par les méta- heuristiques – Application à la stabilisation inertielle de ligne de visée » THÈSE DE DOCTORAT, ECOLE DOCTORALE STITS, 2015.
- [43] **LAROUCI Benyekhlef** « Gestion optimale d'un réseau d'énergie électrique avec incorporation des systèmes FACTS » THÈSE DE DOCTORAT, université Mohamed Boudiaf- Oran, 2018.

[44] **Mme. BOUHINI Soraya** « Etude du problème de la répartition économique de puissance avec l'algorithme d'Optimisation à Essaims de particules (PSO) » Mémoire de Master , Université DJILALI BOUNAAMA KHEMIS MILIANA,2018 .

[45] **Omessad Hajji** « contribution au développement de méthode d'optimisation stochastique .Application a la conception des dispositifs électrotechnique » THÈSE DE DOCTORAT, université de science et technologie de lilie ,2003

[46] **Souier Mehdi, Hassam Ahmed, Sari Zaki** « DES ALGORITHMES BASEES SUR LES PRINCIPES DES METAHEURISTIQUES POUR LE RE-ORDONNANCEMENT TEMPS REELDANS UN FMS AVEC FLEXIBILITE DE ROUTAGE » Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen,2010.

[47] **Melle Zeyneb KAMECHE** « Sélection des Web Services à Base Des Essaims Particulaires » Mémoire de Master , Université Abou Bakr Belkaid– Tlemcen,2011

[48] **Abbas EL DOR** « Perfectionnement des algorithmes d'Optimisation par Essaim Particulaire. Applications en segmentation d'images et en électronique » THÈSE DE DOCTORAT, ÉCOLE DOCTORALE MATHÉMATIQUES ET STIC (MSTIC, E.D. 532),2012.