

لجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement supérieur  
et de la recherche scientifique  
Université Ferhat Abbas Sétif  
Faculté des sciences de l'ingénieur  
Département d'Électrotechnique



وزارة التعليم العالي  
والبحث العلمي  
جامعة فرحات عباس سطيف  
كلية علوم المهندس  
قسم الإلكترونيات

# Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Électrotechnique.

Option : Commande Electrique.

## Thème

***Commande Par Modes de  
Glissements d'une Machine  
Synchrone à Aimants Permanents***

*Proposé et dirigé par :*

**Dr :HEMSES Kameledine**

*Présenté et étudié par :*

**MAHDAOUI Nacereddine**

Promotion 2011

# Remerciements

*Nos remerciements vont tout premièrement à ALLAH tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnés durant toutes ces longues années.*

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre promoteur monsieur HEMSSES Kamel-eddine pour avoir d'abord proposé ce thème, pour le suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils et remarques.*

*Nos sincères remerciements aux messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.*

*Nous remercions aussi à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre formation.*

*Nous remercions aussi à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel.*

*Enfin nos remerciements s'adressent aussi à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.*

# DÉDICATION :

Je dédie ce travail à :

*Ce qui sont les plus chers au monde, mes parents, auxquels je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour leur amour, leur soutien tout au long de mes études.*

*À mes frères.*

*À mes sœurs.*

*À mes collègues et mes amis.*

*À toute la famille.*

*À tous ceux qui me sont chers*

*Nacereddine Mahdaoui*

## NOMENCLATURE

$i_a, i_b, i_c$	: Courants des phases de la machine.
$\phi_a, \phi_b, \phi_c$	: Flux des phases de la machine.
$\phi_f$	: Flux des aimants.
$V_a, V_b, V_c$	: Tension des phases statoriques.
$i_{sd}, i_{sq}$	: Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.
$V_{sd}, V_{sq}$	: Tensions statoriques d'axe direct et en quadrature.
$\phi_{sd}, \phi_{sq}$	: Flux statoriques d'axe direct et en quadrature.
$C_{em}$	: Couple électromagnétique.
$C_r$	: Couple résistante.
$C_f$	: Capacité de filtrage.
$f_c$	: Coefficient de frottement.
$[A]$	: Matrice de transformation de PARK.
$p$	: Nombre de paire de pôles.
$i_f$	: Courant à l'entrée de l'onduleur.
$J$	: Moment d'inertie.
$L_{sd}, L_{sq}$	: Inductances cycliques directe et en quadrature.
$R_s$	: Résistance d'une phase statorique.
$U$	: Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
$\omega$	: Pulsation des tensions statoriques.
$\Omega$	: Vitesse angulaire du rotor.
$\tau_e$	: Constante du temps électrique.
$\tau_m$	: Constante du temps mécanique.
$\theta$	: L'angle électrique.
$\theta_0$	: L'angle électrique initial
MSAP	: Machine synchrone à aimant permanents.
MLI	: Modulation de largeur impulsion.
LTI	: Modèle linéaire à temps invariant.
$i_{sd}^*, i_{sq}^*$	: Courants de consignes statoriques.
$V_{sd}^*, V_{sq}^*$	: Tensions de consignes statoriques.
SSV	: Systems à structure variable.

MG	: Modes glissants.
CMG	: Commande par mode glissant.
$U_{cm}$	: La tension de commande
$S(X_s)$	: Le système à régler
$U_{max}$	: La tension maximale.
$U_{min}$	: La tension minimale.
$X_s$	: Vecteur d'état du système à régler de dimension $n_s$ .
W	: Grandeur de consigne.
$K_s^T$	: Vecteur ligne de dimension $n_s$ , qui contient les coefficients de la contre réaction d'état.
$K_w$	: Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.
V	: Grandeur de perturbation intervenant sur le système à régler.
$U_{eq}$	: La tension équivalente.
$K_i$	: Coefficient de contre réaction d'état lié au courant électrique.
$K_R$	: Coefficient de contre réaction lié au régulateur intégrateur.
$\widehat{X}_s$	: vecteur contenant les valeurs des grandeurs d'état délimitent le mode de glissement.
$I_{qeq}$	: Le courant équivalent représente la somme des grandeurs $I_{qref}$ et $I_{qn}$ .
$I_{qref}$	: Le courant quadrature de référence.
$K_V, K_d, K_q$	: Paramètre du MG.

# Tableau de figure:

Figure 1.1	<i>Caractéristiques magnétiques de quelques matériaux.</i>
Figure 1.2	<i>Structures à pôles lisses.</i>
Figure 2.1	<i>Représentation des enroulements de la MSAP sur les différents axes.</i>
Figure 2.2	<i>Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes <math>d</math> et <math>q</math>.</i>
Figure 2.3	<i>Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère <math>d, q</math>.</i>
Figure 2.4	<i>Schéma bloc sous Simulink du modèle de la MSAP dans le repère <math>d, q</math>.</i>
Figure 2.4-a	<i>Comportement des courants statoriques, du couple et de la vitesse de la MSAP à vide.</i>
Figure 2.4-b	<i>Comportement des courants statoriques, du couple et de la vitesse de la MSAP avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent (<math>C_r=2 \text{ N.m}</math>).</i>
Figure 2.5	<i>Onduleur triphasé en pont associé à la machine.</i>
Figure 2.6	<i>Schéma bloc sous Simulink du modèle de la MSAP avec onduleur.</i>
Figure 2.6-a	<i>Comportement des courants statoriques, du couple et de la vitesse du groupe onduleur-MSAP à vide.</i>
Figure 2.6-b	<i>Comportement des courants statoriques, du couple et de la vitesse du groupe onduleur-MSAP en charge.</i>

# Tableau de figure:

Figure 2.1	<i>Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état variable.</i>
Figure 2.2	<i>Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.</i>
Figure 2.3	<i>configuration avec loi de commutation par contre réaction d'état.</i>
Figure 2.4	<i>Principe du mode de glissement</i>
Figure 2.5	<i>Différents mode pour la trajectoire dans le plant de phase.</i>
Figure 2.6	<i>Interprétation de <math>U_{eq}</math>.</i>
Figure 3.1	<i>Structure cascade de régulation de vitesse par MG de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.</i>
Figure 3.2	<i>Schéma bloc sous Simulink de régulation de vitesse par MG du modèle de la MSAP sans onduleur.</i>
Figure 3.3	<i>Réponses de la MSAP sans onduleur.</i>
Figure 3.4	<i>Réponses de la MSAP avec onduleur.</i>
Figure 3.5	<i>Réponses de la MSAP avec onduleur.</i>

# SOMMAIRE

Introduction générale

## Chapitre 1 : Théorie et modélisation de la MSAP

### 1. Théorie de la MSAP

1.1 Introduction.....	3
1.2 Les aimants permanents .....	4
1.2.1 Matériaux ferromagnétiques utilisés au niveau des machines à aimants.....	4
1.2.2 Les différents types de matériaux pour aimants.....	4
1.2.2.1 Les Alnico.....	4
1.2.2.2 Les Ferrites de baryum strontium.....	4
1.2.2.3 Les composés de cobalt et de terres rares.....	4
1.3 Différentes structures des MSAP .....	5
1.3.1 Machines synchrones à aimants permanents sans pièces polaires.....	5
1.3.2 Machines synchrones à aimants permanents avec pièces polaires.....	5
1.3.3 Structure des inducteurs des machines à aimants.....	5
1.3.3.1 Structures à pôles lisses.....	6
1.3.3.2 Structures à pôles saillant .....	8
1.4 Principe de fonctionnement de la MSAP .....	8
1.5 Avantages des MSAP .....	8
1.4.1 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu.....	8
1.4.2 Moteurs synchrones à aimants – Moteurs synchrone classique.....	8
1.4.3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones.....	9
1.6 Inconvénients.....	9
1.7 Domaines d'application .....	10



## **2. Modélisation de la MSAP**

2.1 Introduction.....	10
2.2 Modélisation de la MSAP.....	10
2.2.1 Structure générale d'une MSAP .....	11
2.2.2 Hypothèses simplificatrices .....	11
2.2.3 Mise en équations de la machine.....	12
2.2.4 Transformation de PARK.....	13
2.2.4.1 Equations électriques dans le référentiel de PARK .....	14
2.2.4.2 Equations électromagnétique.....	15
2.2.4.3 Equations mécanique.....	16
2.2.4.4 Schéma équivalent.....	16
2.2.5 Equations d'état de la MSAP .....	17
2.2.6 Résultats de simulation.....	17
2.2.7 Modélisation de l'onduleur triphase... ..	20
2.3.7.1 Mise en équations.....	20
2.3.7.2 Résultats de simulation.....	21
2.4 Conclusion.....	23

## **Chapitre 2 : Commande par modes glissants**

2.1 Généralités .....	25
2.2 Configuration de base pour les SSV .....	25
2.3 Loi de commutation par contre réaction d'état.....	27
2.4 Commande continue dans une bande de la surface .....	28
2.5 Surface de glissement .....	28
2.6 Conditions pour l'existence du mode de glissement .....	28
2.7 Différents mode pour la trajectoire dans le plan de phase.....	29
2.8 Grandeur de commande équivalente.....	30
2.9 Equation d'état en mode de glissement.....	31
2.10 Système a règle du deuxième ordre .....	31

2.10.1 Equation d'état en mode glissement .....	32
2.10.2 Solution de l'équation d'état en mode de glissement.....	32
2.10.3 Limite du domaine du mode glissement.....	33
2.10.4 Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire.....	35
2.11 Condition de glissement par Lyapunov .....	36
2.12 Conclusion.....	36

## **Chapitre 3 : Application de la CMG sur la MSAP**

3.1 Introduction.....	38
3.2 détermination de la loi de commande.....	38
3.3 Synthèse de la loi de commande par mode glissant.....	38
3.4 Conception de la loi de commande non linéaire par MG.....	38
3.5 Avantages de la CMG.....	39
3.6 Domaines d'application de la CMG.....	39
3.7 Application de la CMG sur la MSAP.....	39
3.7.1 Stratégie de réglage a trois surfaces.....	40
3.7.2 Résultats de simulation.....	44
3.7.2.1 Réponses de la MSAP sans onduleur.....	44
3.7.2.2 Réponses de la MSAP avec onduleur.....	47
3.7.3 Etude comparative entre la CMG et la commande CPID .....	49
3.7 Conclusion .....	52

## 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: une faible inertie rotorique, une dissipation de chaleur efficace 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 initialement occupé par la commande des(MCC). Le moteur à courant continu est alimenté par un convertisseur statique simple et une régulation de son courant d'induit permet de maîtriser son couple. Pour la MSAP, la fonction du collecteur est réalisée par un onduleur synchronisé avec la position du rotor.

La théorie des systèmes à structure variable (SSV) et les modes glissants (MG) associe, est une technique de commande non linéaire. Elle est caractéristique par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Toute repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelée encore surface de glissement. [BOU 1991]

Malgré le fait que le réglage par MG possède des avantages incontestable, cette méthode n'est pas introduite dans l'application pratique parce qu'il existe aussi des désavantages à cause des fortes sollicitations de l'organe de commande et la nécessité d'utiliser la grandeur à régler et un certain nombre de ses dérivées, selon l'ordre du système. [DEK, KAD 1998]

Le présent travail à été consacré à l'étude de la commande par mode glissement d'une MSAP.

Pour ce faire, notre travail s'articule sur les chapitres suivants.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la théorie et la modélisation de la MSAP.

Dans le deuxième chapitre, on présente la commande par modes glissants.

Le chapitre trois sera consacré à l'application de C.M.G sur la MSAP.

On se termine par des conclusions et perspectives et une assez riche bibliographie.

---

# **Chapitre 1**

## **Théorie et modélisation de la MSAP**

### **1. Théorie de la MSAP**

#### **1.1 Introduction.**

#### **1.2 Les aimants permanents.**

- 1.2.1 Matériaux ferromagnétiques utilisés au niveau des machines à aimants.
- 1.2.2 Les différents types de matériaux pour aimants.
  - 1.2.2.1 Les Alnico.
  - 1.2.2.2 Les Ferrites de baryum strontium.
  - 1.2.2.3 Les composés de Cobalt et de terres rares.

#### **1.3 Différentes structures des MSAP :**

- 1.3.1 Machines synchrones à aimants permanents sans pièces polaires.
- 1.3.2 Machines synchrones à aimants permanents avec pièces polaires.
- 1.3.3 Structures des inducteurs des machines à aimants.
  - 1.3.3.1 Structures à pôles lisses.
  - 1.3.3.2 Structures à pôles saillants.

#### **1.4 Principe de fonctionnement de la MSAP.**

#### **1.5 Avantages des MSAP :**

- 1.5.1 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu.
- 1.5.2 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique.
- 1.5.3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones.

#### **1.6 Inconvénients.**

#### **1.7 Domaines d'applications.**

## **2. Modélisation de la MSAP.**

### **2.1 Introduction.**

### **2.2 Modélisation de la MSAP :**

- **2 2.1 Structure générale d'une MSAP.**
- **2.2.2 Hypothèses simplificatrices.**
- **2.2.3 Mise en équations de la machine.**
- **2.2.4 Transformation de PARK.**
  - 2 2.4.1 Equations électriques dans le référentiel de PARK.**
  - 2 2.4.2 Equations électromagnétiques.**
  - 2 2.4.3 Equations mécanique.**
  - 2 2.4.4 Schéma équivalent.**
- **2.2.5 Equations d'état de la MSAP.**
- **2.2.6 Résultats de simulation.**
- **2.2.7 Modélisation de l'onduleur triphase.**
  - 2.2.7.1 Mise en équations.**
  - 2.2.7.2 Résultats de simulation.**

### **2.3 Conclusion.**

# 1. Théorie de la MSAP.

## 1.1 Introduction :

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont des machines à courant alternatif autopilotées, la caractéristique essentielle de ces machines est que leurs vitesse de rotation est l'image exacte de la fréquence d'alimentation. [SEL 2002]

Les MSAP sont constituées généralement de trois parties suivantes :

- Partie fixe appelée stator.
- Partie mobile appelée rotor.
- Entrefer, intervalle minimale d'air séparant les deux parties précédentes.

[KHE, ADJ 1997]

Un stator : qui est constitué de bobines montées en triphasé pour créer un champ tournant .

Un rotor : Il est monté par des aimants permanents sur sa surface et grâce à cette forme qu'il obtient son excitation.

La MSAP présente les avantages importants suivants:

- Une faible inertie et temps de démarrage très court ;
- Puissance massique élevée et un couple dépassant deux fois son couple nominale ;
- Dissipation thermique faible (au stator seulement) ;
- Excellent rendement  $> 90\%$  ;
- Bon comportement dynamiques en accélération et en freinage ;
- Une vitesse de rotation élevée ;
- Gamme de vitesse importante ;
- Une bonne durée de vie ; [YAG 1998]

La MSAP à des caractéristique constructives très intéressantes :

L'absence du collecteur et de balais simplifie totalement sa maintenance, et augmente donc sa fiabilité. Il n'y pas des pertes par effet joules au rotor à cause de l'absence de l'alimentation électrique.

Les aimants permanents procurent un certain nombre d'amélioration et d'avantages (inertie faible, couple élevée...) aux machines synchrones à aimants par rapport aux autres types de machines (à courants continu, synchrone à excitation électrique). [SEL 2002]

## 1.2 Les aimants permanents :

### 1.2.1 Matériaux ferromagnétiques utilisés au niveau des machines à aimants :

- Les matériaux ferromagnétiques durs que sont les aimants permanents.
- Les matériaux ferromagnétiques doux qui ne présentent pas de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure.
- Les matériaux magnétiques usuels peuvent être classés en fonction de leur structure et leurs constituants: [CYR 2007].

**Exemple** de Matériaux ferromagnétiques doux :

- Matériaux lamines.
- Matériaux massifs.
- Matériaux en poudre.

### 1.2.2 Les différents types de matériaux pour aimants :

Il existe une grande variété de matériaux pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont très diverses. Parmi ces aimants les plus utilisés sont:

#### 1.2.2.1 Les Alnico :

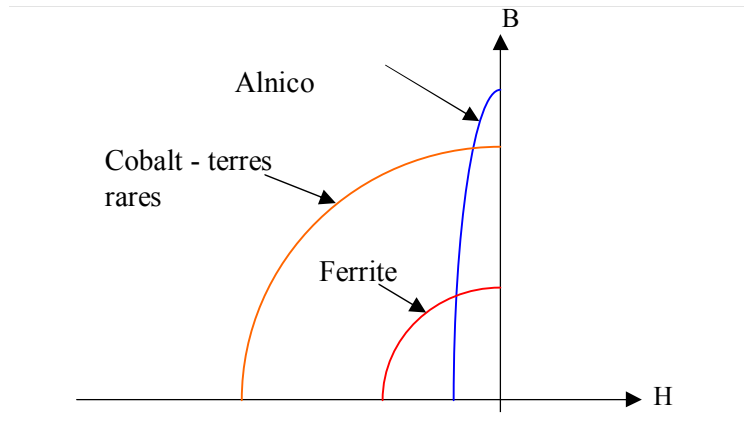
Sont les alliages de fer, d'aluminium, de nickel et de cobalt. Leur champ rémanent est élevé, mais leur excitation coercitive est faible. Sensibles aux champs antagonistes, leur part de marché est assez réduite et leur coût est moyen.

#### 1.2.2.2 Les Ferrites de baryum strontium :

Les aimants ferrites sont fabriqués à partir de matériaux de très faible coût [LER 2006]. La calcination d'oxyde de fer et de carbonate de strontium(ou de baryum) conduit à la formation d'un composé hexa ferrite sous forme de scories. Ces aimants sont utilisés dans une grande variété de petits moteurs, en particulier dans l'industrie automobile ainsi que pour la fabrication de haut-parleurs basses fréquence. [LAT 2006]

#### 1.2.2.3 Les composés de cobalt et de terres rares :

Comme le Samarium, ces matériaux ont d'excellentes performances techniques. Leur champ rémanent et leur excitation coercitive sont élevés, leur inconvénient reste le coût important. [LER 2006]



**Fig 1.1** *Caractéristiques magnétiques de quelque matériaux*

### 1.3 Différents structures des MSAP :

Il existe plusieurs manières de classer les machines synchrones à aimants permanents. La plus utilisées est celle qui est basée sur la façon de déposer les aimants et de les associer aux matériaux magnétiques au niveau du rotor. Cette classification permet de mettre en évidence les propriétés spécifiques de chaque type de structure de machine obtenue

#### 1.3.1 Machines synchrones à aimants permanents sans pièces polaires :

Les aimants, dans ce type de structures de machines, ayant un champ inducteur pratiquement indépendant des excitations extérieures, se comportent vis-à-vis des ces dernières comme de l'air [KAN, NOG 1990]. Il en résulte, une faible inductance synchrone vu que la largeur de l'entrefer est relativement importante comparativement aux machines classiques. La réaction magnétique d'induit serait moindre et ainsi la force électromotrice en charge serait peu différente de la FEM à vide.

#### 1.3.2 Machines synchrones à aimants permanents avec pièces polaires :

Au niveau des structures de machines synchrones à aimants permanents munies de pièces polaires, l'inducteur présente une anisotropie magnétique et dans la plupart des configurations l'inductance transversale  $L_q$  est supérieure à l'inductance longitudinale  $L_d$ , ce qui n'est pas le cas pour les machines à rotor bobiné (on utilise pour cela le terme de saillance inverse dans le cas des machines synchrones à aimants permanents à pôles saillants) . [HAD 1994]

#### 1.3.3 Structures des inducteurs des machines à aimants :

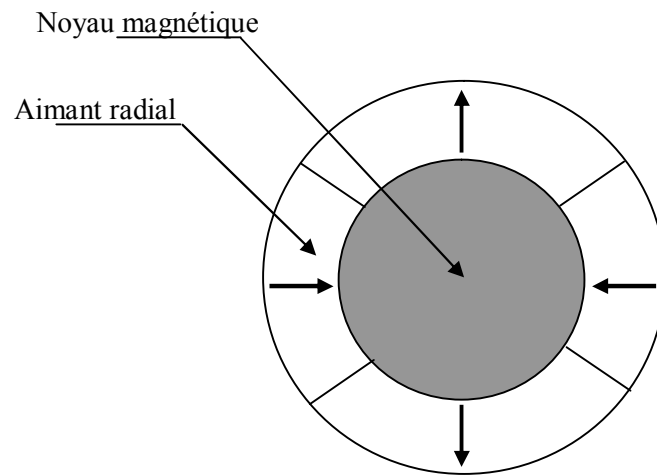
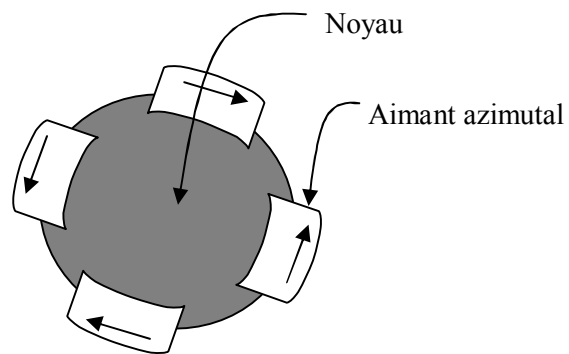
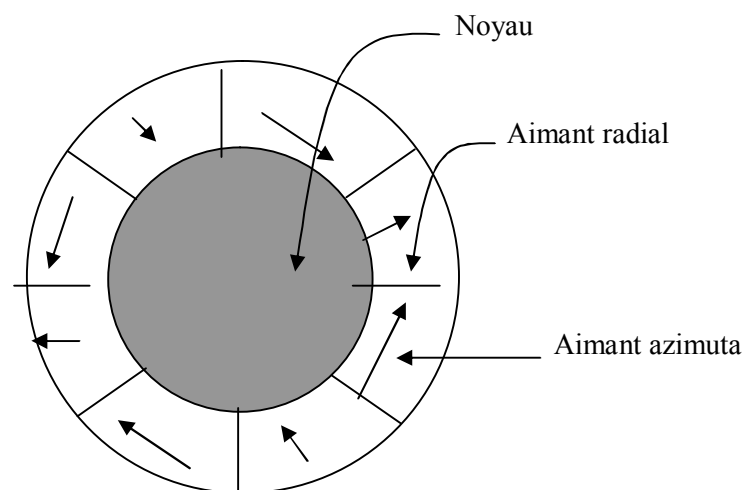
Comme pour le cas des machines synchrones classiques, nous pouvons distinguer les moteurs à aimants dits "à pôles lisses", et ceux dits "à pôles saillants". La nuance, le sens de l'aimantation, les formes géométriques des aimants et leurs dispositions au niveau du rotor. D'autres structures peuvent être envisagées suivant la présence ou l'absence de pièces polaires. [ABI, BOU 1993]



### 1.3.3.1 Structures à pôles lisses :

Les aimants généralement en forme de "Tuiles", sont fixés à la surface du rotor grâce à des ferrites magnétiques au niveau de l'entrefer et plaquées sur un noyau magnétique pour tirer le meilleur partie des aimants, on a intérêt de les doter d'une aimantation radiale (Figure 1.2-a), tangentielle entre pôles (Figure 1.2-b), les aimants peuvent avoir également une aimantation mixte (Figure 1.2-c) ou aimantation tournante.

Les structures à rotor lisse se caractérisent par un entrefer magnétique important accentué par l'épaisseur des aimants et souvent pour celle de la ferrite amagnétique de maintien. Ces structures sont intéressantes pour un fonctionnement autopiloté, car elles présentent une faible inductance de phase et une réaction d'induit réduite, ce qui favorise ainsi une commande plus simple. [ABI, BOU 1993]

*a) Aimantation radiale**b) Aimantation tangentielle**c) Aimantation mixte***Fig 1.2 Structures à pôles lisses**

### 1.3.3.2 Structures à pôles saillants :

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou inter polaires, qui raccourcissent nettement les lignes de flux selon les deux axes "d" et "q" respectivement suivant la position directe et la position en quadrature, ce qui augmente la valeur de l'inductance contrairement aux machines à inducteur bobiné où la saillance est inversée c'est-à-dire, que l'inductance selon l'axe "q" est supérieure par rapport à celle suivant l'axe "d". On peut obtenir plusieurs catégories d'inducteur à pôles saillants. [ALE, ATT 2010]

## 1.4 Principe de fonctionnement de la MSAP :

Le principe de fonctionnement d'une MSAP se repose sur l'existence d'un champ tournant produit par un aimant déplacé et d'un système de courants triphasés. L'enroulement du rotor en rotation est parcouru par un courant continu, un champ tournant s'établit au niveau de l'entrefer tourne à la même vitesse du synchronisme. Ce champ induit des FEM triphasées dans l'enroulement du stator. [KHE, ADJ 1997]

Lorsque le rotor accompagne le champ tournant statorique, la force électromagnétique sur chaque conducteur garde une valeur constante, l'ensemble de ces forces forme un couple de valeur constante, ce couple peut être moteur ou résistant, alors qu'une machine n'engendre de couples qu'à la vitesse de synchronisme. Les MSAP peuvent avoir une double fonction : a) génératrice / b) moteur. Ce que veut dire :

a) Soit produisant un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation de la machine fonctionnement générateur.

b) Soit absorbant un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation fonctionnement moteur. [WIK]

## 1.5 Avantages des MSAP :

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, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité).

### 1.5.1 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu :

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.

### 1.5.2 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique :

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.

### 1.5.3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones :

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

- Un faible moment d'inertie, ce qui à 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, tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement ;
- 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. [KHE, ADJ 1997]

### 1.6 Inconvénients :

- Nécessite dans certains cas une alimentation continue sur le rotor.
- Cout élevés.
- Pas prévus pour des survitesses importantes.
- Les roulements sont à graisser : entretien.
- Un champ magnétique impose persistants problèmes de sécurité lors de l'assemblage, les services extérieurs ou de réparation, telles que des blessures physiques.
- aimants permanents de haute performance eux-mêmes, ont des problèmes structurels et thermiques.

## 1.7 Domaines d'application :

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de certaines de watts (Servomoteurs) à plusieurs méga watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction.

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

[BEL, ZOR 2005]

## 2. Modélisation de la MSAP :

### 2.1 Introduction :

La modélisation de la machine synchrone est préméditée aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle nous permet d'observer et d'analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électriques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande.

Un modèle basé sur les équations de cette machine est généralement suffisant pour faire la synthèse de la commande.

Les onduleurs à source de tension ont été habituellement considérés comme les convertisseurs de puissance les plus adaptés aux entraînements à courant alternatif. Principalement, parce que ces onduleurs peuvent être appliqués facilement pour les systèmes à modulation de largeur d'impulsion (MLI), avec des fréquences élevées. De même, il assure une commande du moteur facile et effective puisque son circuit de puissance offre la possibilité de travailler sur une large gamme de fréquence et de tension de charge.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que l'ensemble machine-onduleur. [ALE, ATT 2010]

### 2.2 Modélisation de la MSAP:

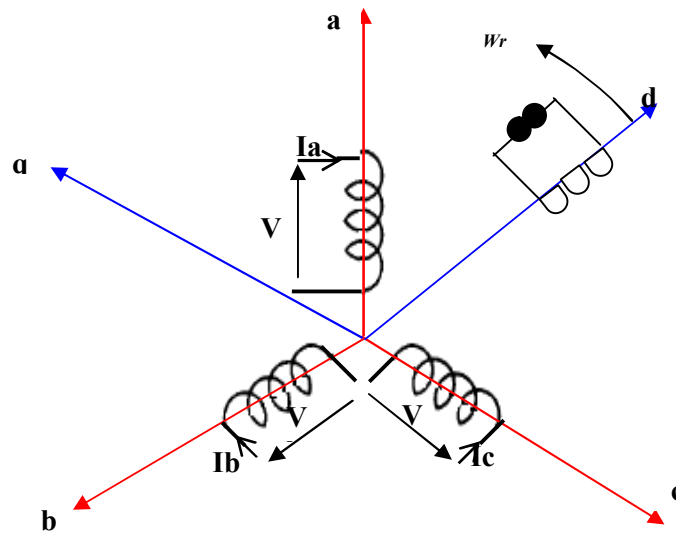
La machine utilisée pour notre étude est un moteur à distribution sinusoïdale qui se distingue par :

- L'absence de tout dispositif auxiliaire au niveau de l'inducteur constitué par l'aimant permanent (flux d'excitation constant).
- L'absence des amortisseurs, donc seuls les enroulements d'induit sont parcourus par des courants.

En raison de l'absence des pièces polaires, cette machine a une structure à pôles lisses, dont les aimants sont de type terre rare (SmCo, NdFeBr)

### 2.2.1 Structure générale d'une MSAP :

La structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents est présentée par la figure suivante [Sel 2002]:



**Fig 1.3** Représentation des enroulements de la MSAP sur les différents axes.

Le stator comporte trois phases a, b et c identiques et décalées l'une par rapport à l'autre par un angle électrique de  $(\frac{2\pi}{3})$ , par contre le rotor comprend deux axes caractérisés par :

- Un axe d'aimantation rotorique longitudinale (d) ;
- Un axe inter polaire en quadrature (q), déphase de  $(\frac{\pi}{2})$  par rapport à l'axe (d) ;
- La position du rotor est repérée par l'angle électrique.

$$\theta = \theta_0 + \omega t \quad (2.1)$$

$\theta_0$  : L'angle électrique initial ;

$\omega$  : La pulsation des grandeurs électriques.

### 2.2.2 Hypothèses simplificatrices :

Dans cette modélisation, nous prenons en considération les hypothèses suivantes :

1. L'effet d'hystérésis et les pertes dans l'acier sont négligeables ;
2. La machine fonctionne dans un régime non saturé ;
3. Les résistances de fuites sont indépendantes de la position du rotor ;
4. La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale. Ce qui nous permet de considérer seulement le premier harmonique d'espace de la distribution de la F.M.M créée par chaque phase de l'induit. [KHE, ADJ 1997]

### 2.2.3 Mise en équations de la machine :

A partir de la figure (2.1) et en tenant compte des hypothèses précédentes, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} [V] = [R_s] [i] + \frac{d[\phi]}{dt} \\ [\phi] = [L_s] [i] + \phi_f \end{cases} \quad (2.2)$$

Tel que:

$[V] = [V_a, V_b, V_c]^t$  : vecteur tension statorique ;  
 $[i] = [i_a, i_b, i_c]^t$  : vecteur courant statorique ;  
 $[R_s] = R_s [I]$ ;  $[I]$ : matrice identité ;  
 $R_s$  : Résistance de phase statorique ;  
 $[L_s]$ : Matrice inductance (propre et mutuelle statorique).

Donc le système (2.2) devient :

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d[\phi_a]}{dt} \\ V_b = R_s i_b + \frac{d[\phi_b]}{dt} \\ V_c = R_s i_c + \frac{d[\phi_c]}{dt} \end{cases} \quad (2.3)$$

L'équation mécanique s'écrit :

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

$$C_f = f_c \Omega \quad (2.5)$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} : \text{vitesse de rotation de la machine ;} \quad (2.6)$$

$C_r$  : Couple résistant ;

$C_{em}$  : Couple électromagnétique ;

$C_f$  : Couple de frottement ;

$J$  : moment d'inertie de la machine tournante ;

$p$  : nombre de paires de pôles ;

$\omega_r$  : Vitesse électrique du rotor ;

$f_c$  : Coefficient de frottement.

### 2.2.4 Transformation de PARK :

Pour supprimer le non linéarité du système d'équations différentielles, on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système.

Dans les machines électriques triphasées, ce changement de variable consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d, q), tournant à une vitesse  $\omega_r$ .

L'équation qui traduit le passage du système triphase au système biphasé (d, q) est donnée par :

$$[F_{dq0}] = [A][F_{abc}] \quad (2.7)$$

Avec :

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Le facteur  $\frac{2}{3}$  est choisit de façon à ce que la matrice A soit orthogonale.

Alors  $A^{-1}$  devient comme suit :

$$A^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

L'angle  $\theta$  est définit comme suit :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt \quad (2.10)$$

Tel que :



$\theta$  : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d) ;

$\omega$  : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

Selon le choix de  $\omega$ , on distingue :

- **Référentiel lié au stator :**

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_\theta = \omega_s = 0$$

- **Référentiel lié au rotor :**

Dans ce cas la vitesse du repère (d, q) est celle du rotor c'est à dire  $\omega_r$  :

$$\omega_\theta = \omega_r$$

- **Référentiel lié au champ tournant :**

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_\theta = \omega$$

#### 2.2.4.1 Equations électriques dans le référentiel de PARK :

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphase au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de Park.

$$[V_{dqo}] = [A][V_{abc}] \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}$$

Et après transformation du système (2.3), on trouve :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_r \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_r \phi_{sd} \end{cases} \quad (2.12)$$

### 2.2.4.2 Equations électromagnétiques :

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \sin\theta \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$L_{sc}$  : Inductance cyclique principale

Nous passons au système (d, q) :

$$[\varphi_{dqo}] = [A][\varphi_{abc}] \quad (2.14)$$

Après calculs, nous obtenons :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_{sd} i_{sq} + \varphi_f \\ \varphi_{sq} = L_{sq} i_{sd} \end{cases} \quad (2.15)$$

En remplaçant les expressions des flux  $\varphi_{sd}$  et  $\varphi_{sq}$  dans le système (2.12) nous obtenons

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} - L_{sq} \omega_r i_{sq} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sd} \omega_r i_{sd} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_r \varphi_f \end{cases} \quad (2.16)$$

Avec :

$\varphi_f$  : Flux dû aux aimants ;

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique ;

$L_{sd}$  : Inductance suivant l'axe d ;

$L_{sq}$  : Inductance suivant l'axe q ;

### 2.2.4.3 Equations mécanique

L'équation mécanique de la machine peut être écrite comme suit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (2.17)$$

Où:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (2.18)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}) \quad (2.19)$$

Avec:

$\frac{3}{2} p \varphi_f i_{sq}$  : Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses ;

$\frac{3}{2} p (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}$  : Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

La puissance totale du moteur dans le système (a, b, c) :

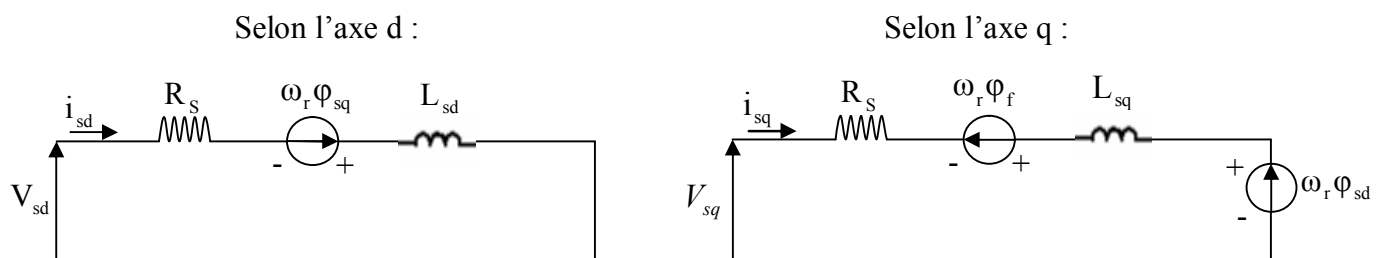
$$W = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (2.20)$$

Dans le système dqo :

$$W = \frac{3}{2} (V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq}) \quad (2.21)$$

### 2.2.4.4 Schéma équivalent :

Le schéma équivalent de la MSAP est représenté selon les deux axes d et q (figure 2.2)

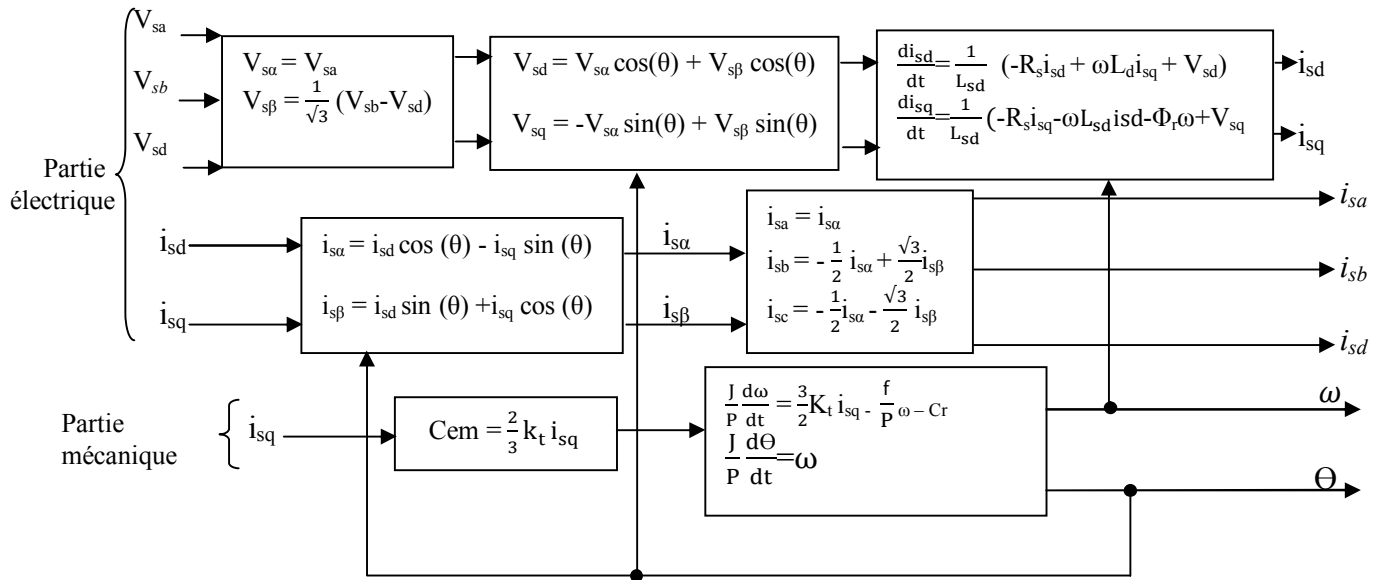


**Fig 2.2** Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q.

### 2.2.5 Equations d'état de la MSAP :

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équations du modèle, on peut écrire les équations électriques et l'équation mécanique sous formes d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

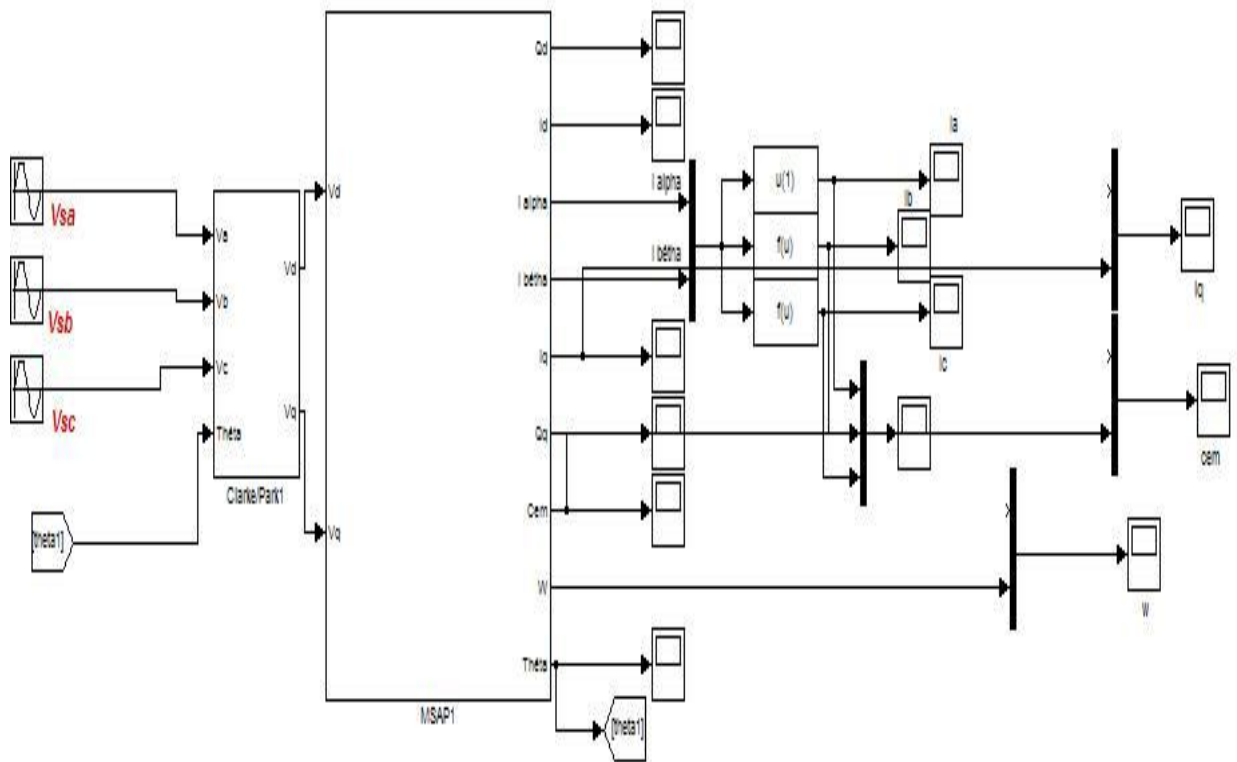
$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \Omega \\ \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{V_{sd}}{L_{sd}} - \frac{R_s i_{sd}}{L_{sd}} + \omega_r L_{sq} \frac{i_{sq}}{L_{sd}} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{V_{sq}}{L_{sq}} - \frac{R_s i_{sq}}{L_{sq}} - \omega_r L_{sd} \frac{i_{sd}}{L_{sq}} + \frac{\omega_r}{L_{sq}} \Phi_f \\ C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + \Phi_f i_{sq}] \end{cases} \quad (2.22)$$



**Fig 2.3** Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère  $d, q$ .

### 2.2.6 Résultats de simulation :

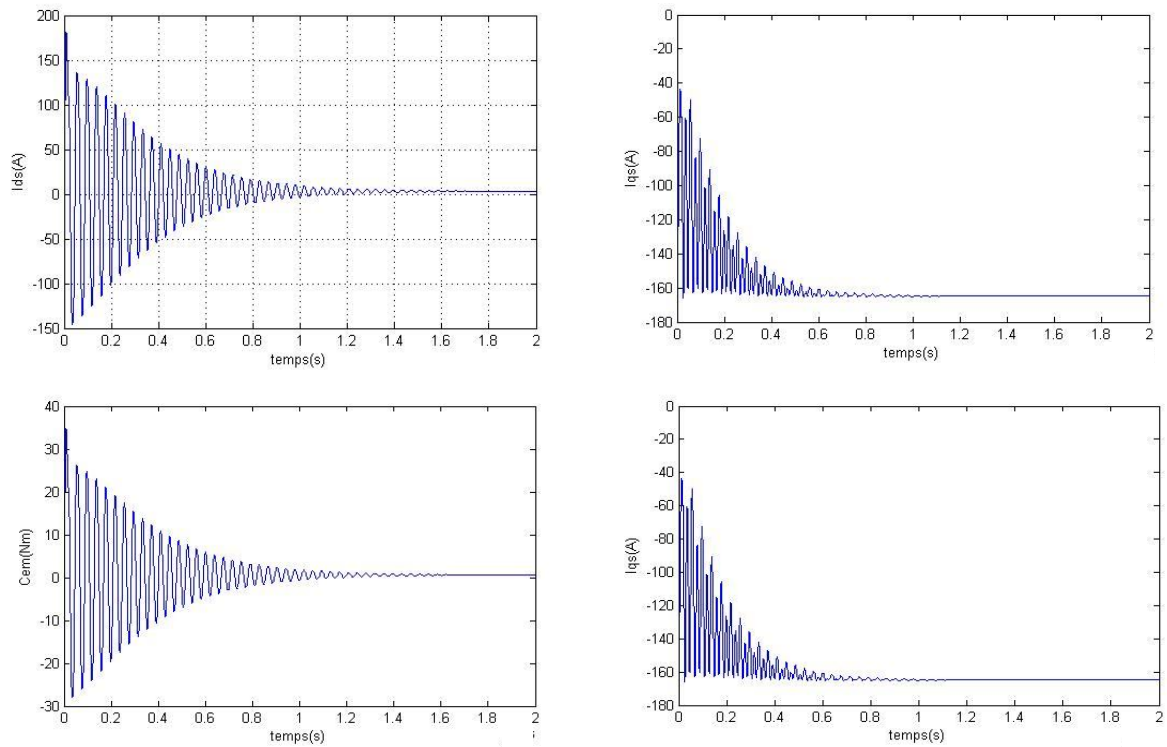
Nous avons simulé le modèle d'une MSAP dont les paramètres sont indiqués au niveau de l'annexe.



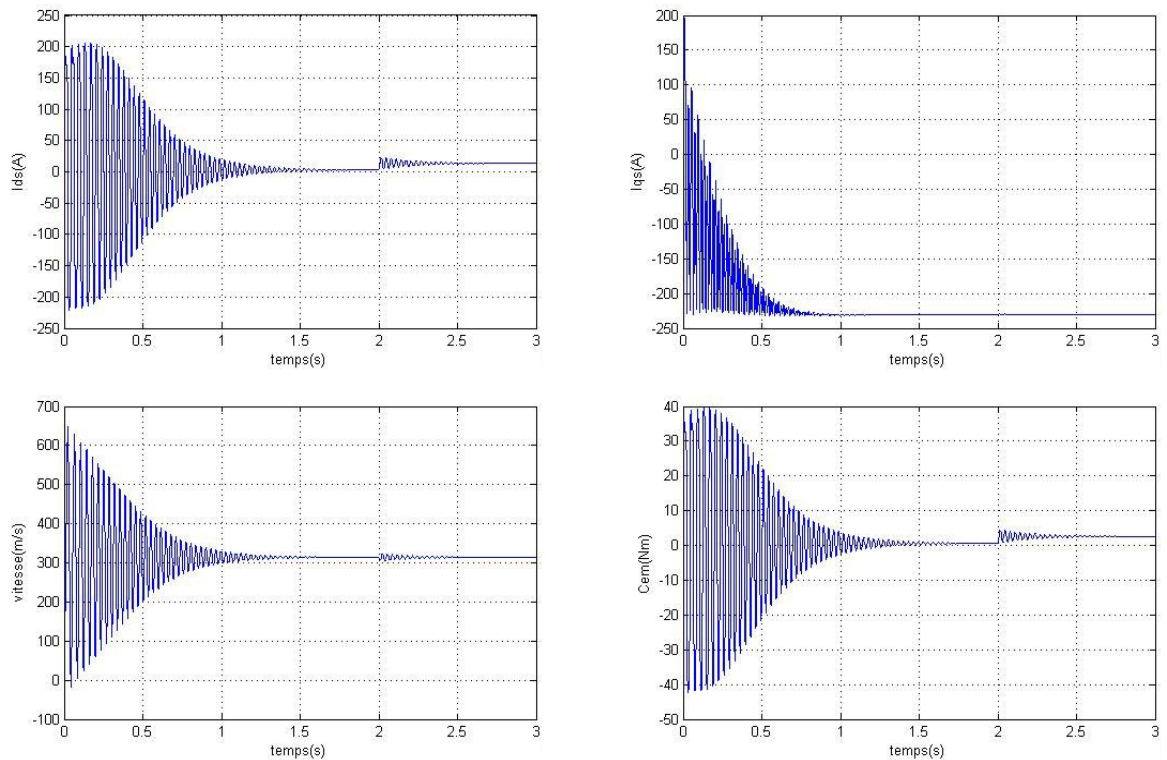
**Fig 2.4** Schéma bloc sous Simulink du modèle de la MSAP dans le repère  $d, q$ .

La figure (2.4-a) représente la réponse de la MSAP pour un fonctionnement à vide alimentée à partir d'un système triphasé de tensions de valeurs efficaces  $V_n = 220 \text{ V}$ . La vitesse de rotation atteint la valeur de (314 m/s) en un temps de réponse d'environ (1.9 s). Durant le démarrage, le couple maximum atteint le seuil de (35 N.m) ce qui entraîne un fort appel de courant au démarrage.

La figure (2.4-b) représente la réponse de la MSAP pour un démarrage à vide puis l'application d'un couple résistant de ( $C_r = 2 \text{ N.M}$ ) à l'instant ( $t = 2 \text{ s}$ ). La valeur de la vitesse diminue à partir de l'instant de l'application de la charge mais après, elle revient à la même valeur qu'avant, alors que le couple électromagnétique augmente afin de compenser la charge appliquée.



**Fig. 2.4-a** Comportement des courants statoriques, du couple et de la vitesse de la MSAP à vide.



**Fig 2.4-b** Comportement des courants statoriques, du couple et de la vitesse de la MSAP avec l'application d'un échelon de couple au régime permanent ( $C_r=2 \text{ N.m}$ ).

### 2.2.7 Modélisation de l'onduleur triphasé :

Dans le cas de notre application, c'est un onduleur de tension triphasé à deux niveaux composé de trois bras. Chacun des bras est composé de deux interrupteurs en série dont le point milieu est relié à une phase de la machine. Pour préserver la source de tension de tout court-circuit, les deux interrupteurs de chaque bras seront commandés de manière complémentaire. La structure à trois bras est présentée sur la figure (2.5)

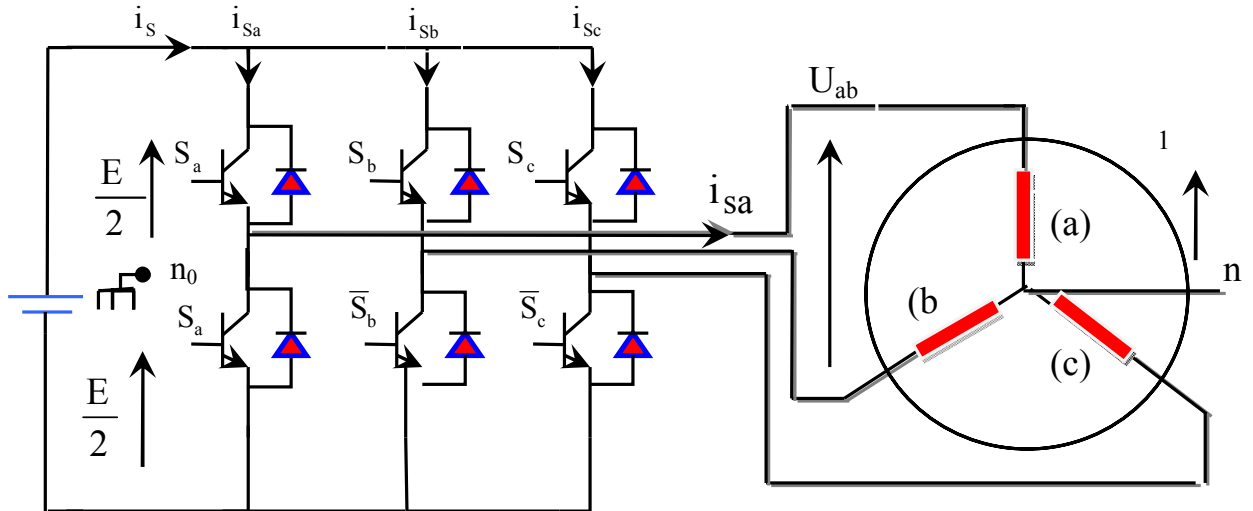


Fig 2.5 Onduleur triphasé en pont associé à la machine.

#### 2.2.7.1 Mise en équations :

Dans cette modélisation, on considère les composants de l'onduleur comme des interrupteurs parfaits, ayant une image exacte des signaux logiques de commande  $S_j$  ( $j=a,b,c$ ) telles que [GRE 1997] :

- $S_j = 1$  si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert.
- $S_j = 0$  si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{ano} = (S_a - 0.5)E \\ V_{bno} = (S_b - 0.5)E \\ V_{cno} = (S_c - 0.5)E \end{cases} \quad (2.23)$$

On obtient alors pour les tensions simples :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (2.24)$$

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

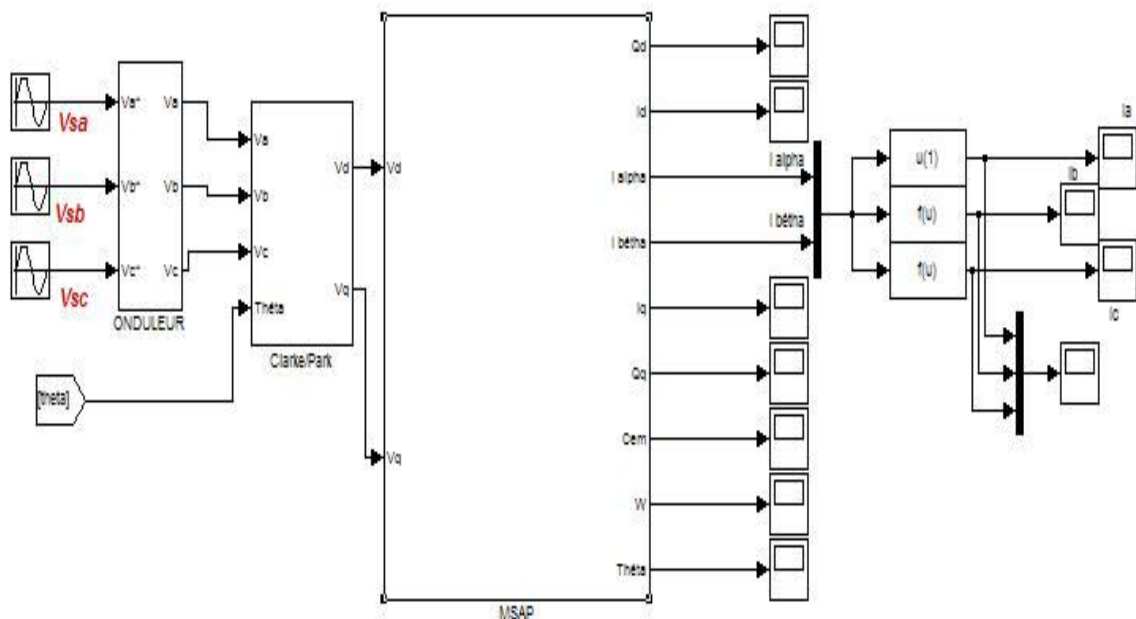
$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Tel que :

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

**Remarque :** Pendant notre étude on règle l'onduleur sur une fréquence stable qui est 0.5KHz.

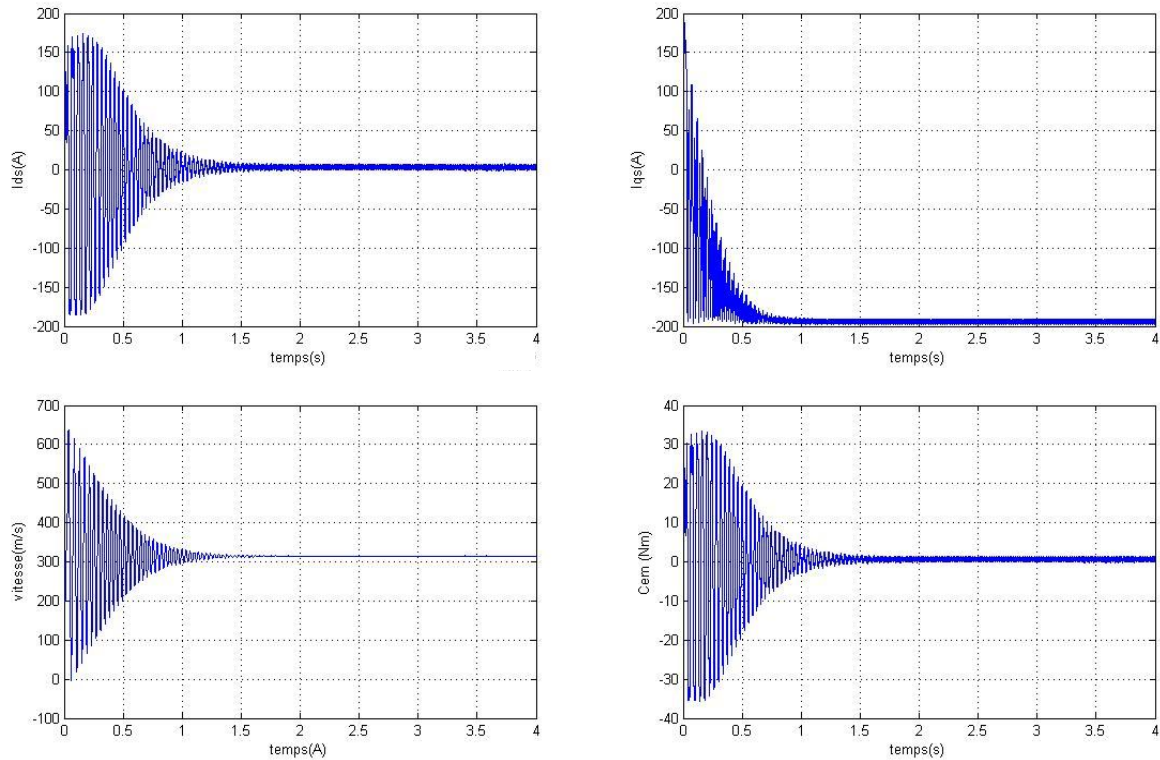
### 2.2.7.2 Résultats de simulation :



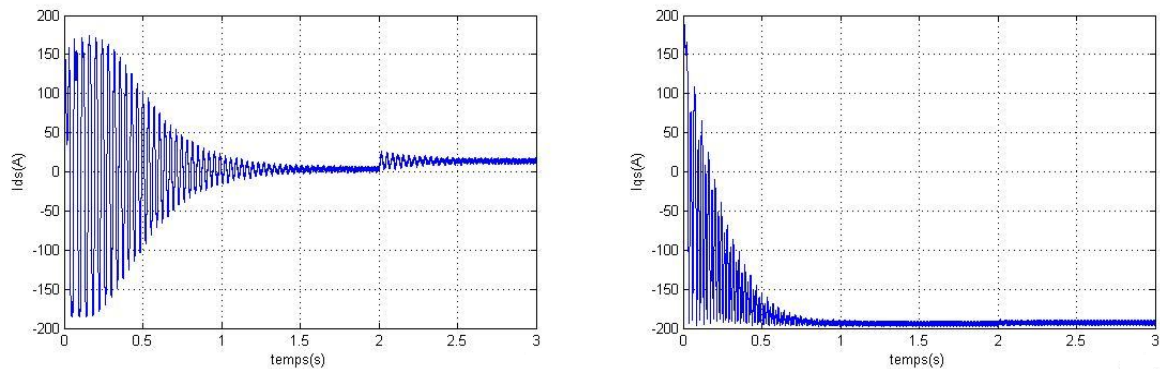
**Fig 2.6** Schéma bloc sous Simulink du modèle de la MSAP avec onduleur.

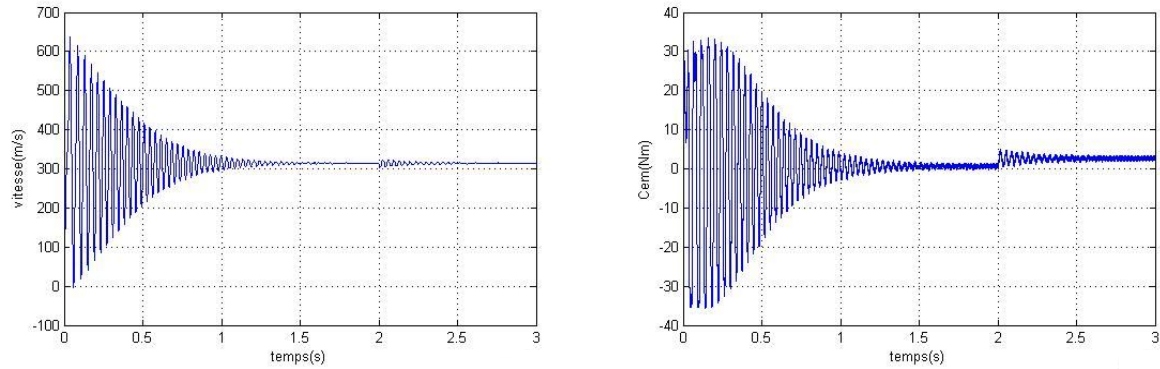


On a simulé le modèle de la MSAP associé à un onduleur MLI à vide puis on a appliqué un couple de charge de (2 Nm) à l'instant ( $t=2s$ ). Si on compare ces résultats avec ceux obtenus avec le modèle seul, on constate qu'ils sont similaires mais ils présentent des oscillations autour d'une valeur moyenne, ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.



**Fig 2.6-a** Comportement des courants statoriques, du couple et de la vitesse du groupe onduleur-MSAP à vide





**Figure 2.6-b** Comportement des courants statoriques, du couple et de la vitesse du groupe onduleur-MSAP en charge.

### 2.3 Conclusion:

La MSAP englobe toute une variété de structures. Le choix d'une structure est lié à l'application et la notion prix performants, l'excitation des machines synchrones par aimants permanents offre plusieurs avantages. Elle permet la suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement.

Une simple comparaison des MSAP avec les autres types des machines laisse deviner un avenir brillant pour la machine à aimants surtout avec l'apparition des aimants très performants (NdFeB, SmCo). De plus, elles n'exigent pratiquement aucun entretien pendant sa durée de vie.

Dans ce même chapitre nous avons étudié le comportement dynamique de la MSAP alimentée en tension en passant par la modélisation de la machine. Malgré les hypothèses simplificatrices considérées et la transformation orthogonale de Park d, q qu'on a introduit, le système reste complexe à cause de la non linéarité. D'autre part, nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé, sa vitesse de rotation chute mais elle se rétablit à sa valeur initiale sans aucune régulation.

On va présenter et discuter dans le deuxième chapitre, la technique des SSV et CMG.

## **chapitre 2**

### **Commande par modes glissants**

**2.1 Généralités.**

**2.2 Configuration de base pour les systèmes à structure variable (SSV).**

**2.3 Loi de commutation par contre réaction d'état.**

**2.4 Commande continue dans une bande de la surface.**

**2.5 Surface de glissement.**

**2.6 Conditions pour l'existence du mode de glissement.**

**2.7 Différents mode pour la trajectoire dans le plan de phase.**

**2.8 Grandeur de commande équivalente.**

**2.9 Equation d'état en mode de glissement.**

**2.10 Système à régler du deuxième ordre.**

- **2.10.1 Equation d'état en mode glissement.**
- **2.10.2 Solution de l'équation d'état en mode de glissement.**
- **2.10.3 Limite du domaine du mode de glissement.**
- **2.10.4 Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire.**

**2.11 Condition de glissement par Lyapunov.**

**2.12 Conclusion.**

## 2.1 Généralités:

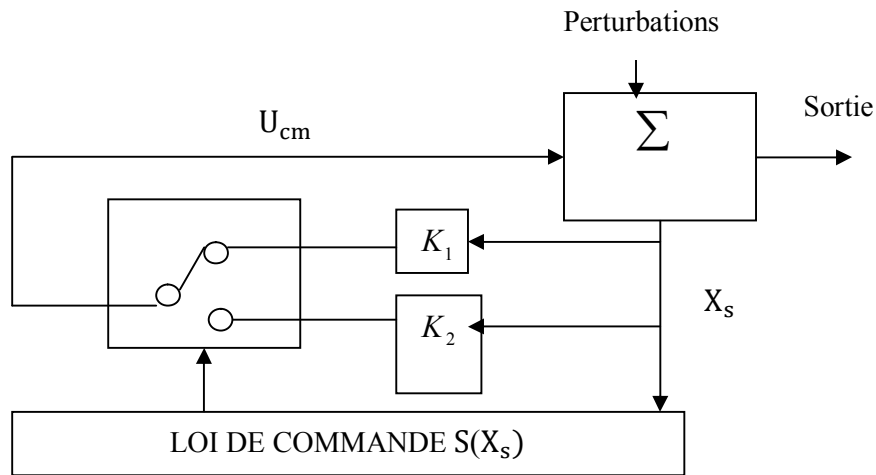
La théorie des systèmes à structure variable SSV et les modes glissants MG associés à fait l'objet d'études détaillées au cours des trente dernières années aussi bien par les chercheurs des quatre coins du globe. Ce n'est que durant les premiers congrès de l'IFAC en 1960 qu'une discussion a été menée sur la détermination du comportement dynamique du système commandé sur la surface de commutation à été levée.

La technique des MG 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.[BOU 1991]

## 2.2 Configuration de base pour les SSV :

On peut distinguer deux configurations de base pour les SSV:

- Une configuration permettant un changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable. [HAO, AMI 2005]



**Fig 2.1** Structure de regulation par commutation au niveau de la contre reaction d'etat variable.

Suivant que  $S(X_s)$  est positif ou négatif, la commande  $U_{cm}$  est donnée par :

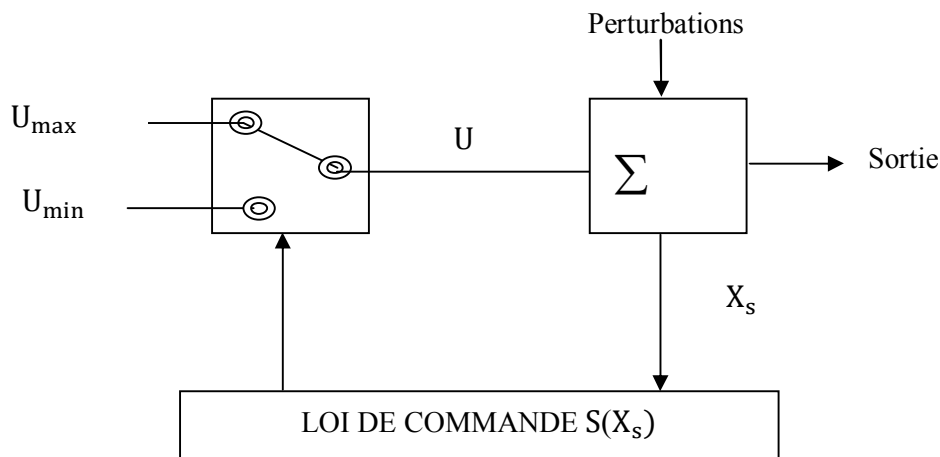
$$\begin{cases} U_{cm} = U_{cm1} = K_1 X_s & \text{Pour : } S(X_s) > 0 \\ U_{cm} = U_{cm2} = K_2 X_s & \text{Pour : } S(X_s) < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Sous certaines conductions, la commutation se fait à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée). Le système fonctionne en mode de glissement. Le comportement dynamique du système est alors déterminé par la conduction :

$$S(X_s)=0 \quad (2.2)$$

L'organe de commande reçoit dans ce cas une tension de commande  $U_{cm}$  qui commute rapidement entre deux valeurs variable  $U_{cm1}$  et  $U_{cm2}$  ce qui peut provoquer de fortes sollicitations de l'organe de commande, ce qui présente un désavantage pour la réalisation pratique de cette configuration.

- Une autre configuration, ou le changement de la structure se fait par commutation au niveau de l'organe de commande.



**Fig 2.2** Structure de regulation par commutation au niveau de l'organe de commande

Dans ce cas, l'organe de commande est conçu de sorte que la grandeur de commande commute entre deux valeurs constantes  $U_{max}$  et  $U_{min}$  Selon le signe de la fonction  $S(X_s)$ , la logique de commutation est donnée par :

$$\begin{cases} U = U_{max} & \text{Pour : } S(X_s) > 0 \\ U = U_{min} & \text{Pour : } S(X_s) < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'état sont reliées entre elles par la relation :  $S(X_s) = 0$

Cette configuration correspond à un réglage à deux positions, avec une loi de commutation plus performante.[BUH 1986]

### 2.3 Loi de commutation par contre réaction d'état : [DEK , KAD 1998]

Dans le cas de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande, la loi de commutation est exprimée par une contre réaction d'état, dans le comportement dynamique du système de réglage peut être représenté de manière générale dans l'espace d'état en faisant appel à l'écriture matricielle.

En analogie avec le réglage par contre réaction d'état, la loi de commutation est choisie par la relation :

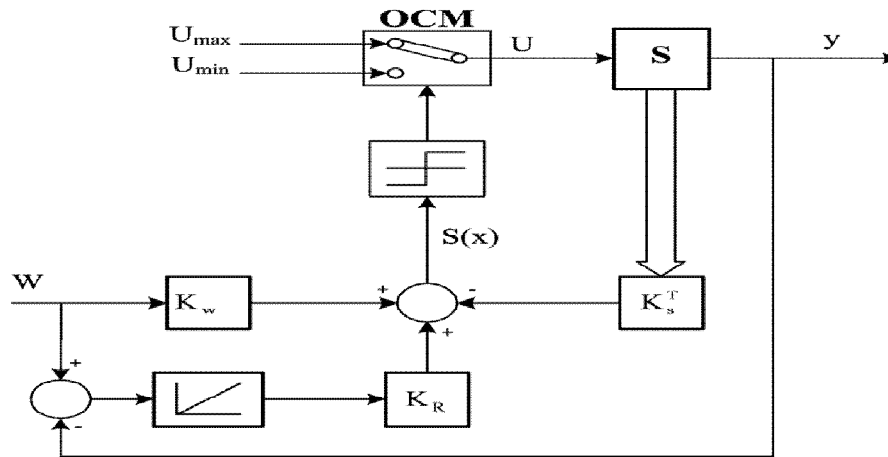
$$S(X_s) = -K_s^T X_s + K_w W \quad (2.4)$$

Le système à régler est régi par les équations d'état :

$$\dot{X}_s = A_s X_s + B_s U + B_{sv} V \quad (2.5)$$

$$y = C_s^T X_s \quad (2.6)$$

La configuration obtenue est représentée à la figure (2.3)



**Figure 2.3** configuration avec loi de commutation par contre reaction d'etat .[BIG,SIG]

A cause de la non-linéarité par commutation, la relation de la commande est :

$$\begin{cases} U = U_{\max} & \text{Pour : } S(X_s) > 0 \\ U = U_{\min} & \text{Pour : } S(X_s) < 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

Ces relations peuvent être exprimées de manière plus compacte par :

$$U = \frac{U_{\max}}{2} + \frac{U_{\min}}{2} + \frac{U_{\max}}{2} - \frac{U_{\min}}{2} \operatorname{Sgn} S(X_s) \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} \operatorname{Sgn} S(X_s) = +1 & \text{Pour : } S(X_s) > 0 \\ \operatorname{Sgn} S(X_s) = -1 & \text{Pour : } S(X_s) < 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

## 2.4 Commande continue dans une bande de la surface :

Malgré les différents avantages de la CSV, son utilisation dans certains domaines a été entravée par les oscillations du régime glissant dues aux imperfections (hystérésis, retard) des éléments de commutation. Afin de résoudre ce problème, de nombreux algorithmes à structures variables ont été développés durant les dernières années. On peut citer la commande continue dans une bande de la surface, cette dernière consiste à remplacer la loi de commande discontinue par une loi continue à l'intérieur d'une fine bande située au voisinage de la surface de glissement. La commande continue est donnée par : [DEK ,KAD 1998]

$$\begin{cases} \text{Si } \left| \frac{S}{\phi} \right| \leq 1 & \text{Alors : } U = -\frac{S}{\phi} \\ \text{Si } \left| \frac{S}{\phi} \right| > 1 & \text{Alors : } U = -\text{Sgn}(S) \end{cases} \quad (2.10)$$

## 2.5 Surface de glissement :

Si tout point de  $S$  est tel qu'il existe des trajectoires d'état hors de  $S$  le contenant alors la surface de commutation  $S$  est appelée surface de glissement. Le but de SSV est d'amener asymptotiquement l'état du système à partir d'une condition initiale quelconque  $X = X_0$  vers l'origine de l'espace d'état .

## 2.6 Conditions pour l'existence du mode de glissement:

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continuellement entre  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$ . Ce phénomène est démontré à l'aide de la figure (2.4) pour un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état  $X_{s1}$  et  $X_{s2}$ .

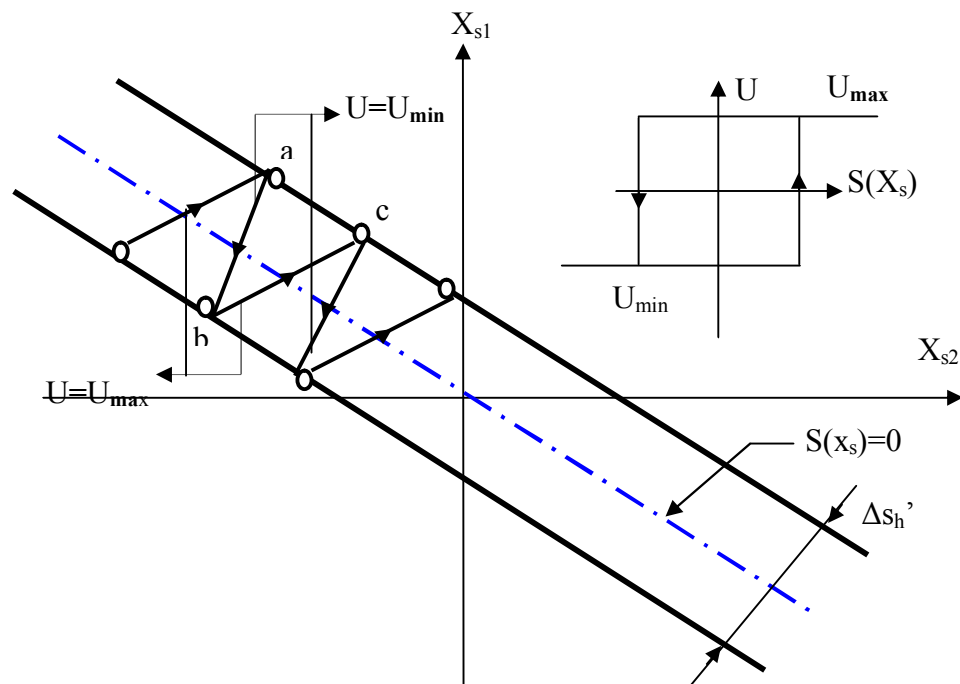


Fig 2.4 Principe du mode de glissement. [BEC ,SIG]

On admet d'abord une hystérèse sur la loi de commutation  $S(X_s)=0$  (droite en trait mixte). Par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de  $\pm \Delta s_h$ . Une trajectoire avec  $U = U_{\max}$  touche au point «a» le seuil de basculement inférieur. Si avec  $U = U_{\min}$ , la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérésis, elle touche au point «b» le seuil de basculement supérieur ou à lieu une commutation sur  $U = U_{\max}$ . Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera au point «c» le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérèse. Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone, où des commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie.

L'examen de l'existence du mode de glissement n'est pas très pratique, pour cela on introduira la notion de la grandeur de commande équivalente qui donne un critère simple pour la détermination de la trajectoire du vecteur d'état.

## 2.7 Différents mode pour la trajectoire dans le plan de phase :

### 2.7.1 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  $S(X)=0$ . Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence. [GAO, HUN1993]

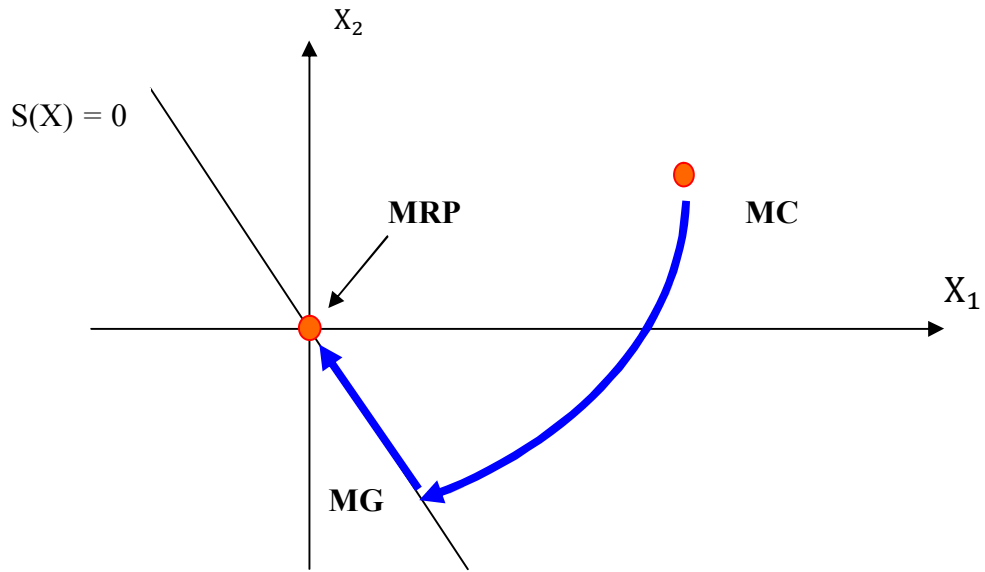
### 2.7.2 Mode de glissement (MG):

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 de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement  $S(X) = 0$ . [GAO, HUN1993]

### 2.7.3 Mode du régime permanent (MRP):

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande. [GAO, HUN1993]





**Fig 2.5** Différents mode pour la trajectoire dans le plant de phase

## 2.8 Grandeur de commande équivalente :

En régime de glissement, la loi de commutation suit les conditions :

$$\begin{cases} S(X_s) = 0 \\ \dot{S}(X_s) = 0 \end{cases} \quad (2.11)$$

Alors :

$$\dot{S}(X_s) = -K_s^T \dot{X} + K_w \dot{W} = -K_s^T X_s + B_s U + B_{sv} V + K_w \dot{W} = 0 \quad (2.12)$$

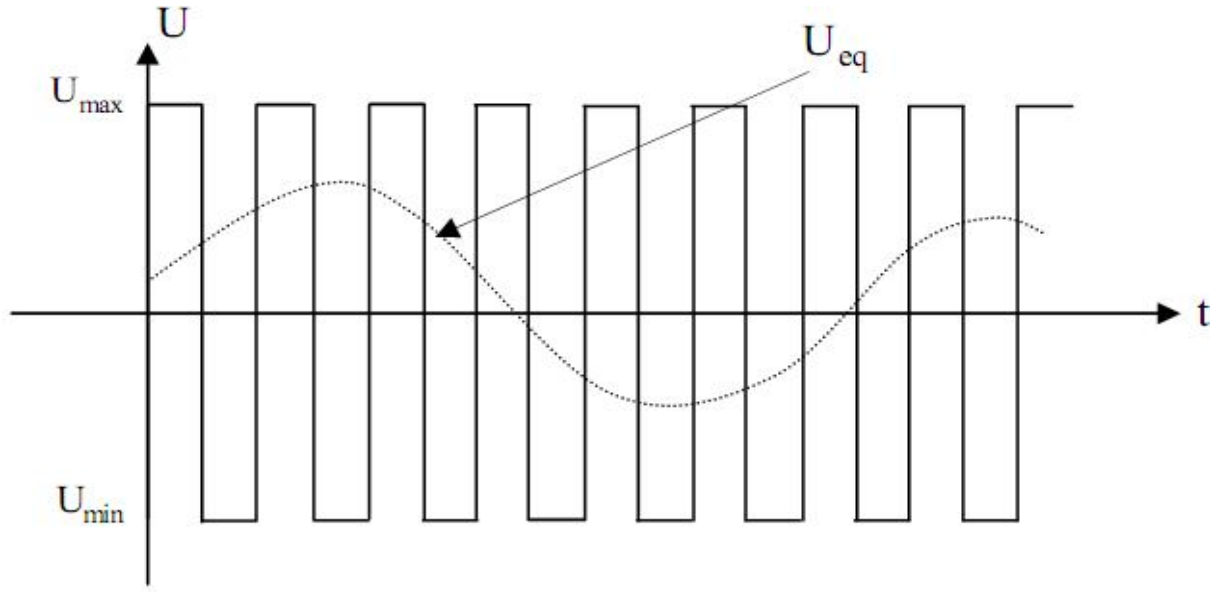
En passant :  $U = U_{eq}$  dans (2-12) on aura :

$$U_{eq} = \frac{-1}{K_s^T} \cdot \frac{1}{B_s} - K_s^T (A_s X_s + B_{sv} V) + \frac{1}{K_s^T} \cdot \frac{1}{B_s} K_w \dot{W} \quad (2.13)$$

Pour qu'  $U_{eq}$  ait une valeur finie, il faut que  $K_s^T B_s \neq 0$

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant la moyenne des commutations successives de  $U$  entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$  d'où la condition : [BEL ,ZOR 2005]

$$U_{min} \leq U_{eq} \leq U_{max} \quad (2.14)$$



**Fig 2.6** *Interprétation de  $U_{eq}$*

La commande équivalente est largement utilisée pour les systèmes discontinus artificiellement

## 2.9 Equation d'état en mode de glissement :

En posant  $U = U_{eq}$  dans (2.5) on obtient après un certain calcul :

$$\dot{X}_s = A_s^* X_s + B_{sv}^* V + B_{sw}^* W \quad (2.15)$$

Avec :

$$A_s^* = \left( 1 - \frac{1}{K_s^T \cdot B_s} \cdot B_s \cdot K_s^T \right) A_s \quad (2.16)$$

$$B_{sv}^* = \left( 1 - \frac{1}{K_s^T \cdot B_s} \cdot B_s \cdot K_s^T \right) B_{sv} \quad (2.17)$$

$$B_{sw}^* = \frac{K_w}{K_s^T \cdot B_s} \cdot B_s \quad (2.18)$$

La matrice  $A_s^*$  obtenue une matrice possède singulière et une valeur propre en  $S = 0$ , puisque les trajectoires d'état ne peuvent être illustré graphiquement que pour  $n_s = 2$  ou  $3$ , on déterminera pour ce qui suit les relations du mode de glissement pour un système de deuxième ordre.[BUH 1986]

## 2.10 Système à réglé du deuxième ordre :

Soit le système suivant :

$$A_s = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}, \quad B_s = \begin{bmatrix} 0 \\ b_2 \end{bmatrix}, \quad B_{sv} = \begin{bmatrix} b_{v1} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_s = [1 \quad 0] \quad (2.19)$$

### 2.10.1 Equation d'état en mode glissement :

A partir des équations (2.16) et (2.18), et en tenant compte des expressions (2-19) et de  $K_s = [K_{s1} \quad K_{s2}]$  et après un certain calcul :

$$\begin{aligned} A_s &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ -\frac{K_{s1}}{K_{s2}} a_{11} & -\frac{K_{s1}}{K_{s2}} a_{12} \end{bmatrix} \\ B_v^* &= \begin{bmatrix} 0 \\ -b_{v1} \frac{K_{s1}}{K_{s2}} \end{bmatrix} \\ B_{vw}^* &= \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_w}{K_{s2}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.20)$$

On voit bien que  $A_s^*$  est singulière ( $\det A_s^* = 0$ ), en plus  $S = 0$  est une valeur propre.

### 2.10.2 Solution de l'équation d'état en mode de glissement :

En supposant que la grandeur de consigne  $W$  est de perturbation  $V$  soient constants, la solution de l'équation d'état en mode glissement est donnée par :

$$X_s(S) = (SI - A_s^*)^{-1} [X_s(0) + B_{sv}^* \frac{V}{S}] \quad (2.21)$$

En tenant compte que la condition initiale  $X_s(0)$  respecte la condition :

$$S(X_s) = -K_s^T X_s + K_w W = 0 \quad (2.22)$$

Pour le système à régler du deuxième ordre on a :

$$(SI - A_s^*)^{-1} = \frac{1}{S(S + a^*)} \begin{bmatrix} S + a_{12} \frac{K_{s1}}{K_{s2}} & a_{12} \\ -a_{11} \frac{K_{s1}}{K_{s2}} & S - a_{11} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Avec :

$$a^* = a_{12} \frac{K_{s1}}{K_{s2}} - a_{11} \quad (2.24)$$

Compte tenu du fait que la condition initiale appartient à la droite de commutation, et d'après (2.22) on obtient :

$$X_s(0) = \begin{bmatrix} K_w W - K_{s2} X_{s2}(0) \\ X_{s2}(0) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

En remplaçant (2.23) et (2.25) dans (2.21) on trouve la solution dans le domaine de la place:

$$X_s(S) = \frac{1}{S(S+a^*)} \begin{bmatrix} S + a_{12} \frac{K_{s1}}{K_{s2}} \\ -a_{11} \frac{K_{s1}}{K_{s2}} \end{bmatrix} K_w W + \frac{1}{S(S+a^*)} \begin{bmatrix} a_{12} + K_{s2}S - a_{12}K_{s1} \\ S - a_{11} + a_{11}K_{s1} \end{bmatrix} X_{s2}(0) + \frac{1}{S(S+a^*)} \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{K_{s1}}{K_{s2}} \end{bmatrix} b_{v1} V \quad (2.26)$$

La transformation inverse de LAPLACE donne :

$$X_s(t) = \frac{1}{a^*} \begin{bmatrix} a_{12} \frac{K_{s1}}{K_{s2}} \\ -a_{11} \frac{K_{s1}}{K_{s2}} \end{bmatrix} (1-e^{-a^*t}) K_w W + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} e^{-a^*t} K_w W + \frac{1}{a^*} \begin{bmatrix} a_{12} - a_{12}K_{s1} \\ -a_{11} + a_{11}K_{s1} \end{bmatrix} (1-e^{-a^*t}) X_{s2}(0) + \begin{bmatrix} -K_{s2} \\ 1 \end{bmatrix} e^{-a^*t} X_{s2}(0) + \frac{1}{a^*} \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{K_{s1}}{K_{s2}} \end{bmatrix} (1-e^{-a^*t}) b_{v1} V \quad (2.27)$$

$$X_{s2}(t) = \frac{-a_{11} K_{s1}}{a^* K_{s2}} (1-e^{-a^*t}) K_w W + \frac{1}{a^*} (-a_{11} + a_{11}K_{s1}) (1-e^{-a^*t}) X_{s2}(0) + e^{-a^*t} X_{s2}(0) - \frac{1}{a^*} \frac{K_{s1}}{K_{s2}} (1-e^{-a^*t}) b_{v1} V \quad (2.28)$$

Pour que  $X_{s2}(t)$  ait un comportement stable lorsque  $t$  tend vers l'infinie, il est indispensable que  $(a^* > 0)$ . Ce qui résulte d'après (2.24),  $a_{12} \frac{K_{s1}}{K_{s2}} > 0$ . Pour un système à réglage stable ( $a_{11} \leq 0$ ) cette condition est vraie si  $a_{12} > 0$  et  $\frac{K_{s1}}{K_{s2}} > 0$ . Le phénomène transitoire est rapide lorsque le coefficient  $a^*$  est élevé d'où la nécessité d'avoir  $\frac{K_{s1}}{K_{s2}}$  élevé.

### 2.10.3 Limite du domaine du mode glissement :

En supposant la grandeur de consigne  $W$  constante ( $\dot{W}=0$ ), la relation (2.13) devient :

$$U_{eq} = \frac{-1}{K_s B_s} K_s (A_s X_s + B_{sv} V) \quad (2.29)$$

A la limite du fonctionnement en mode de glissement, on a :

$$U_{eq} = U_{lim} \quad \text{avec : } U_{lim} = U_{max} \text{ ou } U_{lim} = U_{min}$$

La condition aux limites devient :

$$K_s(B_s U_{lim} + A_s \widehat{X_s} + B_{sv} V + B_w W) = 0 \quad (2.30)$$

Avec :

$\widehat{X_s}$  : vecteur contenant les valeurs des grandeurs d'état délimitent le mode de glissement. Ces valeurs doivent tenir compte de la loi de commutation (2.4).

$$S(\widehat{X_s}) = -K_s \widehat{X_s} + K_w W = 0 \quad (2.31)$$

Avec:

$$K_s = [K_{s1} \quad K_{s2}] \quad , \widehat{X_s} = \begin{bmatrix} \widehat{X_{s1}} \\ \widehat{X_{s2}} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

En introduisant (2.32) dans (2.31), on obtient :

$$-K_{s1} \widehat{X_{s1}} - K_{s2} \widehat{X_{s2}} + K_w W = 0 \quad (2.33)$$

D'où:

$$\widehat{X_{s2}} = -\frac{1}{K_{s2}} K_{s1} \widehat{X_{s1}} + \frac{K_w}{K_{s2}} W = 0 \quad (2.34)$$

En remplaçant (2.34) dans (2.32) on aura :

$$\widehat{X_s} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{K_{s1}}{K_{s2}} \end{bmatrix} \widehat{X_{s1}} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_w}{K_{s2}} \end{bmatrix} W \quad (2.35)$$

En exprimant  $\widehat{X_s}$  à l'aide de (2.35), la relation (2.30) devient :

$$K_s \left( B_s U_{lim} + A_s \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{K_{s1}}{K_{s2}} \end{bmatrix} \widehat{X_{s1}} + B_{sv} V + \left( B_w + A_s \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_w}{K_{s2}} \end{bmatrix} \right) W \right) = 0 \quad (2.36)$$

Cette relation peut être exprimée par :

$$f \widehat{X_{s1}} + g = 0 \quad (2.37)$$

Avec:

$$f = K_s A_s \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{K_{s1}}{K_{s2}} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

$$g = K_s B_s U_{lim} + K_s B_{sv} V + K_s \left( B_w + A_s \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_w}{K_{s2}} \end{bmatrix} \right) W \quad (2.39)$$

A noter qu'il existe toujours deux hyperplans pour fixer les limites du domaine du mode de glissement puisqu'il faut introduire pour  $U_{lim}$  respectivement  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

#### 2.10.4 Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire :

Le régime stationnaire est déterminé lorsque  $t \rightarrow \infty$ , ce qui impose  $\widehat{X_{s1}} = 0$ . A partir de l'équation (2.5) on obtient :

$$0 = A_s X^s + B_s U_{eq}^s + B_{sv} V^s + B_{sw} W^s \quad (2.40)$$

En tenant compte de la loi de commutation :

$$-K_s^T X^s + K_w W^s = 0 \quad (2.41)$$

Avec :

$$K_s = [K_{s1} \quad K_{s2}] \quad \text{Et} \quad X^s = \begin{bmatrix} X_1^s \\ X_2^s \end{bmatrix}$$

En remplaçant  $K_s$  et  $X^s$  dans (2.41), on obtient :

$$-[K_{s1} \ K_{s2}] \begin{bmatrix} X_1^s \\ X_2^s \end{bmatrix} + K_w W^s = 0 \quad (2.42)$$

A partir de la relation (2.42) on peut tirer :

$$X_2^s = -\frac{1}{K_{s2}} K_{s1} X_1^s + \frac{K_w}{K_{s2}} W^s \quad (2.43)$$

Le vecteur d'état est  $X^s$  devient :

$$X^s = \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{K_{s1}}{K_{s2}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_w}{K_{s2}} \end{bmatrix} W^s = 0 \quad (2.44)$$

En remplaçant (2.44) dans (2.40) on obtient :

$$A_s \begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{K_{s1}}{K_{s2}} \end{bmatrix} X_1^s + B_s U_{eq}^s + B_{sv} V^s + \left( B_w + A_s \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{K_w}{K_{s2}} \end{bmatrix} \right) W^s = 0 \quad (2.45)$$

La relation (2.45) peut alors être sous la forme :

$$\begin{bmatrix} A_s \begin{bmatrix} 1 \\ -K_{s1} \\ K_{s2} \end{bmatrix} & B_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1^s \\ U_{eq}^s \end{bmatrix} + B_{sv} V^s + \left( B_{sw} + A_s \begin{bmatrix} 0 \\ K_w \\ K_{s2} \end{bmatrix} \right) W^s = 0 \quad (2.46)$$

On pose:

$$G = \begin{bmatrix} A_s \begin{bmatrix} 1 \\ -K_{s1} \\ K_{s2} \end{bmatrix} & B_s \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Lorsque la matrice G est régulière (  $\det G \neq 0$  ), alors :

$$\begin{bmatrix} X_1^s \\ U_{eq}^s \end{bmatrix} = -G^{-1} \left( B_{sv} V^s + \left( B_{sw} + A_s \begin{bmatrix} 0 \\ K_w \\ K_{s2} \end{bmatrix} \right) W^s \right) \quad (2.48)$$

A partir de  $X_1^s$  on peut également déterminer  $X_2^s$  .

### 2.11 Condition de glissement de Lyapunov :

La commande U doit être conçue pour rendre la surface  $S=0$  attractive en un temps fini, pour cela elle doit donc satisfaire cette condition :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \text{ (fonction de Lyapunov)} \quad (2.49)$$

La dérivée par rapport au temps est donnée par:

$$\dot{V} = s\dot{s}, \forall s \neq 0 \quad (2.50)$$

Et comme le système est de degré relatif 1 (  $\frac{\delta \dot{s}}{\delta s} \neq 0$  ) avec S comme sortie , on peut résoudre par rapport à l'équation:  $\dot{S} = -k \text{sign}(s)$  (2.51)

### 2.12 Conclusion :

En guise de conclusion pour clore ce chapitre, on a abordé d'une façon bien définie l'étude et l'éclaircissement de tous les détails concernant le procédé technique du MG ensuite on a abouti à la mise en œuvre des équations du même procédé.

Le chapitre trois sera consacré à l'application de CMG sur la MSAP.

## **Chapitre 3**

### **Application de la CMG sur la MSAP**

#### **3.1 Introduction.**

#### **3.2 Détermination de la loi de commande.**

#### **3.3 Synthèse de la loi de commande par MG.**

#### **3.4 Conception de la loi de commande non linéaire par MG**

#### **3.5 Avantages de la CMG.**

#### **3.6 Domaines d'application de la CMG.**

#### **3.7 Application de la CMG sur la MSAP.**

- **3.7.1 Stratégie de réglage à trois surfaces.**
- **3.7.2 Résultats de simulation.**

##### **3.7.2.1 Réponses de la MSAP sans onduleur.**

##### **3.7.2.2 Réponses de la MSAP avec onduleur.**

- **3.7.3 Etude comparative entre la CMG et la CPID.**

#### **3.8 Conclusion.**



### 3.1 Introduction :

Les lois de commande classiques du type PID donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classiques peuvent être insuffisantes car elles sont non 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 insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Les lois de commande dite à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes.

Et parmi ces méthodes, celle de la CMG qui est très adaptée lorsque les paramètres varient dans un domaine plus large. [HAO, AMI 2005]

### 3.2 Détermination de la loi de commande :

La structure d'un contrôleur en MG comporte deux parties :

La première concerne la linéarisation exacte et la deuxième partie est stabilisante. Cette dernière est très importante dans le réglage par MG. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

### 3.3 Synthèse de la loi de commande par MG :

Les systèmes asservis à retour unitaire ont pour objet de réaliser l'égalité de l'entrée et de la sortie. Les conductions d'emploi amène à distinguer deux classes de systèmes : les systèmes régulés et les systèmes asservis. Lorsque l'entrée est constante pendant un temps suffisamment long, on parle des systèmes régulés. Lorsque la consigne varie constamment avec le temps, on parle de systèmes asservis.

Pour la synthèse de la loi de CSSV, on va considérer que toutes les grandeurs sont mesurables et que les caractéristiques du moteur ne varient pas ou peu, ce qui constitue des hypothèses acceptables pour la mise en pratique.

### 3.4 Conception de la loi de commande non linéaire par MG :

[BUH 1986][MAD 1998]

La mise en œuvre de la CMG nécessite principalement trois étapes

- Le choix de la surface de glissement.
- L'établissement des conditions de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

### 3.5 Avantages de la CMG :

Ce type de CMG présente plusieurs avantages

- Une simplicité de la mise en oeuvre de la loi de commutation.
- Une simplicité de l'implémentation de l'algorithme de commande.
- Une robustesse par apport aux variations des paramètres du système.
- Une sûreté de fonctionnement a haute fréquence. [KHB, BOU 2002]
- Précision importante, stabilité.
- Temps de repense faible.

### 3.6 Domaines d'application de la CMG :

Le domaine d'application du mode glissant s'élargit avec le développement des calculateurs électroniques très rapides et des assises théorique qui se concrétisent de jour en jour par un foisonnement d'articles et d'ouvrages.

On citera quelques applications décrites d'ans la littérature :

- Les entraînements électriques pour les machines outils ou les robots entraînements qui nécessitent, soit un réglage de la vitesse de rotation, soit un réglage de position, ainsi que dans le contrôle des systèmes électro-énergétiques.
- Le réglage par MG trouve de nombreuses applications dans le domaine de l'aviation (hélicoptère, avion a décollage vertical,.....). Et dans les applications militaires comme pour les sous-marins et le lancement de missile.
- Il est aussi appliqué de manière avantageuse dans la régulation hydraulique ou pneumatique, comme on peut le trouver souvent dans les machines de l'industrie lourde.
- Le réglage par MG est aussi appliqué dans les robots mobiles autonomes et dans les robots de soudage. [DEK, BOU 2005]

### 3.7 Application de la CMG sur la MSAP :

Après avoir présenté la théorie de la commande SSV avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la CMG à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation.

Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ont pour objectifs :

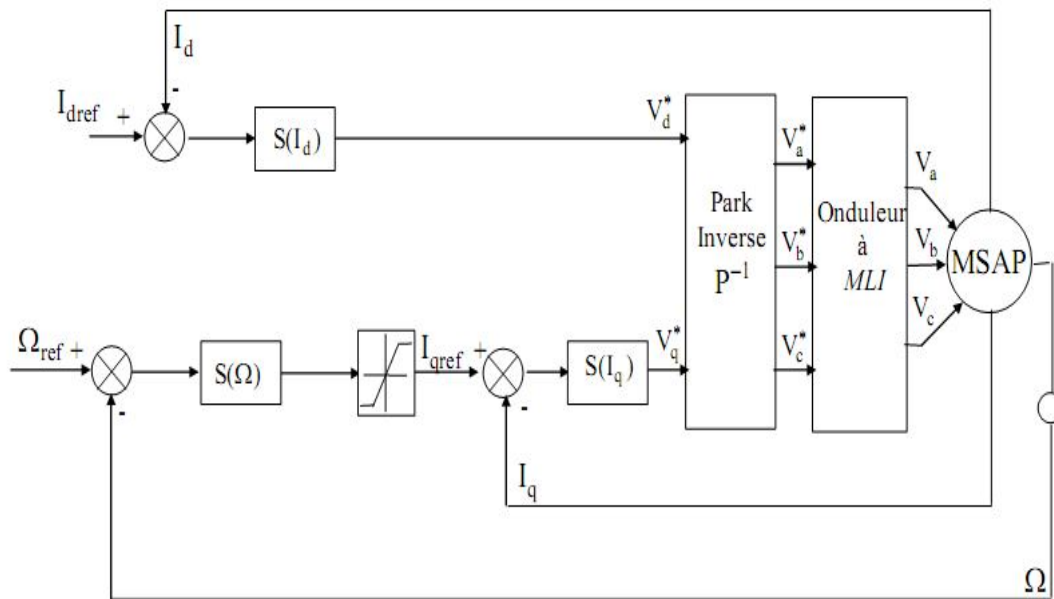
- d'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs réglées.
- d'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine [ZOR, BEL 2005]

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{P\Omega}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \dot{I}_q = -\frac{P\Omega L_d}{L_q} I_q - \frac{R_s}{L_q} I_d + \frac{P\Omega \Phi_{sf}}{L_q} + \frac{V_q}{L_q} \\ J\dot{\Omega} = C_e - C_r - f\Omega \end{cases} \quad (3.1)$$

### 3.6.1 Stratégie de réglage à trois surfaces :

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler la vitesse. La figure représente la structure cascade de régulation de vitesse par (MG) de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.



**Fig 3.1** Structure cascade de régulation de vitesse par MG de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

Nous définissons les trois surface par :

La première surface, celle de la vitesse, est d'écrite par :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (3.2)$$

Durant le (MG) et le régime permanent, nous avons :

$$S(\Omega) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad (3.3)$$

D'où nous déduisons :

$$I_{qn} = 0$$

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \rightarrow I_{qeq} = \frac{f \Omega + C_r}{p[\varphi_f - (L_d - L_q)I_d]} \quad (3.4)$$

Durant le MG, le produit de surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Ce la exige de vérifier la conduction de Lyapunov suivant : [BEN 2005]

$$\lim_{S \rightarrow 0} S(\Omega) \dot{S}(\Omega) < 0 \quad (3.5)$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (3.3) dans (3.4), la dérivée de surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{p}{J} [\varphi_f - (L_d - L_q)I_d] I_{qn} \quad (3.6)$$

Avec :

$$I_{qn} = K_V \text{sign}(S(\Omega)) \quad (3.7)$$

Ainsi, la commande  $I_{qeq}$  représente la somme des grandeurs  $I_{qref}$  et  $I_{qn}$  :

$$I_{qeq} = I_{qref} + I_{qn} \quad (3.8)$$

La deuxième surface de la boucle interne, responsable du contrôle du courant  $I_q$ , est décrite par :

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (3.9)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \Omega p}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{\phi_f \Omega p}{L_q} + \frac{V_q}{L_q} \quad (3.10)$$

Etant donné que :

$$V_q = V_{qeq} + V_{qn}$$

On obtient :

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \Omega p}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{\phi_f \Omega p}{L_q} + \frac{V_{qeq}}{L_q} + \frac{V_{qn}}{L_q}$$

Durant le MG en régime permanent, nous avons :

$$S(I_q) = 0 \quad \text{alors} \quad \dot{S}(I_q) = 0 \quad (3.11)$$

Avec :

$$V_{qn} = 0$$

On obtient :

$$V_{qeq} = R_s I_s + p \Omega [\phi_f + L_d \cdot I_d] \quad (3.12)$$

Et :

$$V_{qn} = K_q \text{sign}(S(I_q)) \quad (3.13)$$

D'ou l'expression de  $V_{qc}$ :

$$V_{qc} = V_{qeq} + V_{qn} \quad (3.14)$$

La troisième surface est celle du contrôle du courant  $I_d$  elle est décrite par :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (3.15)$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$V_{deq} = R_s I_d - p L_q I_q \Omega \quad (3.16)$$

$$V_{dn} = K_d \text{sign}(S(I_d)) \quad (3.17)$$

$$V_{dc} = V_{deq} + V_{dn} \quad (3.18)$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. A fin d'assurer cette condition, les paramètres ( $K_v$ ,  $K_d$  et  $K_q$ ) sont toujours positifs. Ces paramètres sont choisis de façon à

- Assurer la rapidité de la convergence.
- Imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement.
- Limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

Dans le régime permanent, on a :

$$\dot{I}_d = 0, \dot{I}_q = 0, \dot{\Omega} = 0 \quad (3.19)$$

En remplaçant (3-19) dans (3-1), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s I_d + \omega L_q I_q + V_d = 0 \\ -R_s I_q + \omega L_d I_d + V_q - \omega \varphi_f = 0 \\ C_{em} - C_r = f \Omega \end{cases} \quad (3.20)$$

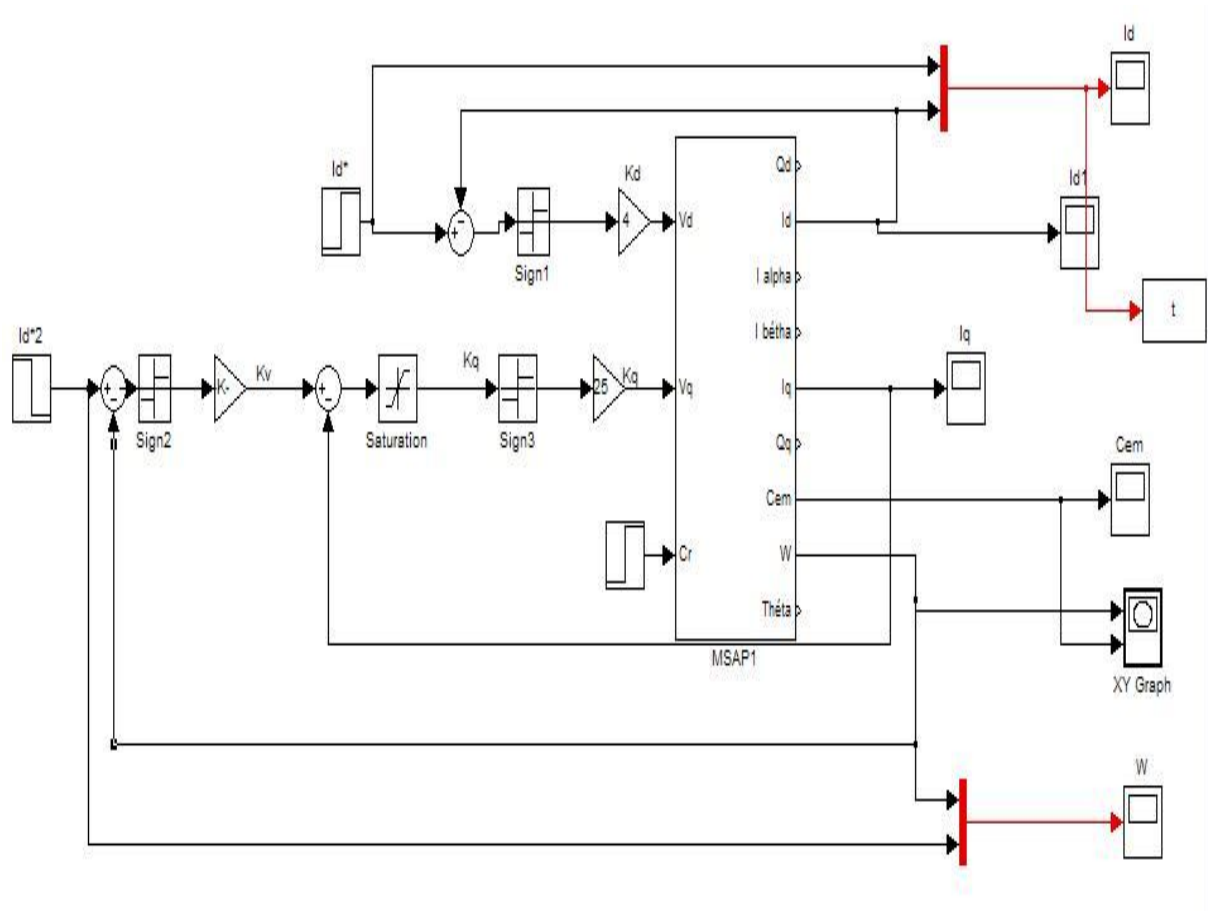
Les paramètres du MG sont donc :

$$\begin{cases} K_v \geq \left| \frac{1}{p \cdot \varphi_f} (-f \Omega - C_r) \right| \\ K_d \geq |-R_s I_d + \omega L_q I_q| \\ K_q \geq |-R_s I_q + \omega L_d I_d - \omega \varphi_f| \end{cases} \quad (3.21)$$

### 3.6.2 Résultats de simulation :

Nous avons testé en simulation (logiciel MATLAB) la loi de CMG de vitesse sur la MSAP.

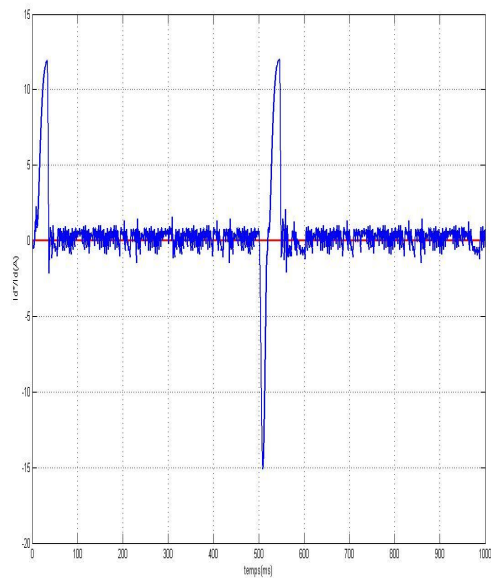
#### 3.6.2.1 Réponses de la MSAP sans onduleur :



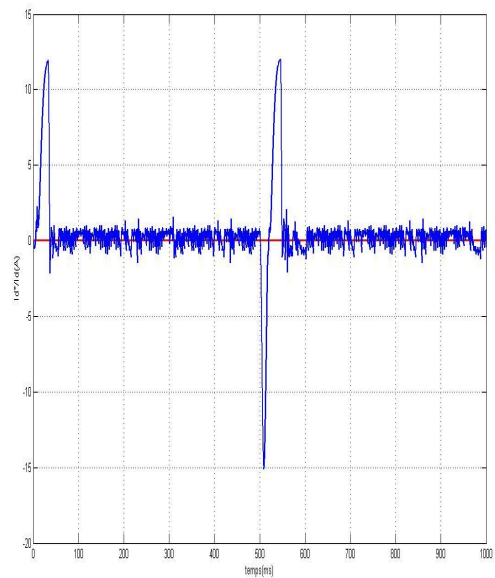
**Fig 3.2** Schéma bloc sous Simulink de régulation de vitesse par MG du modèle de la MSAP sans onduleur.

La figure (3.3) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, cette figure montre qu'avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (45ms). Après l'application de la charge ( $Cr = 2 \text{ N.m}$ ), on constate petite diminution sur l'allure de vitesse à  $t = 200 \text{ ms}$ .

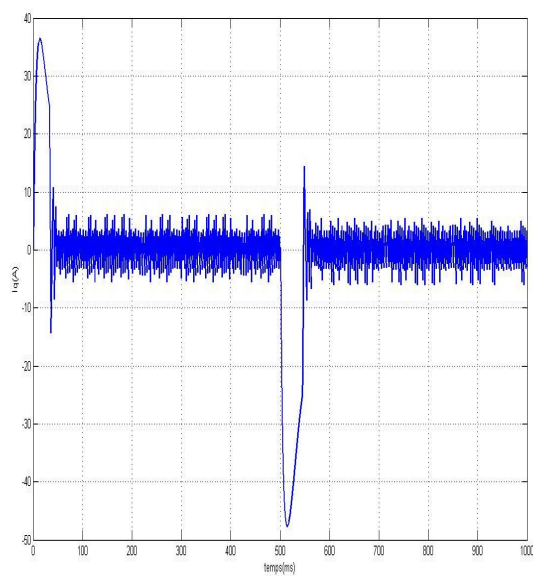
Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. L'allure du courant  $Iq$  est l'image du couple.



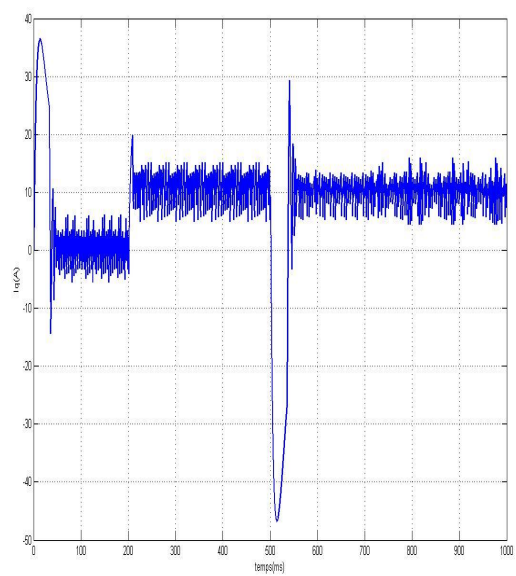
Id(A) à vide



Id(A) en charge

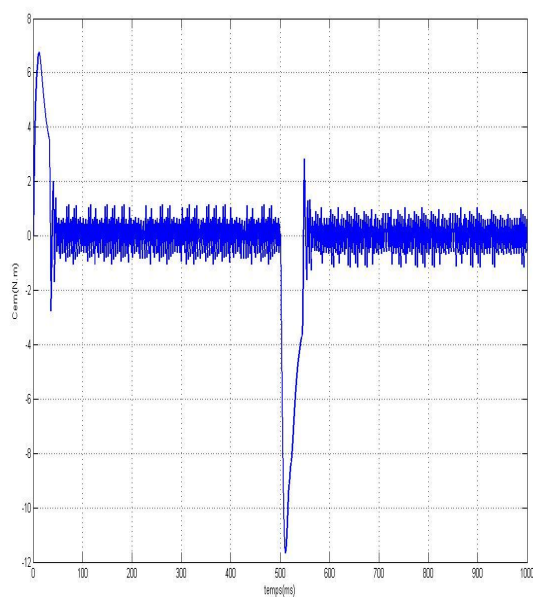


Iq(A) à vide

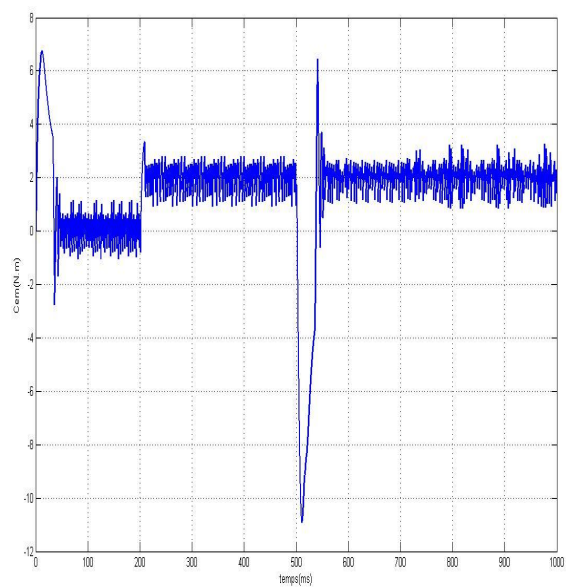


Iq(A) en charge

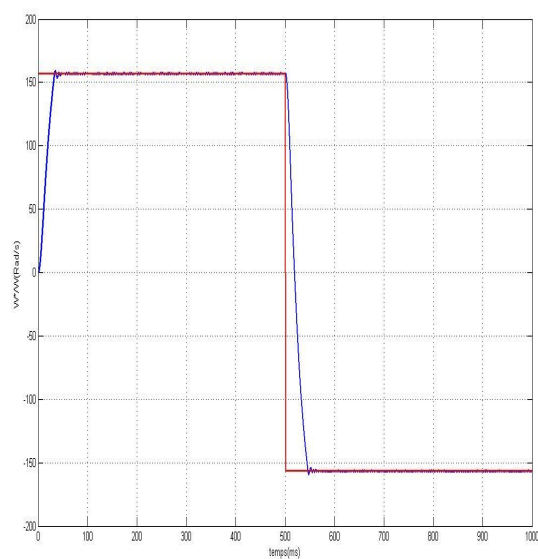




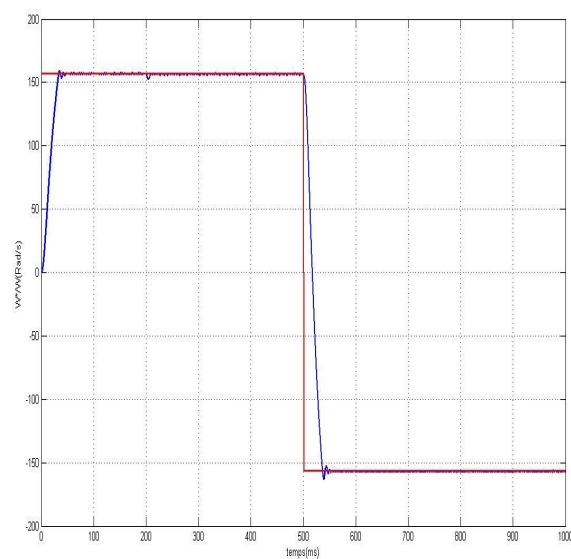
Cem (N.m) à vide



Cem (N.m) en charge



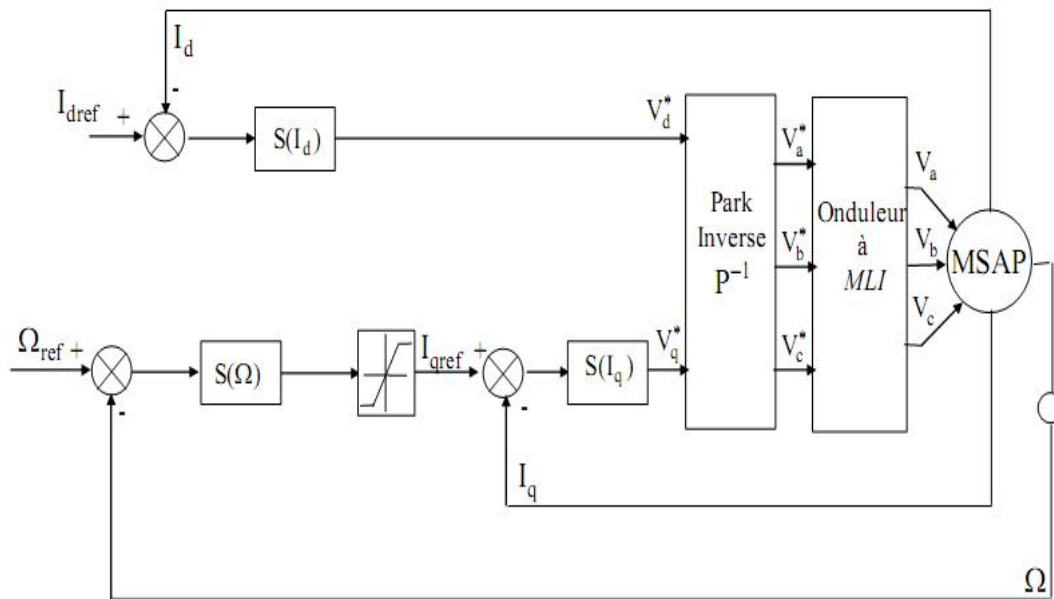
W (Rad/s) à vide



W(Rad/s) en charge

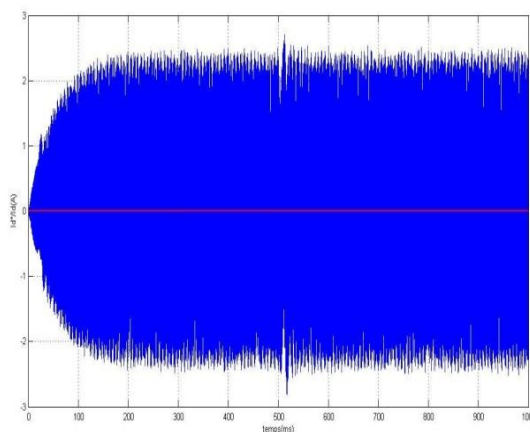
**Figure 3.3** Réponses de la MSAP sans onduleur.

### 3.7.2.2 Réponses de la MSAP avec onduleur :

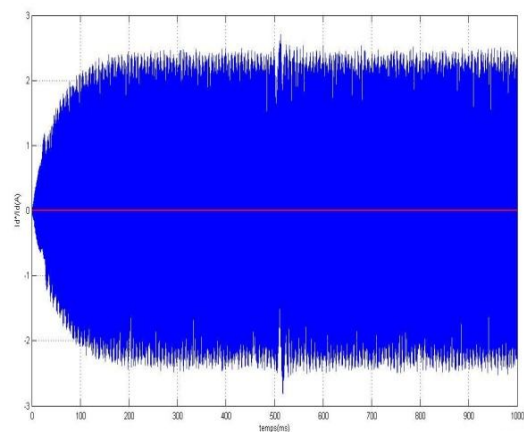


**Fig3.3** Schéma bloc sous Simulink de régulation de vitesse par MG du modèle de la MSAP avec onduleur.

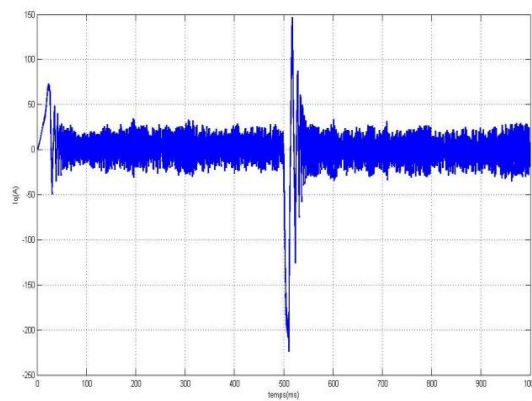
Le modèle de la MSAP, présenté au premier chapitre a été testé figure (3.4). Qui représente les résultats de simulation avant et après l'application de la charge ( $C_r = 2 \text{ N.m}$ ), cette figure (3.4) montre que avant l'application de charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteinte la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit, et après l'application on constate aucune influence sur l'allure de vitesse. Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur du couple résistant ( $C_r = 2 \text{ N.m}$ ), avant et après l'application de la charge.



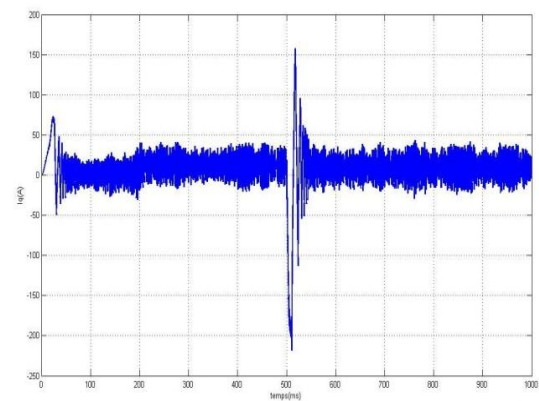
$I_d(A)$  à vide



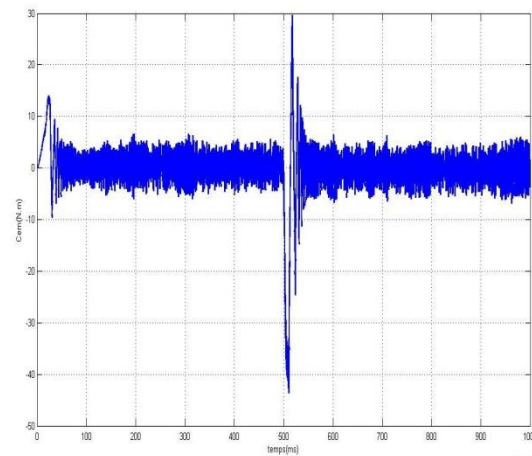
$I_d(A)$  en charge



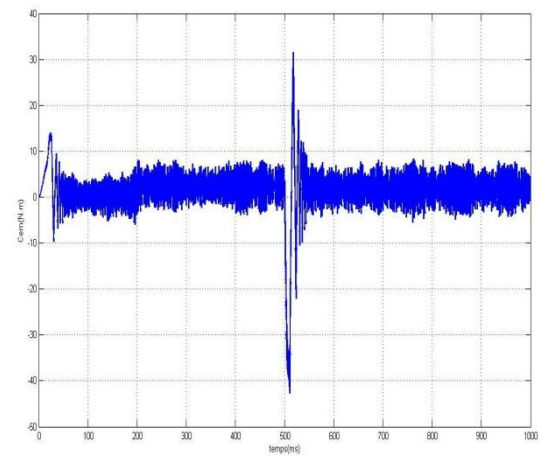
Iq (A) à vide



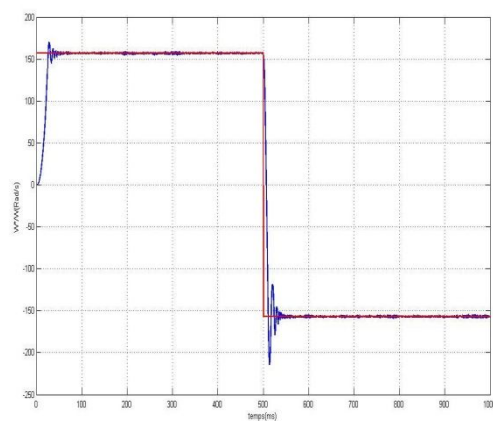
Iq(A) en charge



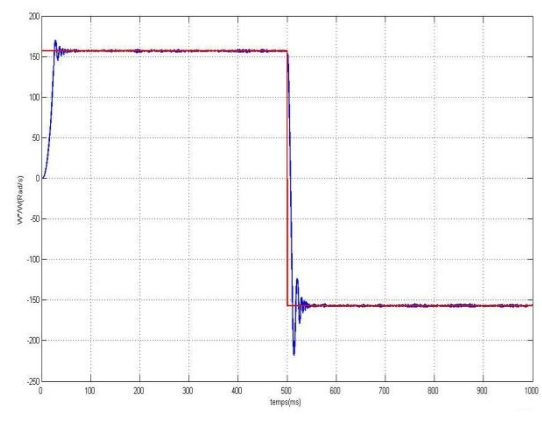
Cem(N.m) à vide



Cem(N.m) en charge



W (Rad/s) à vide

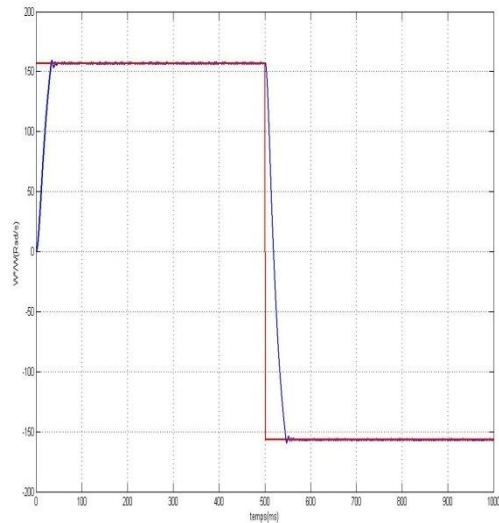


W (Rad/s) en charge

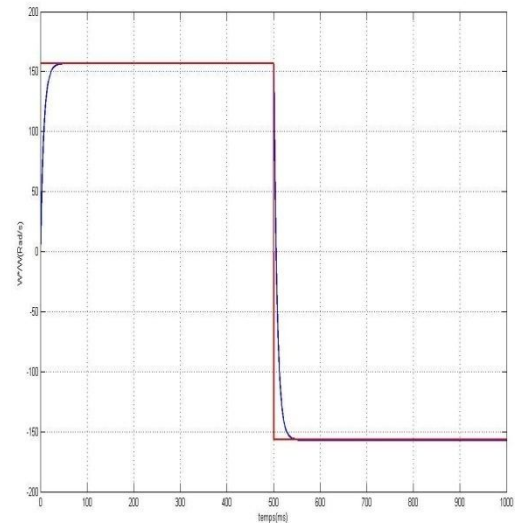
**Fig 3.4** Réponses de la MSAP avec onduleur.

### 3.7.3 Etude comparative entre la CMG et la commande CPID :

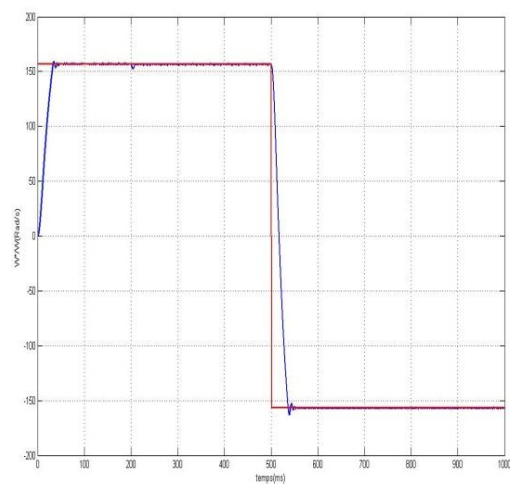
On montre l'efficacité de la commande en mode glissant CMG dans ce qui suit par la comparaison de celle-ci avec une technique de la commande classique c'est la commande par régulateur proportionnel intégral dérivé CPID.



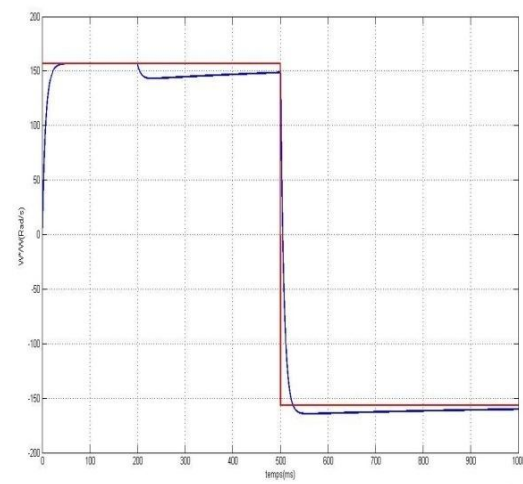
W(Rad/s) à vide CMG



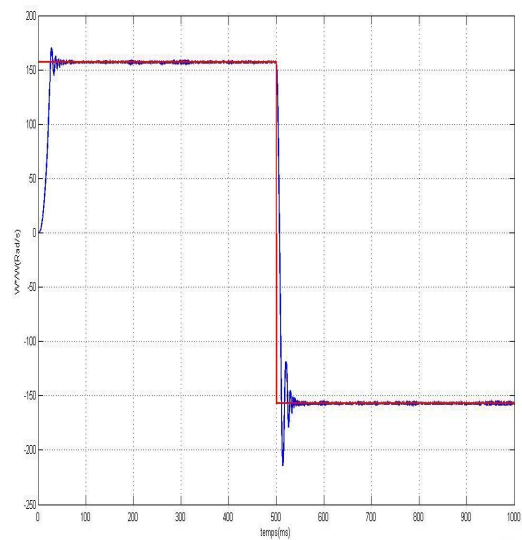
W (Rad/s) à vide CPID



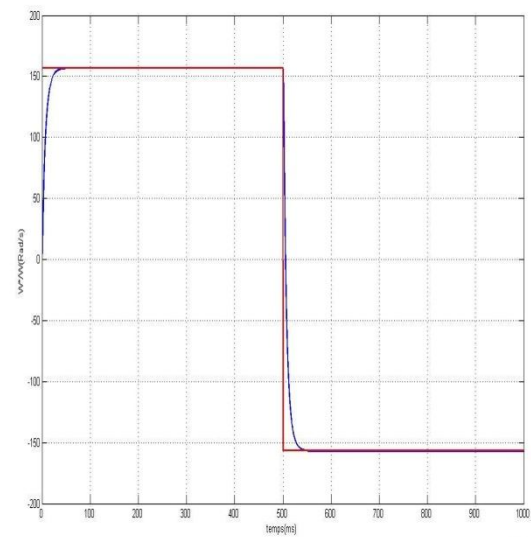
W(Rad/s) en charge CMG



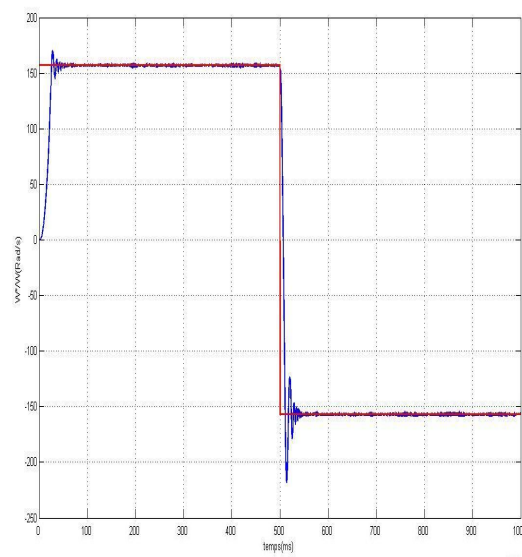
W(Rad/s) en charge CPID



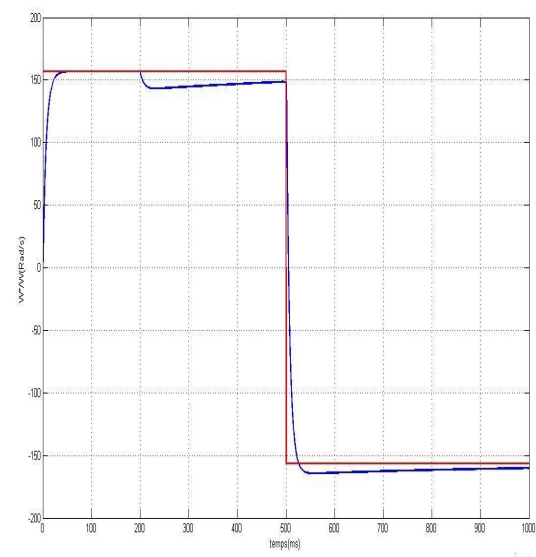
W (Rad/s) à vide CMG



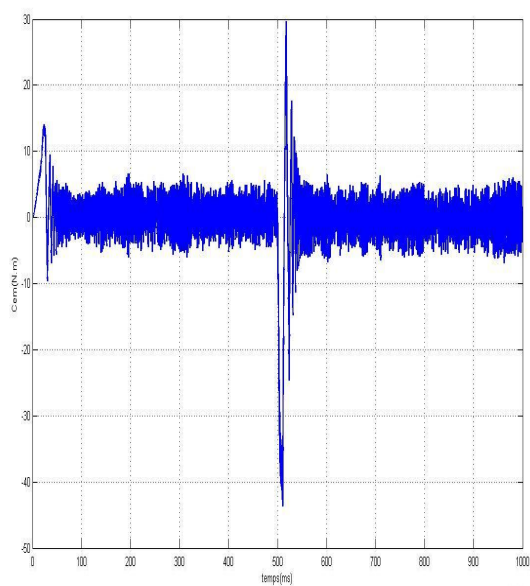
W (Rad/s) à vide CPID



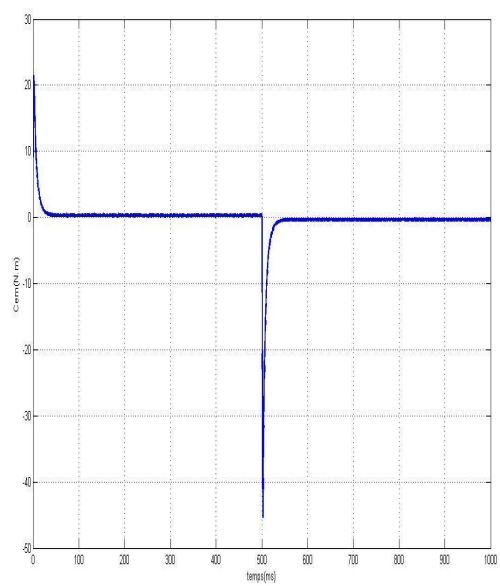
W (Rad/s) en charge CMG



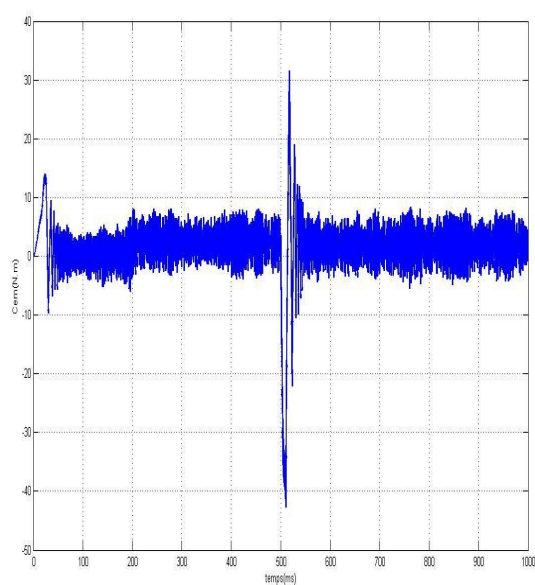
W(Rad/s) en charge CPID



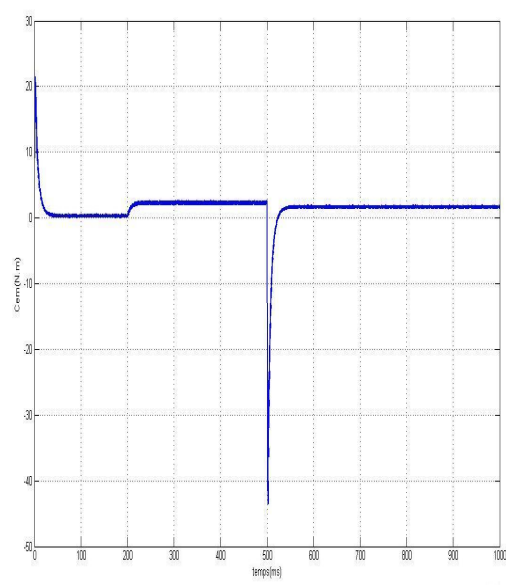
Cem (N .m) à vide CMG



Cem (N .m) à vide CPID



Cem (N .m) en charge CMG



Cem (N .m) en charge CPID

**Figure 3.5** Réponses de la MSAP sans-avec onduleur.

Dans cette partie nous allons analyser les performances du système de commande en MG pour diverses conditions de fonctionnement d'une MSAP.

Les résultats de simulation ainsi obtenus seront comparés avec la commande par régulateur Proportionnel Intégral dérivé (PID) et la commande par mode glissant (CMG).

Dans le cas de la CMG les performances du système étudié (robustesse, stabilité, rapidité, précision) des réponses seront évaluées, ainsi que le temps de stabilité est très court, Par contre dans le cas de la commande par régulateur proportionnel intégral dérivé (PID) le temps de stabilité des réponses du système est très lent.

### **3.8 CONCLUSION :**

Dans ce dernier chapitre on a pu parvenir à bien définir les procédés dans les domaines du MG et leurs applications sur la MSAP en passant par les équations des méthodes à appliquer sur les machines.

Les résultats de simulation indiquent que la commande par mode glissant (CMG) permet de maintenir de bonnes performances par rapport à la commande par régulateur proportionnel intégral dérivé (PID).cette méthode donne un temps de réponse court et un faible temps de ralliement à la surface de glissement.



## **Conclusions générales et perspectives**

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude des structures de réglage classique et moderne de la vitesse de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandée par la technique MLI.

D'abord dans ce modeste travail, nous avons commencé par une étude générale sur la théorie et la structure d'une machine synchrone à aimants permanents ainsi que ses applications dans le domaine industriel. L'excitation de cette machine permet une suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement.

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et l'utilisation de transformation de Park pour représenter la machine triphasée dans un repère deux phases, ce qui simplifie la résolution des équations électromagnétiques de la machine, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasée et sa commande a MLI.

Ensuite, on a présenté dans le deuxième chapitre, la nécessité d'une autre technique basée sur un autre contrôle. Parmi les techniques modernes les plus utilisées actuellement, la commande par modes glissements et la mise en œuvre des équations du même procédé

Enfin, dans la dernière partie, on a essayé de présenter la technique de la CMG et l'applications sur la MSAP qui ont montré les performances de cette technique de commande outre la souplesse de l'algorithme. Cette dernière est un avantage qu'apporte la technique des MG, c'est à dire que pour la réponse, on remarque les conceptions précédemment citées sont vérifiées, ce qui nous permet de valider notre programme de simulation. Les résultats de simulation indiquent que la commande par mode glissant (CMG) permet de maintenir de bonnes performances par rapport à la commande par régulateur proportionnel intégral dérivé (PID).cette méthode donne un temps de réponse court et un faible temps de ralliement à la surface de glissement. On peut mentionner le large domaine d'application du réglage par mode de glissement ou ce procédé peut apporter des avantages incontestables. On peut donc conclure, que la technique par MG a été utilisée avec succès.

Comme perspectives de ce modeste travail on peut cité: Comme perspective, il est intéressant de valider les techniques de notre étude par des essais expérimentaux et cherché d'élaborer un modèle mathématique qui assure la stabilité et la poursuite de consigne même dans le régime transitoire de système.

Ce pendant le principale inconvénient du réglage par mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de chattering. Le choix de la fonction signe adoucie permet la réduction d'effet de chattering.

Les résultats de simulation indiquent que la CMG permet de maintenir de bonnes performances par rapport à la CPID. Cette méthode donne un temps de réponse court et un faible temps de ralliement à la surface de glissement.

---



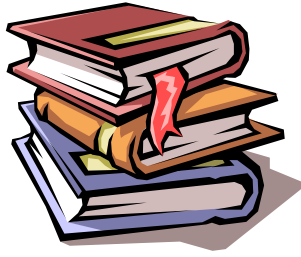


## ***ANNEX***

**Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont :**

Résistance d'une phase statorique	$R_s=0.57 \, \Omega$ ;
Inductance cyclique	$L_{sd}=0.0045 \, H$
Inductance cyclique	$L_{sq}=0.004 \, H$ ;
Flux des aimants	$\varphi_f=0.064 \, wb$ ;
Moment d'inertie	$J=0.00203 \, Nms /rd$ ;
Coefficient de frottement	$f_c=0.0039 \, Ns /rd$ ;
Couple résistant nominal	$C_r = 2 \, Nm$ ;
Nombre de paires de pôles	$P=2$ .

---



# Bibliographie

- [**KHE, ADJ 1997**] L.KHELFI, F.ADJEROUD «Etude et réalisation d'une machine synchrone a aimants permanents». Mémoire de fin d'étude en électrotechnique, université Ferhat Abbas Sétif, 1997
- [**CYR 2007**] C .CYR «Modélisation et caractérisation des matériaux magnétique composites doux utilises dans les machines électriques ».Thèse de Doctorat en cotutelle. Université Laval, Québec. Juillet 2007.
- [**GRE 1997**] G .GRELLET, G.CLERC « Actionneurs électriques : principes, modèle et commande», Edition Eyrolles, Paris 1997
- [**LER 2006**] M. LEROY « Etude et mise au point de moto-ventilateurs a hautes performances pour l'aéronautique ». Thèse de Doctorat de l'institut National Polytechnique de toulouse, Novembre2006.
- [**LAT 2006**] R. LATEB « Modalisation des machines synchrones et asynchrones à aimants avec prise ne compte des harmoniques d'espace et de temps : Application a la propulsion marine par POD »Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de lorraine(France) ; Octobre 2006.
- [**NOG 1990**] B. NOGAREDE «Etudes de moteurs sans encoches a aimants permanents a base vitesse». Thèse de Doctorat, INP Toulouse, Juin 1990.

**[NEC, KAC 2002] E. NECHADI, W.KACEM** « Utilisation du Mode Glissant pour le Suivi du Modèle de référence». Mémoire d'ingénieur d'état en Automatique, Université Sétif, 2002.

**[HAD 1994] L. HADJOUT** «Analyse des performances électromagnétiques d'une machine synchrone à aimants permanents autopilotée ».Mémoire de Magister, ENP, 1994.

**[ABI 1993] M.ABID- K. BOUHRARA** « Etude d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents » PFE– ENP, Alger 1993.

**[WIK] WIKIPEDIA** « Machine synchrone », WIKIPEDIA L'encyclopedia libre.

**[KAS 1987] A.KASSATKINE** « Electrotechnique élémentaire» Edition mir, Moscou, 1987.

**[SEL 2002] A. SELLOUM** « Commande équivalente en vitesse et en position d'une MSAP »PFE- Université Ferhat Abbas, Sétif 2002.

**[BOU 1991] F. BOUDJEMA** «Commande par mode de glissement application aux convertisseurs électriques » Thèse de Doctorat en Automatique 1991, Toulouse.

**[BUH 1986] H. BUHLER** « Réglage par mode de glissement »Presses Polytechniques romandes, Lausanne ,1986.

**[BES, SIG] M.BECEMANS –D.SIGISMONDI** « **Reglage en** Mode glissement synchronisé par PLL» «Application à un convertisseur DC/DC de type buck »

CERISIC, Centre d'étude et de recherche, Avenue de L'hôpital, 22, B 7000, Mons, Belgique.

**[GAO, HUN 1993] W.GAO, J. C.HUNG** «Variable structure control system », IEEE Tras.Indust.Applic, vol N°:1.pp 45.55, 1993.

**[DEK , KAD 1998] S .DEKIK, K .KADRI** « Commande par mode glissant »

Projet de fin d'études en Automatique, 1998.Université Ferhat Abbas. Sétif

**[BOU, DEK 2005] Z.BOUTERAA, N.DEKROUCHE** « Commande glissante d'une machine synchrone avec observateur»

**[BEN 2005] F. BENCHABANE** « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur triphase à aimants permanents avec minimisation du chattering » Thèse de Magistère de l'université de Biskra 2005

**[MAD 1998] N .MADNI, M .BENKHORIS** « Sliding mode control of asynchronous motor drive ».Power Electronics and variable speed drives. 21-23 September 1998. Conference publication No.456 IEEE 1998.

**[ZOR, BEL 2005] A.ZORIG , A.BELOUADAH** « Commande en vitesse par mode glissement d'une machine synchrone à aimants permanents » Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en génie électrique. 2005-2006.

**[HAO, AMI 2005] Y. HAOUAM, T. AMIEUR** « Commande robuste en mode glissants »

Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en génie électrique. Option : automatique 2005-2006.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPLOME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

**OPTION : Commande Electrique**

Proposé et dirigé par : MONSIEUR HEMSES Kameleddine

Présenté par : MAHDAOUI Nacereddine

**Thème :**

**COMMANDE PAR MODE GLISSANT D'UNE MACHINE  
SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS**

**Résumé :**

Le but de ce travail est de présenter le principe et la mise en œuvre d'une technique de commande à savoir la commande par MG appliquée à la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions MLI.

La première partie vise l'étude du principe de MSAP qui est avantageux : la suppression des pertes par effet joule et d'une réduction de l'encombrement. Dans la modélisation de la MSAP, on constate que lorsque le moteur est chargé sa vitesse de rotation chute mais elle se rétablit par la suite sans aucune régulation.

Dans la deuxième partie, on a abordé d'une façon bien définie l'étude et l'éclaircissement de tous les détails concernant le procédé technique du MG ensuite on a abouti à la mise en œuvre des équations du même procédé.

Enfin dans la dernière partie, on a pu parvenir à bien définir les procédés dans les domaines du MG et leurs applications sur la MSAP en passant par les équations des méthodes à appliquer sur les machines.

**Mots Clefs:** *Machine Synchrone à aimants permanents, Technique MLI, Commande par modes glissants, application de la CMG sur la MSAP (Régulateur MG, Régulateur PI).*

## Abstract

The aim of this work is to present the concept and implementation of a control technique that is controlling by MG applied to permanent magnet synchronous machine supplied by a voltage inverter controlled by the modulation width of pulse PWM.

The first part is the study of the principle of PMSM is beneficial: the suppression of the losses by Joule effect and a reduction in congestion.

In the modeling of the PMSM, it is found that when the motor is loaded rotation speed drop but it recovered thereafter without any regulation.

In the second part we have discussed in a well-defined study and clarification of all technical details concerning the method of MG was then led to the implementation of the equations of the proceeds.

Finally in the last part we have been unable to define processes in the areas of MG and their applications through the PMSM equations methods to be applied on the machines.

**Keywords:** Permanent Magnet Synchronous Machine, PWM technique, sliding mode control, application of CMG on MSAP (MG controller, PI controller).