

4/99  
République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique

*D.E.R. de Génie Electrique et Informatique*

*Département d'électrotechnique*



## *Projet de fin d'études*

*Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état  
en Electrotechnique*

*Thème*

*Commande non linéaire par mode glissant:  
application à la machine synchrone à aimants  
permanents.*

*Etudié par :*

*BACHIR Mohamed  
BEKHEDIDJA Ismaïl*

*Proposé et dirigé par :*

*H. CHEKIREB*

*Promotion : juin 99*

*E.N.P.10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.*

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

Ecole Nationale Polytechnique

*D.E.R. de Génie Electrique et Informatique*  
*Département d'électrotechnique*



## *Projet de fin d'études*

*Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état  
en Electrotechnique*



*Commande non linéaire par mode glissant:  
application à la machine synchrone à aimants  
permanents.*

*Etudié par :*

*BACHIR Mohamed  
BEKHEDIDJA Ismaïl*

*Proposé et dirigé par :*

*H. CHEKIREB*

*Promotion : juin 99*

*E.N.P.10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.*

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
École Nationale Polytechnique

## *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail:*

*A mes chers parents;*

*A mes frères et sœurs.*

*A tous mes amis.*

*A tous ceux qui m'aiment.*

*A vous.*

*Djamel*



المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail,*

*A ma très chère mère.*

*A mon très cher père.*

*A mes frères et sœurs.*

*A toute ma grande famille.*

*A tous mes amis.*

*A tous ceux qui m'aiment.*

*Ismail*



## ***REMERCIEMENTS***

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à notre promoteur monsieur, **H.CHEKIREB**, chargé de cours à l'école nationale polytechnique pour sa confiance, ses encouragements et pour les conseils qu'il a apporté pour l'achèvement de ce projet.

Nous tenons également à remercier l'ensemble de membres de jury qui nous ont fait l'honneur de juger notre travail.

Que tous les enseignants et les étudiants de la DER de Génie électrique et Informatique trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et respect.

Nous tenons également à remercier toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

## NOTATIONS



- $C_{em}$ : couple électromagnétique;  
 $C_r$ : couple résistant;  
 $c_f$ : capacité de filtrage;  
 $F_c$ : coefficient de frottement;  
 $\Omega$ : vitesse angulaire du rotor;  
 $w$ : pulsation des tensions statoriques;  
 $i_{a,b,c}$ : courants instantanés des phases statoriques;  
 $v_{a,b,c}$ : tensions instantanés des phases statoriques;  
 $i_{d,q}$ : courants statoriques d'axe direct et en quadrature;  
 $v_{d,q}$ : tensions statoriques d'axe direct et en quadrature;  
 $U$ : tension à l'entrée de l'onduleur;  
 $R_s$ : résistance d'une phase statorique;  
 $P$ : nombre de paire de pôles;  
 $K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$ : coefficients du régulateur de vitesse;  
 $K_{pd}, K_{id}$ : coefficients du régulateur de courant  $i_d$ ;  
 $K_p, K_d, K_w$ : coefficients des régulateurs pour le réglage par mode glissant ;  
 $s$ : opérateur de Laplace;  
 $J$ : moment d'inertie;  
 $L_{d,q}$ : inductances cyclique directe et en quadrature;  
 $L_{sc}$ : inductance cyclique propre;  
 $L_{s0}$ : inductance propre d'une phase statorique;  
 $M_{s0}$ : mutuelle inductance entre phase du stator;  
 $\Phi_f$ : flux constant dus aux aimants permanents;  
 $D$ : matrice de découplage;  
 $A_s$ : matrice d'évolution;  
 $B_s$ : matrice de commande;  
 $l_f$ : inductance de filtrage;  
 $r_f$ : résistance de filtrage;  
 $U_d$ : tension à l'entrée de filtre;  
 $i$ : courant à l'entrée de l'onduleur;  
 $v_s$ : vecteur de tension statorique;  
 $v_{\alpha,\beta}$ : tension statoriques dans le repaire  $\alpha, \beta$ ;  
 $K_\psi$ : coefficients du régulateur de phase;  
 $S$ : surface de glissement;  
 $\rho$ : pole de la fonction de transfert ;  
 $e$ : l'écart de la variable à réguler ;  
 $Y$ : vecteur de la sortie ;  
 $m$ : indice de modulation ;  
 $r$ : taux de modulation ;  
 $\theta$ : position du rotor ;  
 $\Delta h$ : largeur de la bande d'hystérésis ;  
 $F_i$ : fonction logique des bras de l'onduleur.

# SOMMAIRE

Introduction générale .....	1
<b>CHPITRE I : modélisation de la machine synchrone a aimants permanents</b>	
Introduction .....	2
I.1 modélisation de la machine synchrone à aimants permanents .....	3
I.1.1 Model de la machine synchrone dans le référentiel de Park .....	4
I.2 : modélisation du convertisseur .....	5
I.2.1.Modélisation de redresseur .....	6
I.2.2. Modélisation de filtre .....	6
I.2.3. Modélisation de l'onduleur .....	7
I.3. Commande de l'onduleur .....	8
I.3.1. Stratégie de commande par hystérésis .....	8
I.3.1.a : Association onduleur à hystérésis MSAP .....	9
I.3.1.b. Simulation numérique .....	9
I.3.2.Statégie de contrôle par MLI .....	10
I.3.2.1.MLI. trianglo - sinusoïdal .....	10
I.3.2.1.a. Association onduleur MLI triangulo - sinusoïdal –MSAP.....	12
I.3.2.1.b. Résultats de simulation .....	12
I.3.3. MLI vectorielle .....	14
I.3.3.1. L'association MSAP- onduleur à MLI vectorielle .....	16
I.3.3.2. résultats de simulations .....	17
Conclusion .....	17
<b>CHAPITRE II Commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents</b>	
Introduction.....	19
I.1. Principe de la commande vectorielle .....	20
II.2. Contrôle des courants par hystérésis.....	21
II.2.1. Réglage de vitesse.....	22
II.2.2. Réglage de la phase.....	23
II.2.3. Limitation des courants.....	24
II.2.4 résultat de simulations.....	24
II.3. Réglage des courants dans le référentiel de PARK.....	26
II.3.1. Contrôle vectoriel avec réglage de courant $i_d$ .....	26
II.3.2. Calcule du régulateur de courant.....	27
II.3.3.Résultats de simulations .....	28
II.3.4. Réglage des courants $i_d, i_q$ avec découplage par compensation.....	28
II.3.5. Résultats des simulations.....	31
II.4. Méthode de découplage avec un régulateur PI multi-variable .....	31
II.4.1. Calcule la matrice $D(w)$ .....	31
II.4.2. Calcul des régulateurs.....	34
II.4.3.Résultats des simulations .....	35
Conclusions .....	35
<b>CHAPITRE III : Commande par mode glissant : approche linaire</b>	
Introduction .....	38
III.1 Loi de commutation par retour d'état .....	39
III.2. Loi de commutation par retour d'état avec un intégrateur.....	40

III.3. Commande équivalente .....	41
III.4. Détermination des coefficients de contre réaction d'état .....	42
III.5. Vérification le domaine de mode de glissant .....	42
III.6. Limitation des grandeurs d'état .....	43
III.7. Application dans le cas de machine synchrone à aimants permanents.....	44
III.7.1. Emploi d'un régulateur intégrateur .....	44
III.7.2. choix de la surface de glissement.....	44
III.7.3. Calcul de la commande équivalente.....	44
III.7.4. Calcul des coefficients de contre réaction d'état.....	45
III.7.5. Domaine du mode glissant .....	45
III.7.6. Limitation des grandeurs d'état .....	45
III.7.7. Résultats de simulations .....	46
Conclusions.....	47

#### **CHAPITRE IV : Commande non linéaire par mode glissant**

Introduction .....	49
IV.1. Systèmes à structure variable .....	50
IV.2. Théorie des modes glissants .....	50
IV.2.1 Les modes de la trajectoire dans le plans de phase.....	52
IV.2.2. Conception de la commande par modes de glissement .....	52
IV.2.2.1. Choix de la surface de glissement.....	53
IV.2.2.2. Conditions de convergence.....	54
a. Fonction directe de commutation .....	54
b. Fonction de Lyapunov.....	54
IV.2.2.3. Calcul de la commande.....	55
a. Définition des grandeurs de commande.....	55
b. Expression analytique de la commande.....	56
IV.2.3. Elimination du phénomène de Chattering .....	58
IV.4. Application sur la machine synchrone à aimants permanents .....	59
IV.4.1. Réglage en cascade.....	59
IV.4.1.1 Réglage du courant $i_d$ .....	59
IV.4.1.2. Réglage de la vitesse .....	60
a. réglage de la vitesse $\Omega$ .....	64
b. Réglage du courant $i_q$ .....	61
IV.4.2. Stratégie de réglage à deux surfaces.....	62
IV.4.2.1 Réglage du courant $i_d$ .....	62
IV.4.2.2 Réglage de la vitesse.....	62
IV.4.3. Alimentation en courants:.....	63
IV.5. Résultats de simulation .....	64
Conclusions.....	65
Conclusion générale .....	70
Annexe A	
Annexe B	
Bibliographie	

## INTRODUCTION GENERALE

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en systèmes embarqués et en robotique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées : tant au point de vue de la dynamique de vitesse qu'à la précision du couple délivré.

La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser ces actionneurs, sa commande est simple car les deux grandeurs couple - flux sont découplées, ce qui lui confère une grande souplesse de fonctionnement. Toutefois la présence d'un collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. En effet, ce collecteur limite la vitesse de rotation et la puissance maximale de la machine, augmente son encombrement, son coût de fabrication et d'entretien. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les machines à courant continu dans de nombreux domaines.

En effet, les machines à courant alternatif (synchrone et à induction) possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un coût de construction et d'entretien plus faible et une vitesse de fonctionnement élevée.

Les moteurs synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages distincts : un couple massique élevé, une facilité de refroidissement et une faible inertie. Ceci est obtenu Grâce à l'amélioration des caractéristiques des aimants. De ce fait ils sont de plus en plus utilisés comme servomoteur en remplacement des moteurs à courant continu, pour cela plusieurs recherches approfondies sont effectuées dans divers laboratoires afin d'augmenter leurs performances.

Notre travail concerne l'étude théorique et la mise au point par simulation numérique des méthodes de commande vectorielle et par mode glissant des machines synchrones à aimants permanents alimentées par un onduleur soit de tension ou de courant.

Dans le premier chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, associée à un onduleur de tension commandé par trois techniques différentes (M.L.I triangulo -sinusoïdal, M.L.I vectorielle et par hystérésis).

Le deuxième chapitre, concerne la commande vectorielle appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée soit en tensions ou en courant. Ainsi nous aborderons les différentes méthodes du réglage par des régulateurs classiques.

Dans le troisième chapitre, nous présentons les relations générales de réglage par mode glissant, en utilisant le principe de réglage par contre réaction d'états linéaire et l'application dans le cas de la machine synchrone à aimants permanents.

Nous consacrons le dernier chapitre à la synthèse de la commande non linéaire par mode glissant. Pour cela, nous introduisons dans un premier temps quelques notions générales sur les systèmes à structure variable et les modes glissants associés. En seconde lieu, l'application de cette stratégie de commande est traitée.

# CHAPITRE I

## *Modélisation de l'ensemble machine synchrone à aimants permanents- convertisseurs statiques*

---

### INTRODUCTION

L'apparition sur le marché d'aimants permanents plus performants (induction saturation et champs coercitifs plus élevés, faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande), a entraîné un intérêt grandissant pour les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP)[Rez-96][Ibt-83]. Ces moteurs offrent par rapport aux autres types de machines électriques (machine à courant continu, machine synchrone à excitation électrique et machine asynchrone) beaucoup d'avantages à savoir :

- une puissance massique élevée ;
- un faible inertie et un encombrement réduit ;
- un rendement très élevé à cause de la suppression de la source d'alimentation du rotor ;
- couple de démarrage très élevé.

Les machines synchrones à aimants permanents à pôles lisses permettent de développer un couple plus régulier. Ceci est très recherché dans les applications industrielles actuelles, en particulier dans le domaine de la robotique et la propulsion, qui nécessitent de faibles ondulations de couple pour réduire les vibrations mécaniques.

Dans ce chapitre nous présentons le modèle de ces machines et leur association avec les convertisseurs statiques avec les principales stratégies de commande.

**I.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :**

La machine utilisée pour notre étude est à pôle lisse, dont les aimants sont de type terres rares (*SmCo*). En admettant les hypothèses suivantes :

- l'effet de saturation est négligé,
- la répartition de l'induction le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale,
- les pertes fer sont négligées,
- l'effet des amortisseurs est négligé.

Les équations de la machine synchrone triphasée s'écrivent :

$$[V] = [R_s][I] + \frac{d}{dt} [\phi][I] \tag{I.1}$$

tel que :

$$[V] = [v_a \ v_b \ v_c \ v_f]'$$

$$[I] = [i_a \ i_b \ i_c \ i_f]'$$

$$[\phi] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]$$

$$[R_s] = R_s [I]$$

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} -\cos(\theta) \\ -\cos(\theta - 2\pi/3) \\ -\cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

avec

$L_{sc} = L_{so} - M_{so}$  : inductance cyclique propre,

$L_{so}$  : inductance propre d'une phase statorique,

$M_{so}$  : mutuelle inductance entre phase du stator,

$\Phi_f$  : flux constant dus aux aimants permanents.

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_c \Omega$$

avec  $\Omega = \omega/p$

où  $\omega$  est la pulsation statorique.

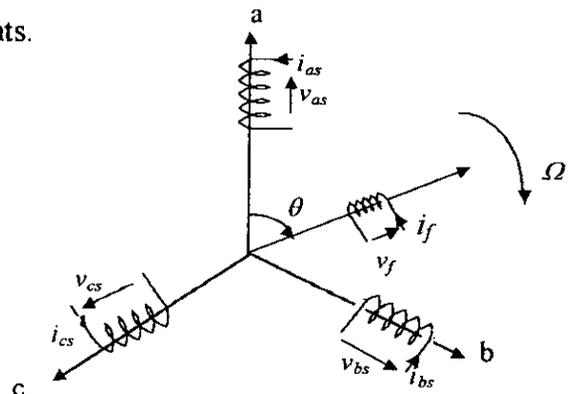


Figure I.1 : Représentation de la MSAP.

### I.1.1 Model de la machine synchrone dans le référentiel de Park

Le passage aux composantes de Park est obtenu en appliquant la transformation représentée par la matrice  $P(\theta)$  :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

où  $\theta$  représente la position du rotor définie par :  $\theta(t) = \int_0^t \omega(\tau) d\tau$

Le système d'équations de la machine (I.1) exprimé dans le référentiel de Park devient:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_d & -\omega L_q & Mf_s \\ \omega L_d & R_s + sL_q & \omega M_f \\ sM_f & 0 & R_s + sL_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

et le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (M_f i_f + (L_d - L_q) i_d) i_q \quad (1.4)$$

où

$$L_d = L_s - M_f + \frac{3}{2} L_s' \quad \text{et} \quad L_q = L_s - M_f - \frac{3}{2} L_s'$$

Dans le cas de la machine synchrone à aimants permanents, le flux produit par les aimants est constant. Alors que Le système d'équations (I.3) devient :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ v_q = \omega L_d i_d + R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (1.5)$$

Le couple électromagnétique développé par le moteur est alors :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (1.6)$$

et l'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_c \Omega \quad (1.7)$$

Le schéma bloc de la machine présenté à la figure (I. 2)

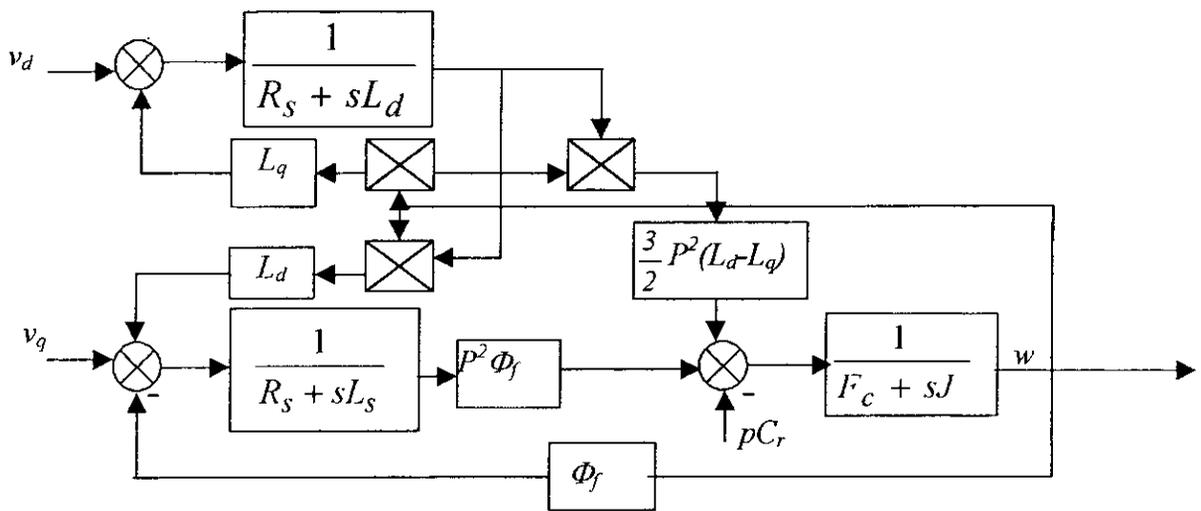


Figure 1. 2 : Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents

### I.2 . Modélisation du convertisseur

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif à vitesse variable, où la fréquence des tensions ou des courants d'alimentation est délivrée par un convertisseur statique et asservi à la position du rotor.

Le convertisseur statique est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable.

La structure générale de l'alimentation est donnée à la figure (I .3)

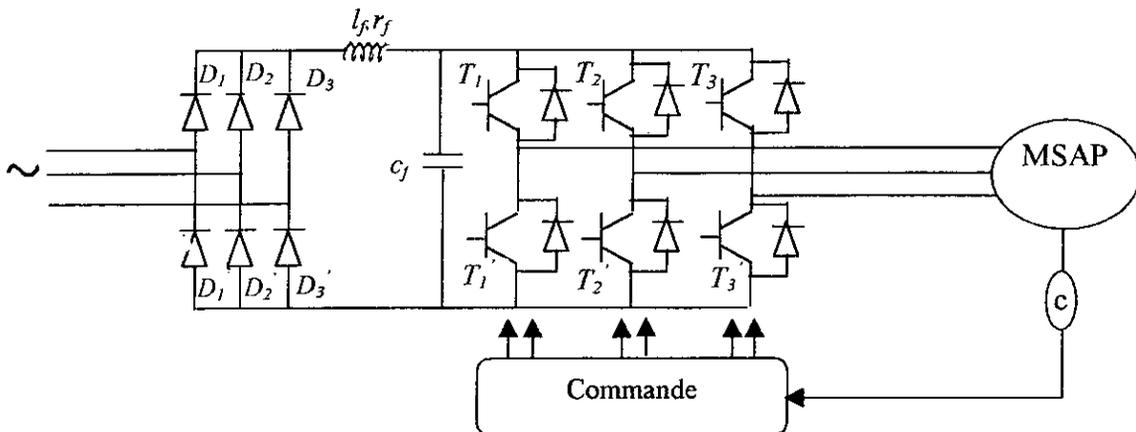


Figure I.3 : Structure générale de l'alimentation d'une MSAP

### I.2.1. Modélisation de redresseur

Le redresseur est un pont de GRAETZ à six diodes (Fig. I.4)

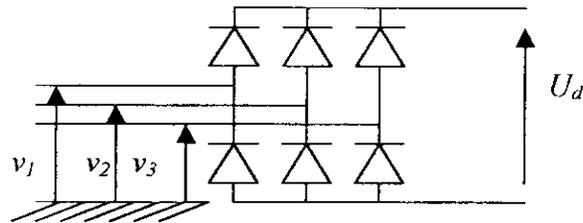


Figure I.4: Modélisation de redresseur

La tension de sortie  $U_d$  est définie comme suit:

$$U_d = \max(V) - \min(V)$$

ou

$$V = [v_1 \ v_2 \ v_3]^T$$

### I.2.2. Modélisation de filtre

Le filtre est constitué par une inductance  $l_f$  en série avec une résistance  $r_f$  et une capacité  $c_f$  celui-ci schématisé par la figure (I.5).

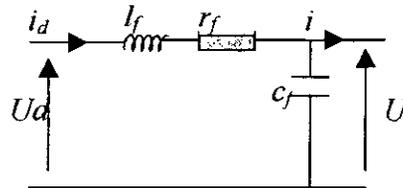


Figure I.5: Modélisation de filtre

- La capacité  $c_f$  permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension  $U$  sensiblement constante, et absorber le courant négatif restitué par la charge.
- L'inductance  $l_f$  permet de rendre sensiblement le courant  $i_d$  constant.
- $r_f$  représente la résistance interne de la bobine permettant de stabiliser le filtre.

Les équations de filtre sont données par :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{l_f}(U - U_d) - \frac{r_f}{l_f}i_d \\ \frac{dU}{dt} = \frac{1}{c_f}(i_d - i) \end{cases} \quad (I.8)$$

Pour dimensionner le filtre, les paramètres sont choisis tel que sa pulsation de résonance est nettement supérieure à la pulsation d'utilisation, afin de minimiser l'influence des harmoniques d'ordre supérieur provoqués par l'onduleur.

$$w_f > w$$

d'où la condition au choix de  $L_f$  et  $C_f$ :

$$w\sqrt{L_f C_f} < 1$$

Dans notre cas nous avons choisi les paramètres de filtre comme suit :

$$C_f = 250 \mu F$$

$$L_f = 0.01 H, \quad r_{f=} = 0.1 \Omega$$

### 1.2.3. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur utilisé est représenté à la figure (I.3) lequel est constitué de six transistors ( $T_i, T_i'$   $i=1,3$ ) avec six diodes de récupération. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéals.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique  $F_i$  (Fig.I.6)

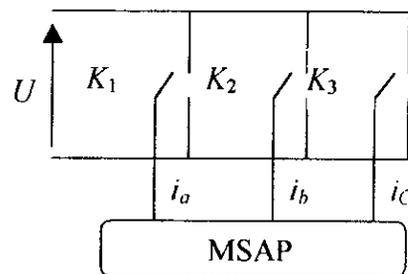


Figure.I.6 : Représentation des interrupteurs.

$$F_{i=} \begin{cases} +1 & \text{si } K_i \text{ est connecté à la borne + de la source} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est connecté à la borne - de la source} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de ligne sont donnée par:

$$U_{ab} = U (F_1 - F_2)$$

$$U_{bc} = U (F_2 - F_3)$$

$$U_{ca} = U (F_3 - F_1)$$

Les tensions simples  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  s'expriment par les relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est donné par:

$$i = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c$$

### I.3. Commande de l'onduleur

L'onduleur a pour objectif de produire des tensions alternatives en amplitude et en fréquence, en fonction des caractéristiques électromagnétiques désirées [Rki-91].

Pour notre étude nous appliquons deux stratégies de commande:

- la stratégie de commande par hystérésis,
- la stratégie de commande par M.L.I.

#### I.3.1. Stratégie de commande par hystérésis

Dans certaines applications, la préférence est donnée à une commande en courant des machines. Cette commande peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen d'un régulateur linéaire classique (P,PI) ou à hystérésis [Ber-95].

Dans cette partie, nous présentons la commande par hystérésis d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Le principe général de cette technique consiste à maintenir la variation du courant dans chaque phase dans une bande encadrant la référence du courant par une commande appropriée des interrupteurs de l'onduleur.

Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre le courant réel et sa référence.

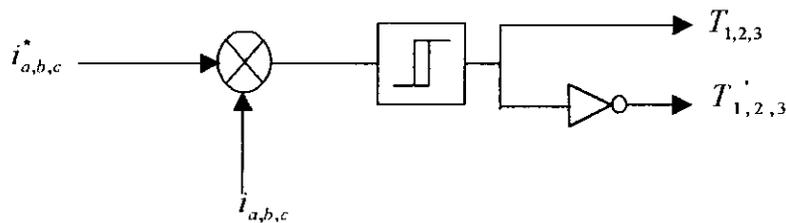


Figure.I.7.a: Principe du réglage par hystérésis

Ainsi, les états des interrupteurs sont commandés tel que Les fonctions logiques des bras de l'onduleur seront:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_i(k+1) = 0 \quad \text{si} \quad i_j > i_j^* + \Delta h \\ \\ F_i(k+1) = +1 \quad \text{si} \quad i_j < i_j^* - \Delta h \\ \\ F_i(k+1) = F_i(k) \quad \text{si} \quad i_j^* + \Delta h > i_j > i_j^* - \Delta h \end{array} \right. \quad i = 1,2,3$$

où  $\Delta h$  représente la bande d'hystérésis.

La figure (1.7.b) donne l'allure du courant  $i_a$  et la fonction logique  $F_a$  pour  $\Delta h$  fixé à  $0.5A$ .

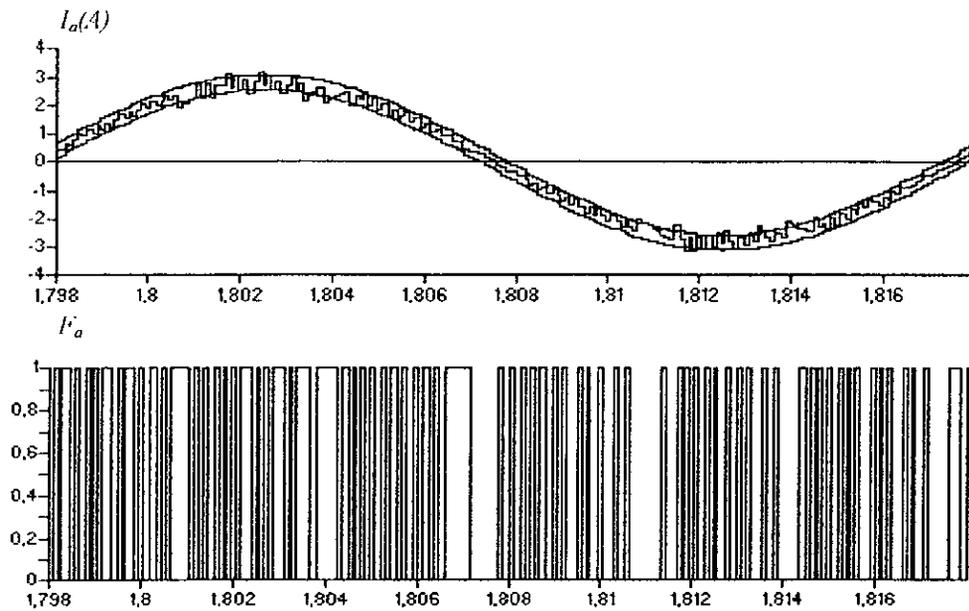


Figure 1.7.b : Stratégie de commande par hystérésis :  
Le courant  $i_a$  et la fonction  $F_a$ .

### 1.3.1.a : Association onduleur à hystérésis MSAP

La figure (1.8) représente l'association onduleur à hystérésis –machine, où les courants de référence  $i_a^*, i_b^*, i_c^*$  sont obtenus des courants de référence  $(i_d^*, i_q^*)$  par application de la transformation de PARK.

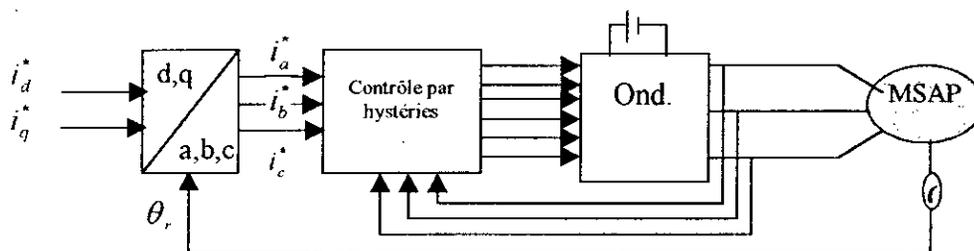


Figure 1.8: Association onduleur à hystérésis MSAP.

### 1.3.1.b. Simulation numérique

Nous avons simulé l'association de la machine synchrone à aimants permanents avec l'onduleur en utilisant le contrôle par hystérésis. La référence de courant  $i_d^*$  est imposée nulle et celle de courant  $i_q^*$  est représentée à la figure (1.9). La largeur de la bande d'hystérésis est choisie égale à  $0.2A$ .

la figure (1.9) représente le comportement dynamique de la machine lors d'un démarrage à vide avec application de la charge nominale à l'instant  $t=3s$  ( $Cr=0.05 Nm$ ).

On remarque que la vitesse se stabilise à la valeur de  $460rd/s$  au bout d'un temps de  $2.5 s$ , puis à la valeur de  $300 rd/s$  après l'application du couple de charge nominale.

A vide, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur de  $0.02 Nm$  compensant le couple de frottement. En charge, il prend la valeur de  $0.07 Nm$  compensant le couple de charge nominale.

Le courant de phase varie dans une fourchette de  $0.2 A$  de forme sinusoïdale, par conséquent le couple est très ondulé.

### 1.3.2. Stratégie de contrôle par MLI

Dans certaines application comme la robotique, l'alimentation en tension est préférable. Les grandeurs de sortie des commandes dans ce cas sont des tensions désirées aux bornes de la machine.

La commande de l'onduleur par la technique de modulation par largeur d'impulsion (M.L.I) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence et à tension fixe, par l'intermédiaire d'un convertisseur direct. Le réglage est effectué par la durée d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, et par séquence de fonctionnement [Seg-86].

Dans ce paragraphe, deux catégories de MLI sont développées:

- MLI triangulo – sinusoïdal,
- MLI Vectorielle.

#### 1.3.2.1. MLI. triangulo - sinusoïdal

Cette technique consiste à générer les trois tensions de sortie par comparaisons des tensions de référence, correspondant aux tensions de sortie de fréquence  $f$ , à un signal triangulaire (appelé Porteuse) de fréquence ( $f_p$ ) élevée par rapport à la fréquence  $f$ . Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation  $m$  et le taux de modulation  $r$ .

On définit l'indice de modulation  $m$  comme le rapport de la fréquence  $f_p$  de la porteuse à la fréquence  $f$  de la tension de référence ( $m=f_p/f$ ). Le taux de modulation  $r$  est le rapport de l'amplitude  $V_m$  de la tension de référence à l'amplitude  $U_{pm}$  de la porteuse ( $r = V_m / U_{pm}$ )

La forme de porteuse est donnée par :

$$U_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p}(4n+1) & \text{si } t \in \left[ nT_p, \frac{n+1}{2}T_p \right] \\ -\frac{4t}{T_p}(4n+3) & \text{si } t \in \left[ \frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p \right] \end{cases} \quad (I.10)$$

où  $T_p$  représente la période du signal de la porteuse  $U_p$ .

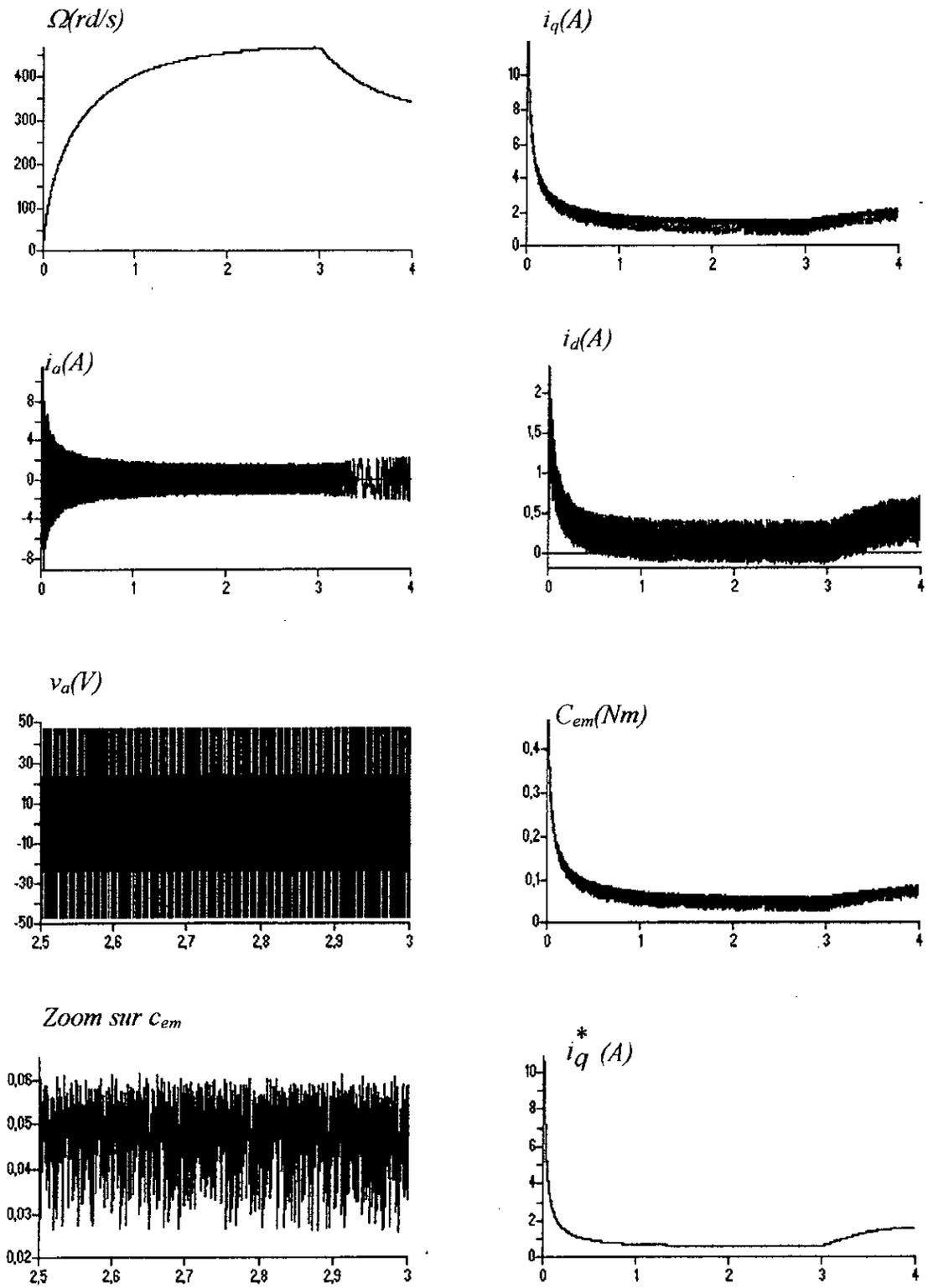


Figure I.9: Comportement de l'ensemble onduleur à hystéries -MSAP avec application de la charge nominale à l'instant  $t=3s$

La figure (I.10), représente l'allure des signaux de porteuse et de référence, ainsi la fonction logique  $F_a$  pour  $m=21$ ,  $r=0.8$ .

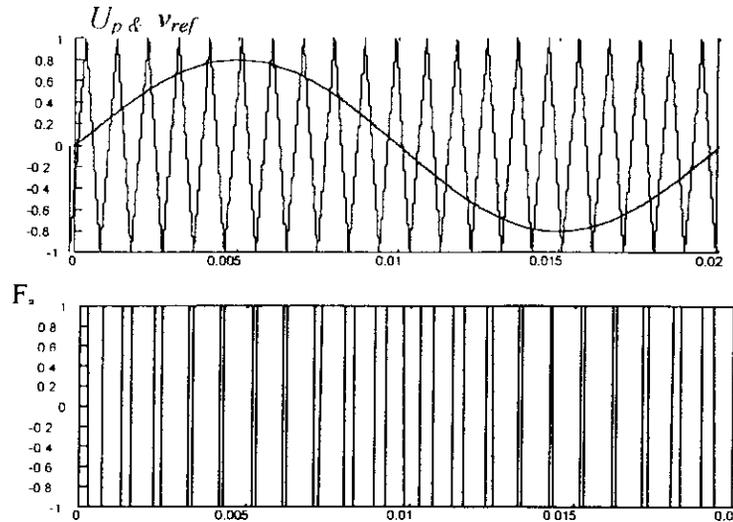


Figure.I.10. MLI triangulo - sinusoidal  $m=21$ ,  $r=0.8$

### I.3.2.1.a. Association onduleur MLI triangulo - sinusoidal -MSAP

La figure (I.11) représente l'association onduleur à *MLI* triangulo- sinusoidal - machine où les tensions de références sinusoidales  $v_a^*$ ,  $v_b^*$ ,  $v_c^*$  sont comparées au signal de la porteuse  $U_p$ , afin de déduire les instants de commutations des interrupteurs.

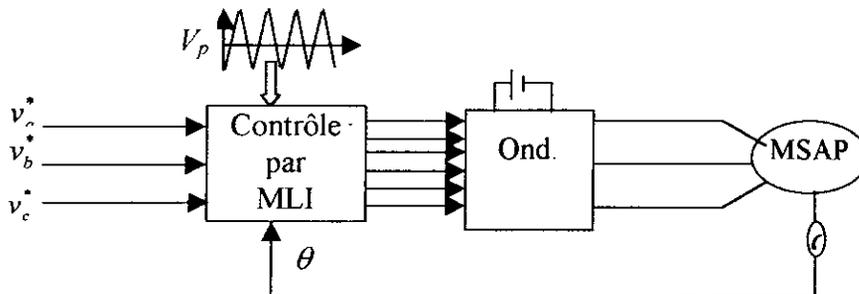
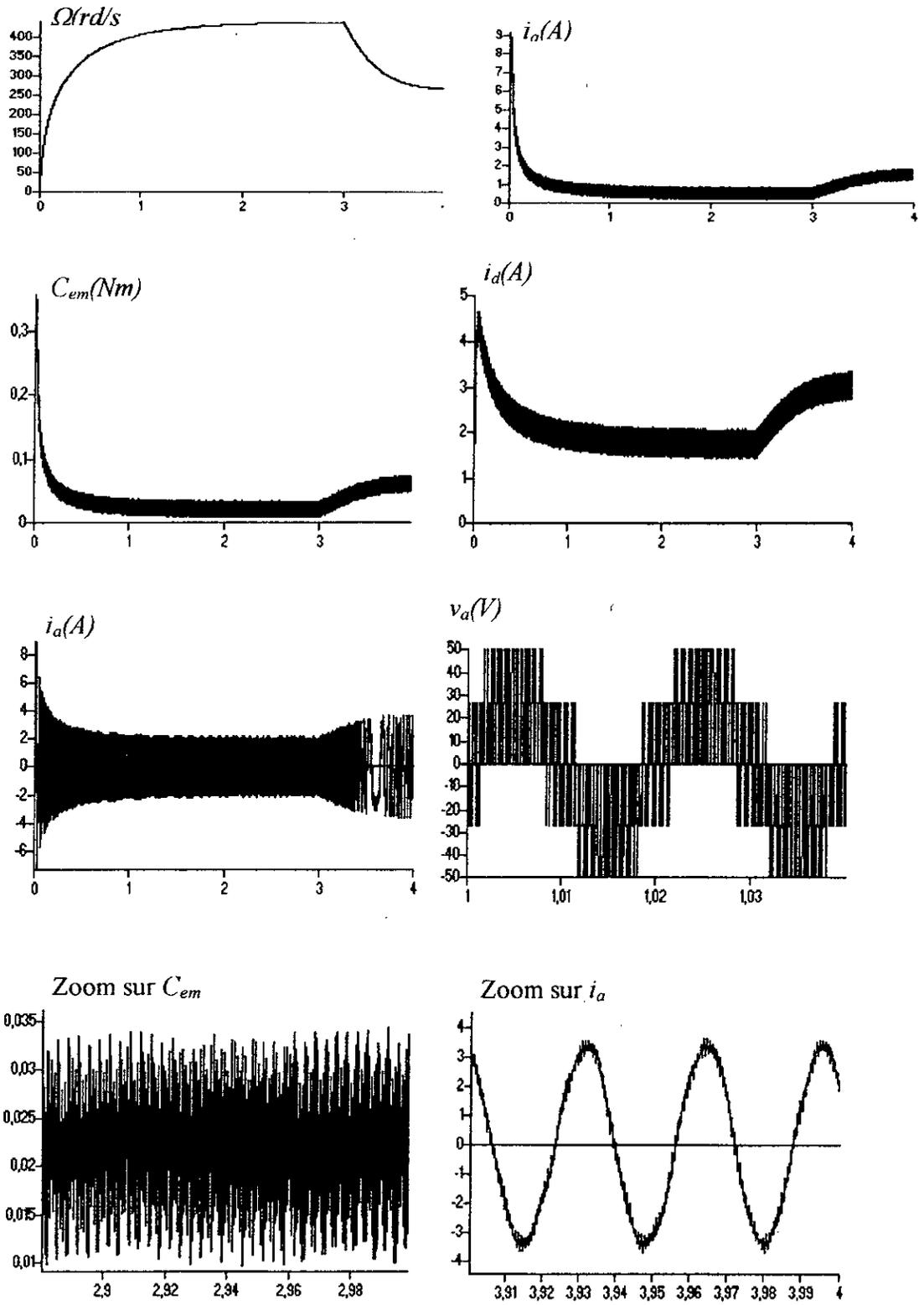


Figure I.11. Association onduleur à MLI triangulo - sinusoidal- MSAP.

### I.3.2.1.b. Résultats de simulation

Les performances de l'association machine synchrone à aimants permanents et onduleur commandé par la technique *MLI* triangulo - sinusoidal sont mis en relief par une simulation numérique dans les mêmes conditions que l'essai précédent. Les résultats de ces simulations sont représentés sur la figure (I.12).

On remarque que le couple est très fort au démarrage (dix fois la valeur du couple nominal), ainsi le démarrage est relativement rapide par rapport à celui de la technique de contrôle par hystérésis, cet avantage est la caractéristique de l'alimentation en tension. On note aussi que le courant de phase est moins ondulé, ceci est justifié par la fréquence élevée de hachage de *MLI* (5 KH) ce qui diminue l'ondulation du couple.



**Figure I.12 :** Comportement de l'ensemble onduleur à MLI vectorielle-MSAP avec application de la charge nominale à l'instant  $t=3s$

### I.3.3 MLI vectorielle

Cette technique est proposée par **VAN DER BROEK** en 1988. Elle est basée sur la notion du vecteur de tension statorique, et elle n'exige pas la mesure des courants ou des tensions statoriques [Ali - 99]. le vecteur tension statorique est défini par la relation suivante :

$$v_s = v_a e^{j0} + v_b e^{j120} + v_c e^{j240}$$

Cette technique se compose des étapes suivantes

- Le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers  $T$  (MLI régulière),
- Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,
- Tous les interrupteurs du même demi-pont ont un état identique aux centres et aux deux extrémités de la période, ce qui diminue les pertes de commutation.

Suivant les états de conduction des bras de l'onduleur, le vecteur de tension statorique  $v_s$  peut prendre huit positions possibles dans le plans complexe  $(\alpha, \beta)$  (Fig.I.13). d'où

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix}$$

Le tableau I.1 donne la correspondance entre les états de conduction et les position du vecteur  $v_s$ .

Eta	F <sub>1</sub>	F <sub>2</sub>	F <sub>3</sub>	$\bar{v}_S$
0	0	0	0	$\bar{v}_0$
1	0	0	1	$\bar{v}_5$
2	0	1	0	$\bar{v}_3$
3	0	1	1	$\bar{v}_4$
4	1	0	0	$\bar{v}_1$
5	1	0	1	$\bar{v}_6$
6	1	1	0	$\bar{v}_2$
7	1	1	1	$\bar{v}_7$

Tableau I.1 : Etats de l'onduleur

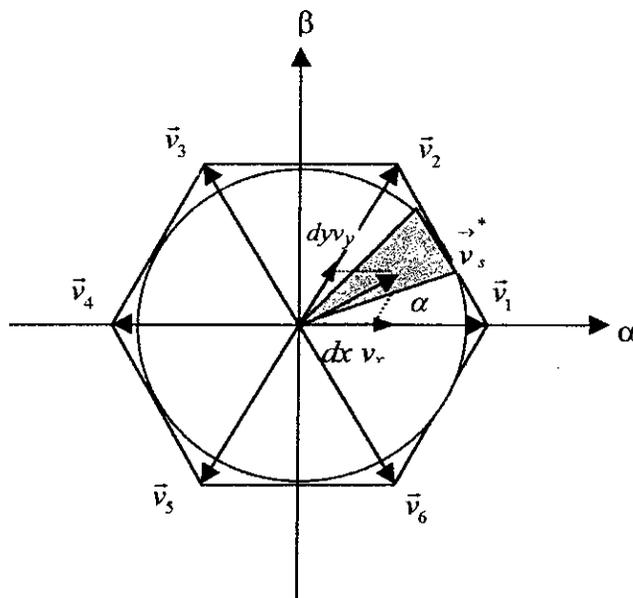


Figure I. 13: Polygone de commutation

Les vecteurs non nuls  $v_1-v_6$  qui divisent le plan complexe en six secteurs égaux correspondent aux états 1 à 6 de l'onduleur. Les vecteurs  $v_0, v_7$  sont des vecteurs à tension nulles correspondent aux états 0 et 7, qui représentent la transition des bras de l'onduleur d'un état de conduction à l'autre [Ali-99].

Il s'agit de déterminer la position du vecteur de consigne dans ce repère  $\alpha, \beta$  et le secteur dans lequel il se trouve. Celui-ci est limité par deux vecteurs  $v_i$  et  $v_{i+1}$ . Les tensions de référence sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs.

La référence  $v_s^*$  du vecteur tension statorique :

$$v_s^* = v_a^* e^{j0} + v_b^* e^{j120} + v_c^* e^{j240} \quad (\text{I.11})$$

qu'on désire générer par l'onduleur est représentée à l'intérieur du secteur hachuré. Ce vecteur est considéré comme une combinaison des deux vecteurs limitants le secteur ou il se situe en plus d'un des deux vecteurs à tension nulle ( $v_0$  ou  $v_7$ ).

$$v_s^* = dx v_x + dy v_y + dz v_z \quad (\text{I.12})$$

$dx, dy$  et  $dz$  dénote les durées relatives des états  $x, y$  et  $z$  respectivement durant l'intervalle de déblocage.

Les durées  $dx, dy$  et  $dz$  sont définies comme étant le rapport entre la durée de l'état sur la durée de l'intervalle de déblocage. Ainsi, on a :

$$dx + dy + dz = 1 \quad (\text{I.13})$$

les limites du vecteur  $v_s^*$  constituent un hexagone (figure I.13). Pour minimiser les harmoniques de tension, on prend le lieu des limites de  $v_s^*$  comme étant le cercle limite par l'hexagone, le vecteur  $v_s^*$  s'écrit :

$$v_s^* = M v_{max} e^{j\alpha} = dx v_x + dy v_y + dz v_z \quad (\text{I.14})$$

avec

$M$  : indice de modulation  $0 < M < 1$ ,

$\alpha$  : position angulaire de  $v_s^*$  par rapport à  $v_x$ ,  $\alpha = \arctg \left( \frac{v_B^*}{v_\alpha^*} \right)$ ,

$v_{max}$  : rayon de cercle,  $v_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} E$ .

La décomposition de  $v_s^*$  suivant les deux axes  $\alpha, \beta$  dans le secteur I donne :

$$\begin{aligned} \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos(\alpha) &= dx + \frac{1}{2} dy \\ \frac{\sqrt{3}}{2} M \sin(\alpha) &= \frac{\sqrt{3}}{2} dy \end{aligned} \quad (\text{I.15})$$

Les équations (I.13) et (I.15) permettent de déterminer les durées  $dx$ ,  $dy$  et  $dz$

$$\begin{aligned} dx &= M \sin(60^\circ - \alpha) \\ dy &= M \sin(\alpha) \\ dz &= 1 - dx - dy \end{aligned} \tag{I.16}$$

La même procédure de calcul appliquée à chaque secteur.

La simulation de la commande de l'onduleur par la technique vectorielle donne l'allure de la tension de phase  $v_a$  et la fonction lagique  $f_a$  (fig.I.14). avec le nombre totale d'intervalles  $N=120$  et l'indice de modulation  $M=0.9$ .

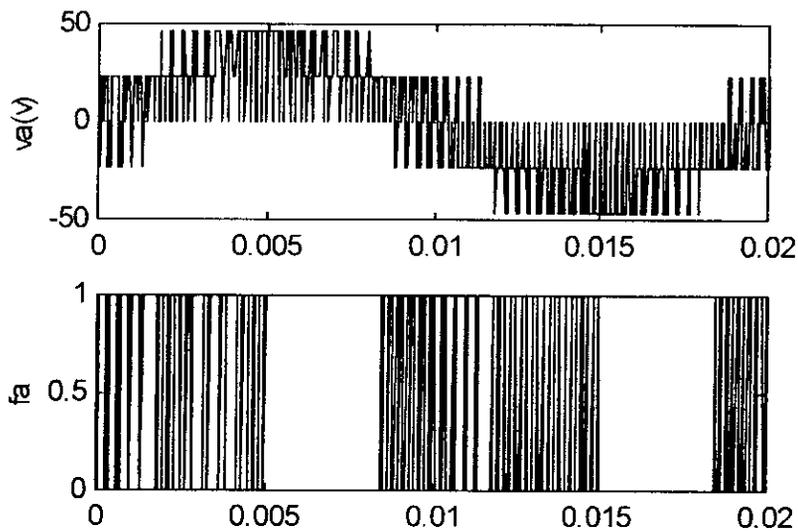


Figure I.14 : technique vectorielle. Tension  $v_a$  et la fonction  $f_a$

### I.3.3.1. L'association MSAP- onduleur à MLI vectorielle

La figure (I.15) représente cette association. A partir des tensions de référence  $v_a$  et  $v_b$ , on calcule la position du vecteur de la tension statorique  $v_s$  :

$$\alpha = \arctg \left( \frac{v_\beta^*}{v_\alpha^*} \right)$$

Ce qui permet de déterminer les temps et les séquences de conduction des bras de l'onduleur.

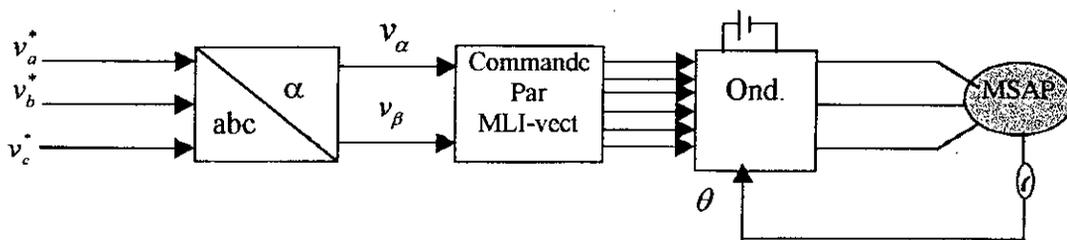


Figure I.15 : Association onduleur à MLI vectorielle- sinusoïdal MSAP.

### 1.3.3.2. Résultats de simulations

Les performances de l'association machine synchrone à aimants permanents et onduleur à MLI vectorielle sont révélées par une simulation numérique dans les mêmes conditions que l'essai précédent. Les résultats de ces simulations sont représentés à la figure (I.16).

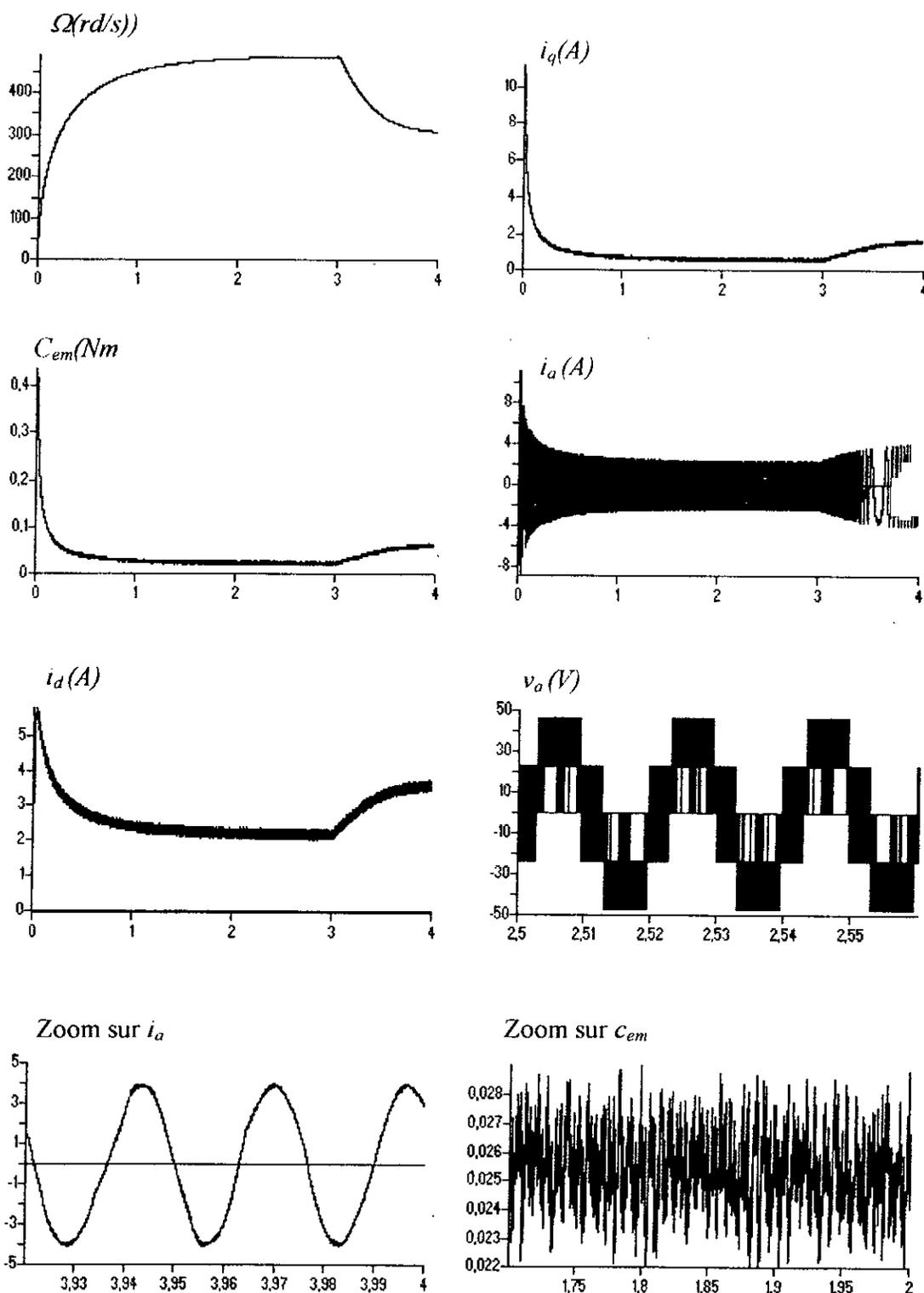
Les résultats de cette simulation sont similaires à celles de la technique triangulo-sinusoidale. On note un faible temps de commutation et la meilleure qualité du courant de phase et du couple.

## CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par des convertisseurs statiques commandés par trois types de stratégies déferrantes.

L'examen des résultats obtenus montre les avantages procurés par les aimants permanents.

La stratégie de contrôle par hystéries est une technique simple à mettre en œuvre. Cependant leur choix est lié du taux d'ondulation admis sur le couple et le pouvoir de coupure des interrupteurs. Par contre la technique de contrôle par MLI est plus performante de point vu qualité de courant. Cet avantage est obtenu au prix d'une plus grande fréquence de hachage. La mise en œuvre de la technique vectorielle a diminué la fréquence de commutation et à améliorer la qualité de la réponse dynamique et statique de la machine.



**Figure I.16 :** Comportement de l'ensemble onduleur à MLI vectorielle –MSAP avec application de la charge nominale à l'instant  $t=3s$

# CHAPITRE II

## *Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents*

### INTRODUCTION

La machine à courant continu (*MCC*) occupe encore de nos jours la majeure part de marché des variateurs de vitesse et de la robotique. Notamment, la machine à excitation séparée grâce au découplage naturel existant entre le flux et le couple électromagnétique, est très facile à commander.

Cependant cette machine présente l'inconvénient majeur d'un coût élevé dû à sa construction complexe (système balais- collecteurs), un entretien régulier, et son inadaptation pour les milieux sévères [Faid-95]. On a donc cherché à la remplacer par la machine à courant alternatif qui présente l'avantage d'être robuste et peu coûteuse. Mais en raison du couplage existant entre ces deux armatures, la commande est plus complexe [Hass-69], [Bose- 86].

Au début des années 70, Hass et Blaschke ont présenté le principe de découplage entre le flux et le couple de la machine à courant alternatif pour ramener sa dynamique à celle de la machine à courant continu. Ce principe consiste à orienter le vecteur du flux vers une direction déterminée; d'où l'appellation "commande à flux orienté ou commande vectorielle" [Hass-69].

Aujourd'hui le développement de nouvelles technologies des semi-conducteurs et les moyens de calculs ont permis l'application de cette commande aux machines à courant alternatif et ont rendu possible l'utilisation de ces machines dans les secteurs occupés par les machines à courant continu.

Dans ce chapitre nous présentons la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent alimentée en tensions et en courants et les techniques de réglage classiques associées.

### II.1. Principe de la commande vectorielle

La commande par orientation de champ ou commande vectorielle consiste à régler le flux par une composante de courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe  $d, q$  et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux (fig II.1).

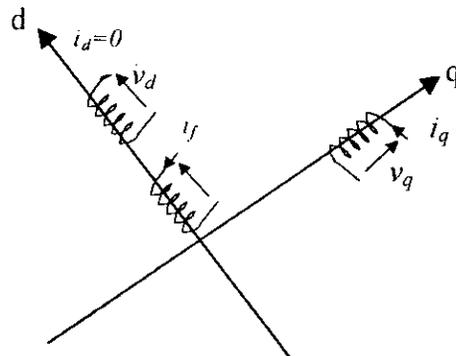


Figure II.1. Principe de la commande vectorielle

Dans le cas de la machine synchrone à aimants permanents le couple est donné par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [\Phi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \tag{II.1}$$

Donc si le courant  $i_d$  est maintenu nul. Physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents, alors l'expression de couple devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \Phi_f i_q \tag{II.2}$$

De ce fait le modèle de la machine se réduit à en ce qui concerne l'axe  $q$  à un modèle équivalent à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante (fig. II.2), où la variation du couple est proportionnel à celle du courant [Rki-91]-[Bouh -98]-[Mah-98].

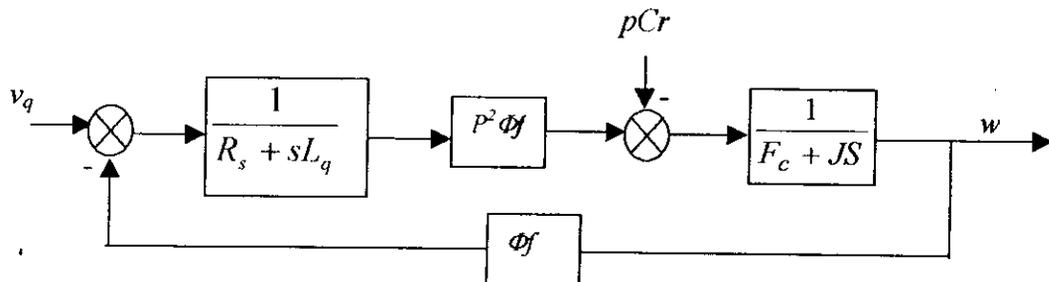


Figure II.2: Modèle découplé de la machine synchrone à aimants permanents

Donc la stratégie de commande consiste à maintenir le courant  $i_d$  nul et à contrôler la vitesse par la composante  $i_q$ .

## II.2. Contrôle des courants par hystérésis

Cette méthode consiste à imposer les courants  $i_d$  et  $i_q$  en effectuant une régulation de l'amplitude et de la phase des courants de ligne par rapport à la *f.e.m* [Bouh-97] [Rki-91].

Le courant  $i_d$  est imposé nul et le courant  $i_q$  est imposé par le régulateur de vitesse de type *P.I.* Le déphasage  $\Psi$  est imposé par un régulateur intégrateur.

Les courants de référence sont obtenus à partir de  $i_m^*$  et  $\zeta^*$  par une transformation de Cordonnées. Par la suite les valeurs de ces courants sont comparées aux valeurs mesurées.

La figure (II.3) présente le schéma global de cette commande:

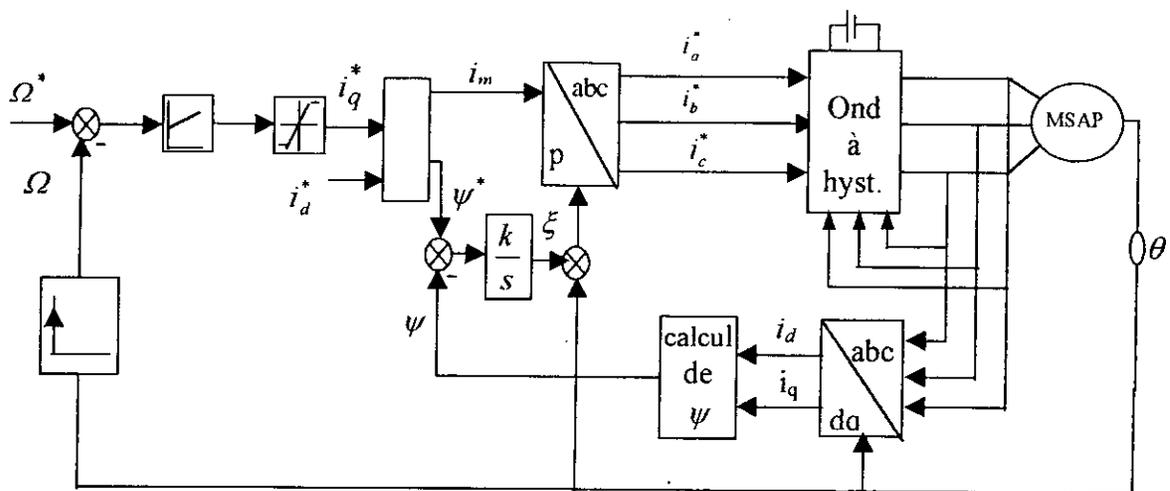


Figure II.3 : Schéma global de contrôle par hystérésis

Les courants de référence sont déterminés par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} i_a^* &= i_m^* \sin(\theta + \zeta^*) \\ i_b^* &= i_m^* \sin\left(\theta + \zeta^* - \frac{2\Pi}{3}\right) \\ i_c^* &= i_m^* \sin\left(\theta + \zeta^* + \frac{2\Pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

avec :

$$\begin{aligned} i_m^* &= \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}} \\ \zeta^* &= \frac{k}{s} (\Psi^* - \Psi) \\ \Psi^* &= -\arctg\left(\frac{i_d^*}{i_q^*}\right) \quad \text{et} \quad \Psi = -\arctg\left(\frac{i_d}{i_q}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

### II.2.1. Réglage de vitesse

Comme nous avons vu, dans la section précédente, que la référence du courant  $i_q$  est imposée par le régulateur de vitesse du type *PI*.

le schéma structurel de cette régulation est représenté à la figure (II.4)

La fonction de transfert en boucle fermée se calcul par la relation suivante :

$$F_f(s) = \frac{F_r(s)F_o(s)}{1 + F_r(s)F_o(s)} \quad (\text{II.5})$$

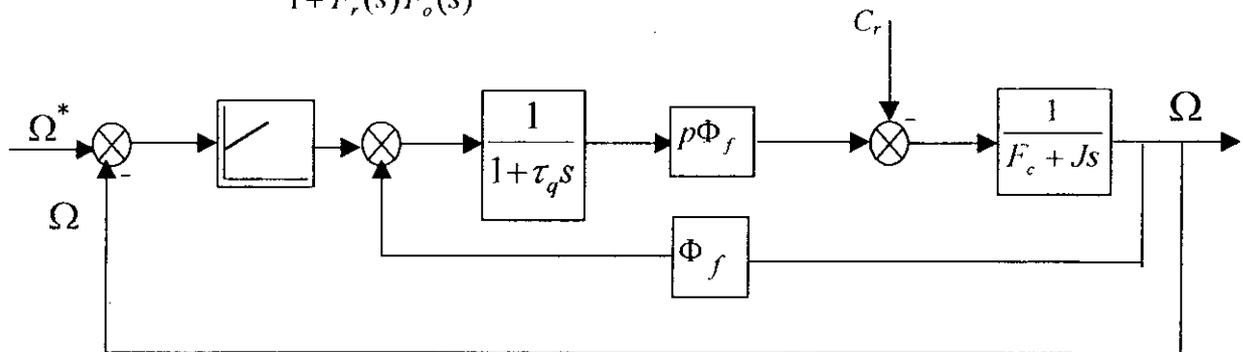


Figure II.4 : Schéma structurel du réglage de la vitesse

Où  $F_r(s)$  est la fonction de transfert du régulateur de la vitesse :

$$F_r(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (\text{II.6})$$

$F_o(s)$  : La fonction de transfert en boucle ouverte.

$$F_o(s) = \frac{p\Phi_f}{F_c(1+s\tau_q)(1+s\tau_m)} \quad (\text{II.7})$$

avec :

$\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$  est la constante électrique de la machine;

$\tau_m = \frac{J}{F_c}$  est la constante mécanique de la machine.

On trouve après les calculs:

$$F_r(s) = \frac{p\Phi_f(sK_{p\Omega} + K_{i\Omega})}{J\tau_q s^3 + (J + F_c\tau_q)s^2 + (p\Phi_f K_{p\Omega} + F_c)s + p\Phi_f K_{i\Omega}} \quad (\text{II.8})$$

Si on néglige les quantités  $J\tau_q$  et  $F_c\tau_q$  devant  $J$ , le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$p(s) = Js^2 + (p\Phi_f K_{p\Omega} + F_c)s + p\Phi_f K_{i\Omega} \quad (\text{II.9})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués  $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$ , il vient :

$$p(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{II.10})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.9) et (II.10) donne :

$$K_{p\Omega} = \frac{2J\rho - F_c}{p\Phi_f} \quad \text{et} \quad K_{i\Omega} = \frac{2\rho^2 J}{p\Phi_f} \quad (\text{II.11})$$

### II.2.2. Réglage de la phase

Le schéma structurel du réglage de la phase du courant est représenté par la Figure (II.5).

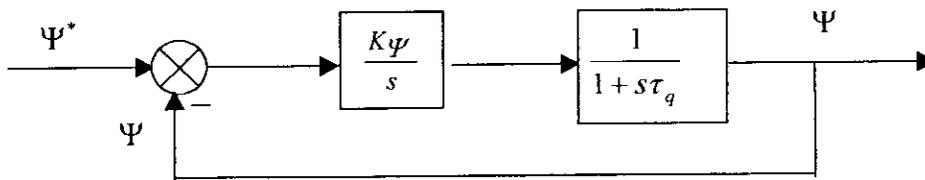


Figure II.5 : Schéma structurel de réglage de phase

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_{\psi}(s) = \frac{K_{\psi}}{\tau_q s^2 + s + K_{\psi}} \quad (\text{II.12})$$

Si on impose deux pôles complexes conjugués, on trouve :

$$K_{\psi} = \frac{1}{2\tau_q^2} \quad (\text{II.13})$$

**Remarque :**

Les pôles sont choisis en fonction des performances désirées, notamment la rapidité de réglage. Cependant une grande rapidité nécessite des gains (pôles) très élevés ce qui provoque un grand dépassement. Ce dépassement peut être amorti, soit en diminuant les gains de réglage, soit en introduisant un filtre (correcteur) pour la grandeur de consigne [Buh-89][Bar-97].

La fonction de transfert de ce filtre est donnée par :

$$\frac{(\Omega^*)_f}{\Omega^*} = \frac{1}{1 + sT_f}$$

La constante  $T_f$  est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert en boucle fermée.

### II.2.3. Limitation des courants

Pour éviter les surcharges, la commande doit être limitée par un simple dispositif d'écrêtage défini par :

$$i_{q\text{lim}} = \begin{cases} i_q^* & \text{si } i_q^* \leq i_{q\text{max}} \\ i_{q\text{max}} \text{ sign}(i_q^*) & \text{si } |i_q^*| \geq i_{q\text{max}} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Cette limitation provoque un effet d'emballement (effet *Windup*), le régulateur doit être associé à un système *d'anti-Windup* afin d'éviter le dépassement du fait que l'intégrateur continue à sommer une erreur qui ne correspond plus à la grandeur de commande [Büh -89] [Bar -97].

Si  $e_\Omega$  est l'écart entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée :

$$e_\Omega = \Omega^* - \Omega \quad (\text{II.15})$$

Si  $e_\Omega^l$  correspond à l'erreur de vitesse qu'aurait produit le courant de sortie du régulateur après la fonction de saturation :

$$e_\Omega^l = e_\Omega - \frac{l}{K_{p\Omega} + T_e K_{i\Omega}} [i_q^* - i_{ql}^*] \quad (\text{II.16})$$

où  $T_e$  est le pas d'échantillonnage.

l'équation du sommateur devient:

$$S(k) = S(k-1) + e_\Omega \quad (\text{II.17})$$

### II.2.4 Résultat de simulations :

Pour illustrer les performances de réglage par hystérésis, nous avons simulé un démarrage à vide pour une consigne de  $150\text{rd/s}$  avec l'application de la charge nominale ( $C_r = 0.05\text{ Nm}$ ) entre l'instant  $t=0.4\text{s}$  et l'instant  $t=0.6\text{s}$ , puis l'inversion du sens de la rotation à  $t=0.8\text{s}$  (fig. II.6.). La bande hystérésis est fixée à la valeur de  $0.2A$ .

Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit sa référence sans dépassement, le découplage est peu sensible aux variations brusque de courant  $i_q$  et le rejet de perturbation est rapide.

On note que le couple est très ondulé ainsi que la fréquence de commutation est variable suivant les conditions de fonctionnement de la machine et la largeur de la bande d'hystérésis.

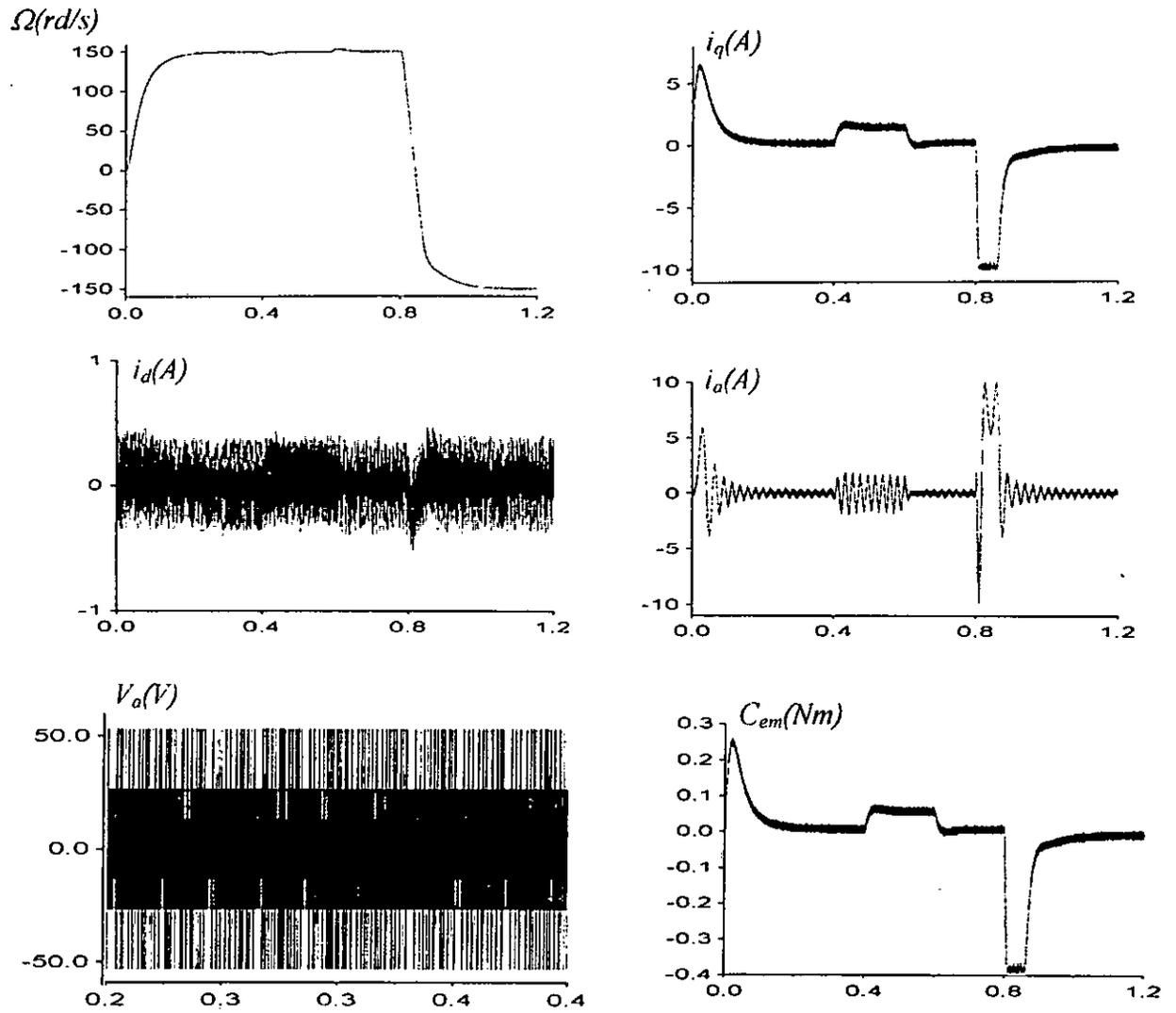


Figure II.6.a. Comportement de la machine lors d'un démarrage à vide avec application de la charge nominale et l'inversion du sens de rotation ( $\rho_{\Omega} = 25$ )

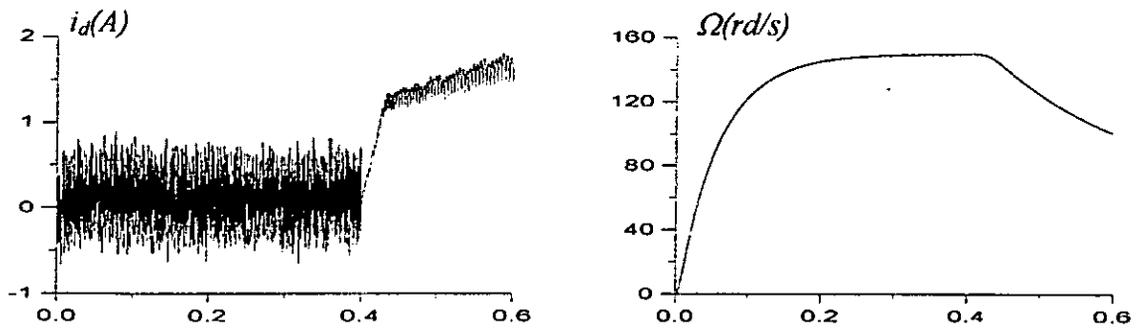


Figure II.6.b. robustesse du réglage vis à vis des variations des paramètres électriques

Afin d'évaluer les performances du réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons testé la robustesse de ce réglage vis à vis des variations des paramètres électriques de la machine (fig. II.6.b).

Les simulations sont effectuées sur une période de 0.4s avec une augmentation de la résistance statorique de 150 % et une diminution des inductances  $L_d$  et  $L_q$  de 40% à l'instant  $t=0.3s$ . Les résultats obtenus montrent que le réglage est affecté totalement par les variations paramétriques de la machine.

### II.3. Réglage des courants dans le référentiel de PARK

Le réglage des courants  $i_d$  et  $i_q$  exige la connaissance de la machine dans le référentiel de PARK [Rki-91]. Le courant  $i_q$  est contrôlé par la tension  $v_q$  et le courant  $i_d$  par la tension  $v_d$ .

Dans cette section nous proposerons trois techniques de réglage des courants dans le référentiel du PARK.

#### II. 3.1. Contrôle vectoriel avec réglage de courant $i_d$

Lorsque le courant  $i_d$  est nul, le découplage de la machine synchrone à aimants permanents est assuré, ainsi les tensions de commande vérifient:

$$\begin{aligned} v_d^* &= -\omega L_q i_q \\ v_q^* &= R_s i_q^* + L_q \frac{di_q^*}{dt} + \omega \Phi_f \end{aligned} \quad (\text{II.18})$$

Pour imposer le courant  $i_d$  à la valeur de référence  $i_d^*$ , on introduit un régulateur du courant  $i_d$  de type P.I. qui fournit une tension supplémentaire  $v_{d0}$  (fig. II.7).

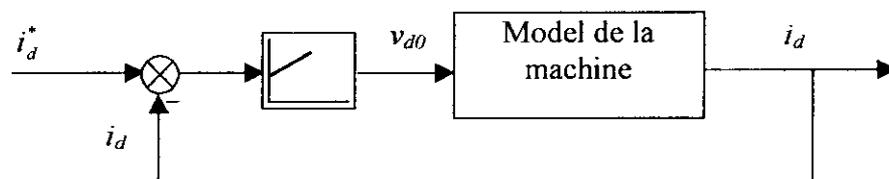


Figure II.7 : Schéma structurel de réglage du courant  $i_d$

Les tensions de commande sont alors :

$$\begin{aligned} v_d^* &= -\omega L_q i_q + v_{d0} \\ v_q^* &= R_s i_q^* + L_q \frac{di_q^*}{dt} + \omega \phi_f \end{aligned} \quad (\text{II.19})$$

II.3.2. Calcul du régulateur de courant

L'équation du régulateur de courant  $i_d$  est donnée par :

$$F_i(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \tag{II.20}$$

Le schéma bloc de régulateur est représenté à la figure (II.8)

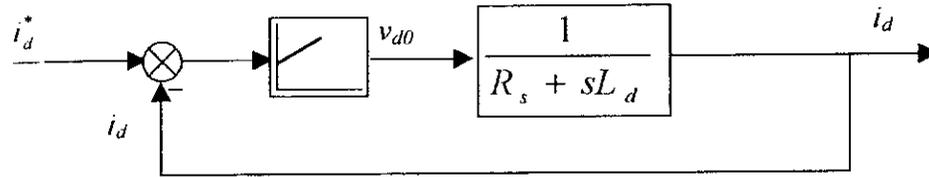


Figure II.8. Schéma de réglage de courant  $i_d$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{i_d^*(s)}{i_d(s)} = \frac{K_{pd}s + K_{id}}{L_d s^2 + (R_s + K_{pd})s + K_{id}} \tag{II.21}$$

Le polynôme caractéristique est donné par :

$$p(s) = L_d s^2 + (R_s + K_{pd})s + K_{id} \tag{II.22}$$

En imposant toujours deux pôles complexes conjugués  $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$  on aboutit à :

$$\begin{aligned} K_{pd} &= 2L_d\rho - R_s \\ K_{id} &= 2L_d\rho^2 \end{aligned} \tag{II.23}$$

La figure (II.9) représente le schéma global de cette régulation :

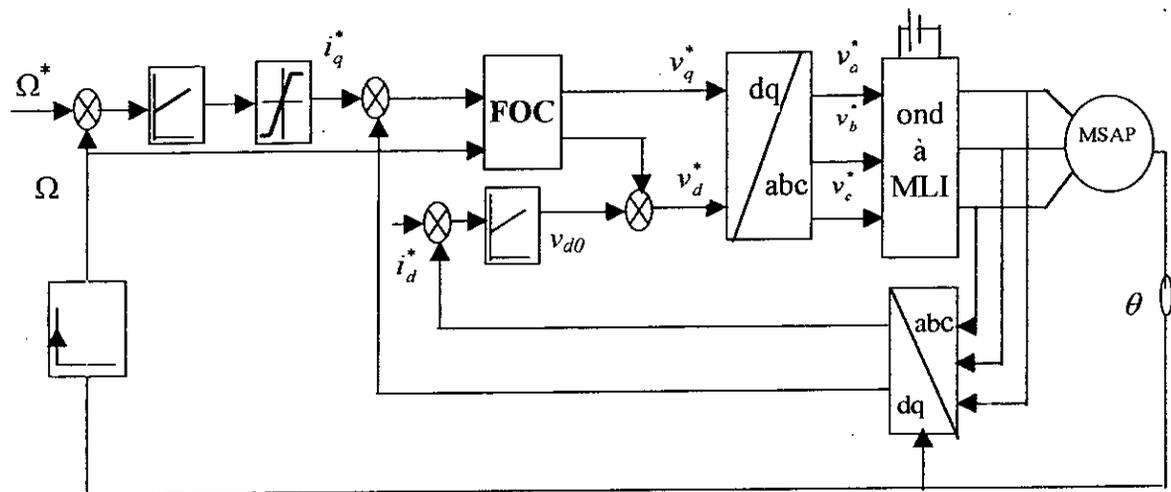


Figure II.9. Schéma global de la commande vectorielle avec réglage du courant  $i_d$

### II.3.3. Résultats des simulations

Les performances de cette stratégie de commande ont été testées par une simulation numérique dans les mêmes conditions que l'essai précédent :

La figure (II.10.a), montre que la vitesse suit sa référence sans dépassement et le courant  $i_d$  atteint rapidement la valeur nulle et reste sensiblement robuste vis à vis aux variations brusque de  $i_q$ . Ainsi on remarque que le courant de la phase est moins ondulé, ceci est justifié par la fréquence élevée du hachage de  $M.L.I$  (5 KHz). Cependant le réglage est sensible aux variations des paramètres électriques de la machine (fig.10.b).

### II.3.4. Réglage des courants $i_d$ et $i_q$ avec découplage par compensation

Le découplage constitue l'une des difficultés de la conception de la commande vectorielle. Cette difficulté est supprimée généralement par une méthode de compensation [Car-95].

Cette méthode consiste à réguler des courants  $i_d, i_q$  en négligeant les termes de découplage [faid -95].

Le modèle de la machine sans termes de découplage est décrit par l'expression suivante:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ v_{qs} &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

Les termes de découplage sont rajoutés à la sortie des régulateurs, afin d'obtenir les tensions de références  $v_d^*$  et  $v_q^*$  :

$$\begin{aligned} v_d^* &= v_{d0} + w\Phi_f + wL_q i_q^* \\ v_q^* &= v_{q0} + w\Phi_f + L_d i_d^* \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

où  $v_{d0}$  et  $v_{q0}$  représentent les tensions à la sortie des régulateurs de courants  $i_d$  et  $i_q$  (fig.II .11).

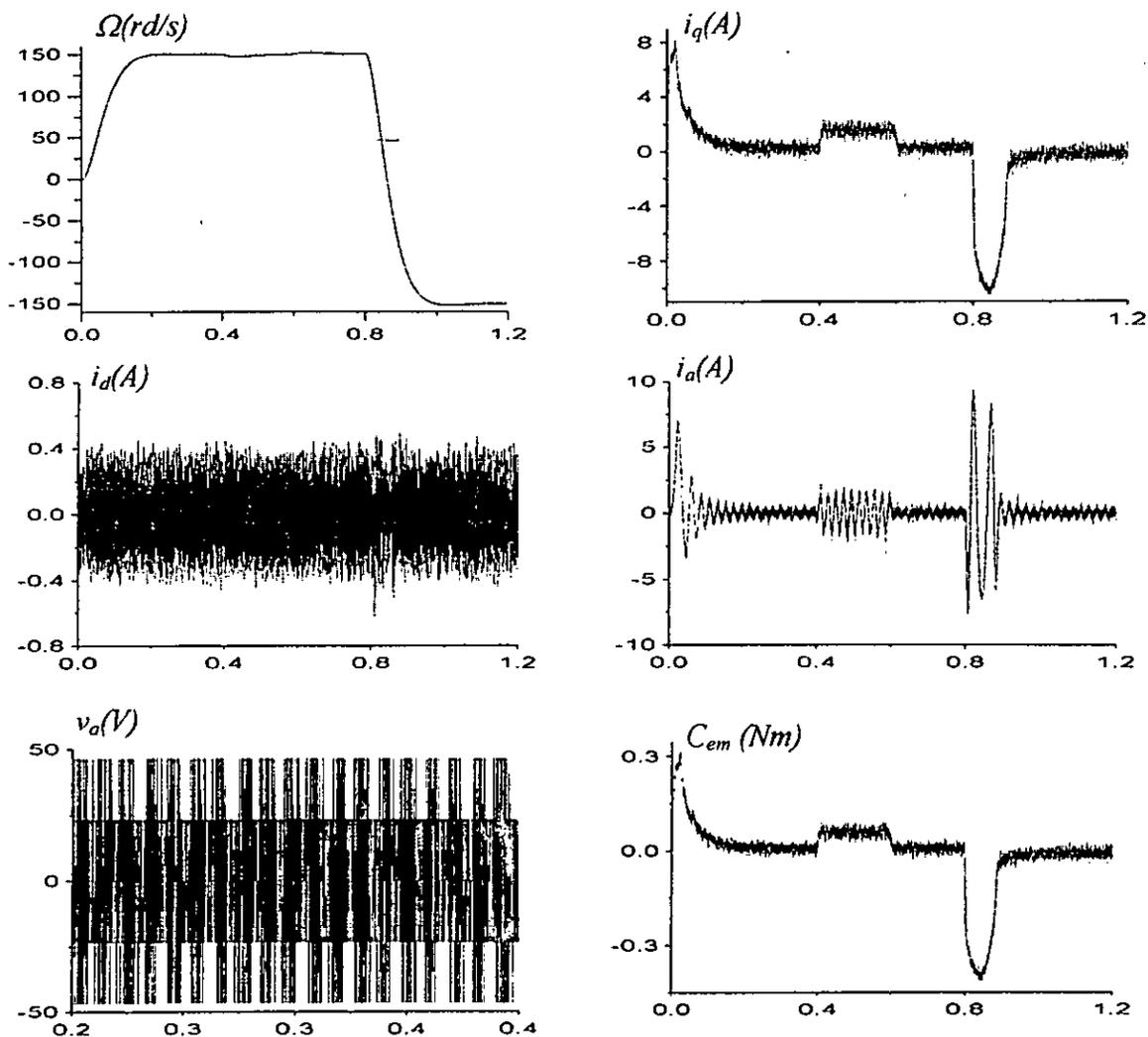


Figure II.10.a. Comportement de la machine lors d'un démarrage à vide avec application de la charge nominale et l'inversion du sens de rotation ( $\rho_\Omega=25$ ,  $\rho_i=1000$ )

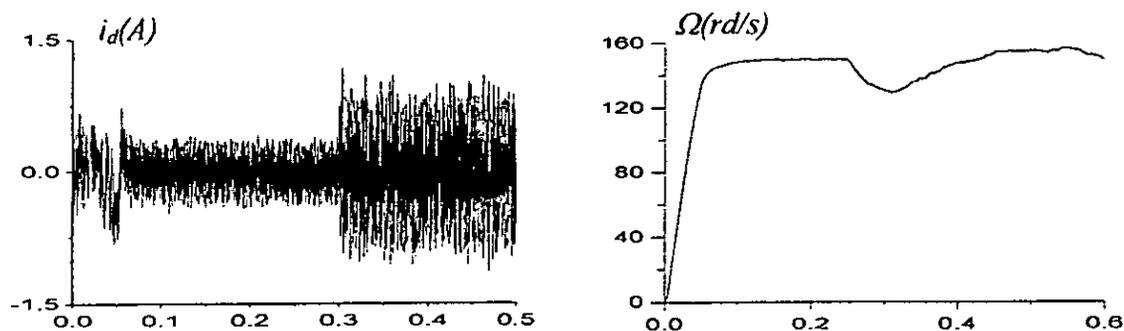


Figure II.10.b. robustesse du réglage vis à vis des variations des paramètres électriques

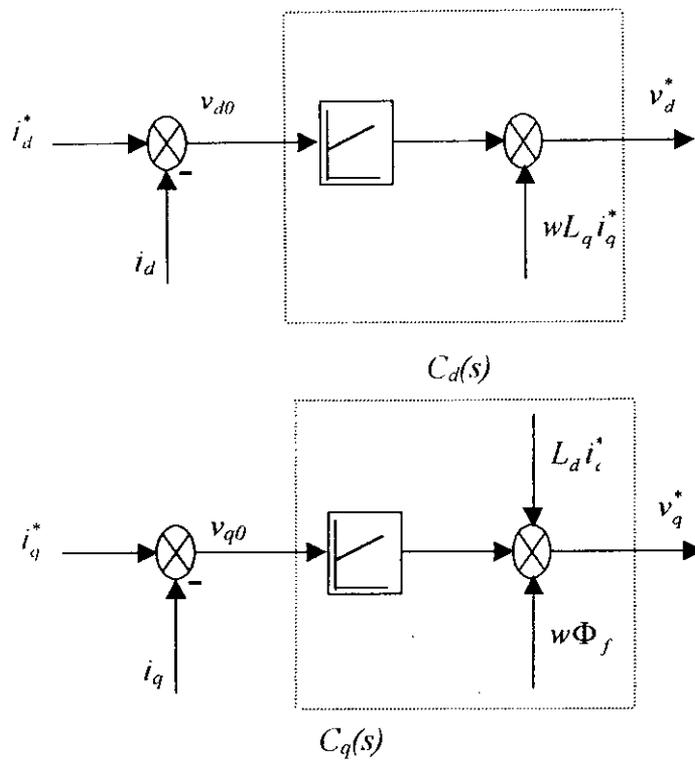


Figure II.11. Principe de découplage par compensation

Le schéma global de cette procédure est représenté à la figure (II.12)

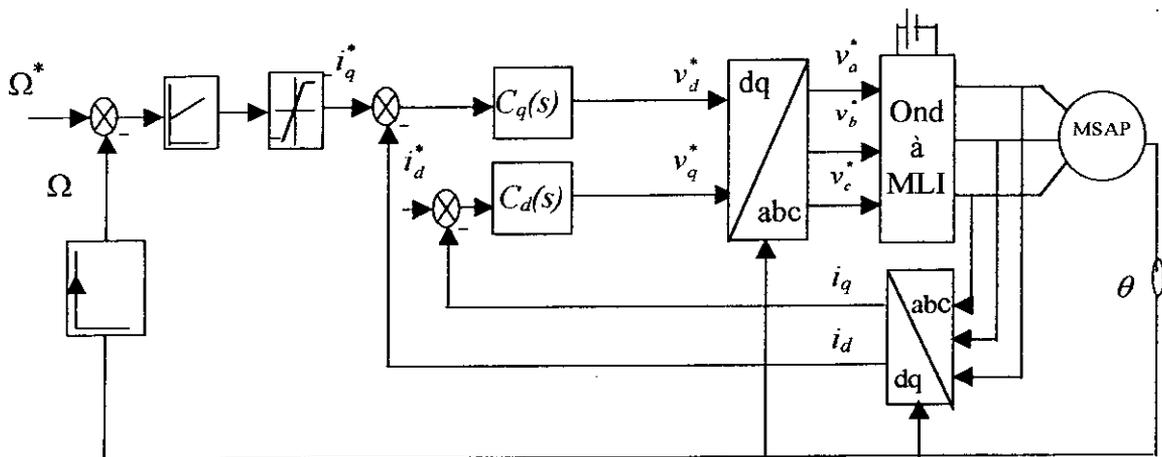


Figure II.12. Schéma globale de commande vectorielle avec découplage par compensation

### II.3.5. Résultats des simulations

Les figures (II.13.a), (II.13.b) présentent les résultats de simulations effectuées dans les mêmes conditions que les essais précédents.

On remarque que les performances de réglage de vitesse sont satisfaisantes. Le couplage est pratiquement réalisé, mais celui-ci, risque de poser des problèmes à basse vitesse. En effet, dans le cas où on utiliserait les valeurs mesurées, les bruits de mesures sont introduit à la sortie des régulateurs, ce qui peut provoquer une instabilité du système à régler. La figure (II.13.b) montre que les performances du réglage sont affectées par l'introduction des variations paramétriques de la machines.

### II.4. Méthode de découplage avec un régulateur PI multi-variable

Cette méthode [Rki-91] permet de diagonaliser la matrice des équations d'état du système, par le choix d'un dispositif de contrôle qui découple la commande des courants  $i_d$ ,  $i_q$  par retour d'état de manière à ne faire dépendre le courant  $i_d$  que de sa référence  $i_d^*$  et le courant  $i_q$  que de sa référence  $i_q^*$ .

Ce découplage se fait par l'introduction d'une matrice de découplage  $D(w)$  ce qui ramène le système à deux sous systèmes d'état évaluant indépendamment.

#### II.4.1. Calcul de la matrice $D(w)$

Les équations d'état des courants  $i_d, i_q$  peuvent se mettre sous la forme :

$$\frac{d}{dt}i_s = A_s i_s + B_s U_s \quad (\text{II.26})$$

avec :

$$A_s = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & \frac{L_q w}{L_d} \\ -\frac{w L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix}; \quad B_s = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}; \quad i_s = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \quad U_s = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

La transformation de *Laplace* de cette équation donne :

$$[i_s] = [Y][U_s] \quad (\text{II.27})$$

$$[Y] = [(sI - A_s)^{-1}][B_s]$$

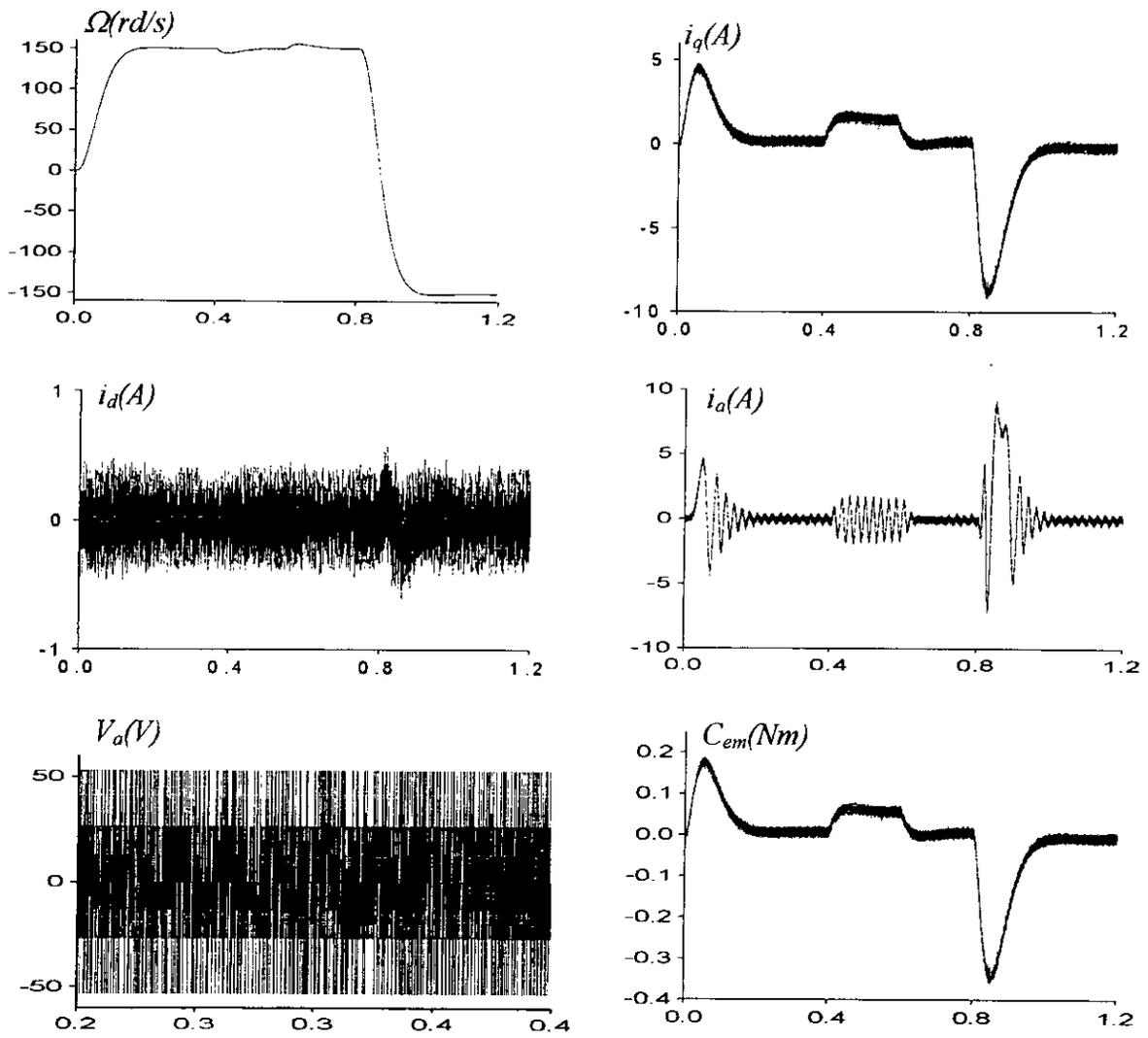


Figure II.13.a. Comportement de la machine lors d'un démarrage à vide avec application de la charge nominale et l'inversion du sens de rotation ( $\rho_\Omega=25$ ,  $\rho_l=1000$ )

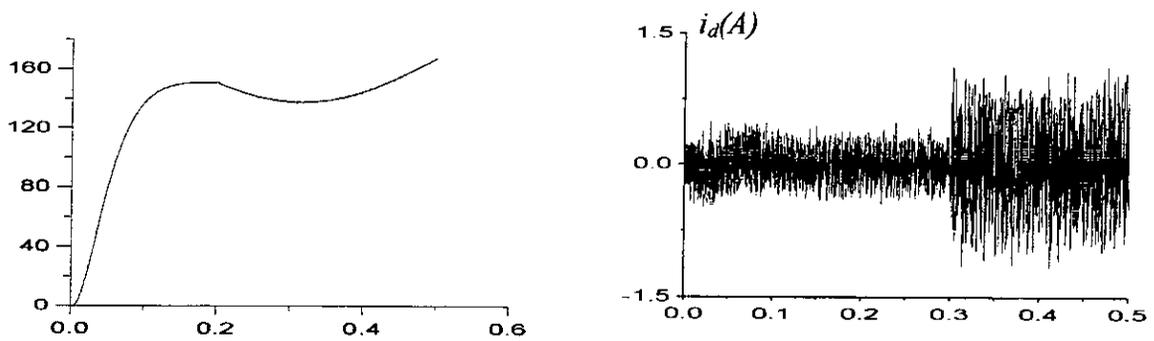


Figure II.13.b. robustesse du réglage vis à vis des variations des paramètres électriques

On trouve après les calculs :

$$[Y] = \frac{1}{P(s)} \begin{bmatrix} \frac{R_s(1+s\tau_q)}{L_d L_q} & \frac{-w}{L_d} \\ \frac{w}{L_q} & \frac{R_s(1+s\tau_d)}{L_d L_q} \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

avec :

$$P(s) = s^2 + s\left(\frac{1}{\tau_d} + \frac{1}{\tau_q}\right) + \frac{1}{\tau_d \tau_q} + w^2 \quad (II.29)$$

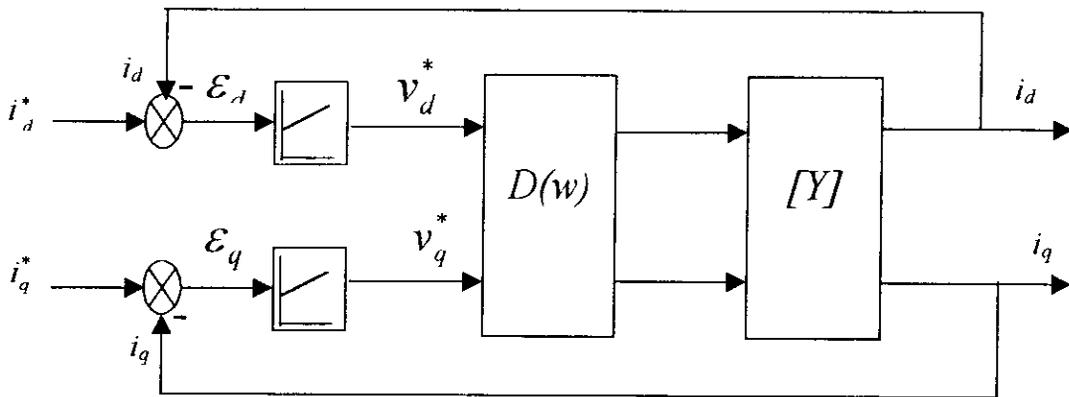


Figure II.14. L'introduction de la matrice de découplage

Si on suppose que le convertisseur statique est modélisé par un simple gain unité, à partir de la figure (II.12) nous pouvons écrire :

$$[i_{d,q}] = [Y][D][C][\varepsilon]$$

$$[C] = \begin{bmatrix} C_d(s) & 0 \\ 0 & C_q(s) \end{bmatrix}, \quad [D] = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix}, \quad [\varepsilon] = \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix}$$

Les éléments de la matrice  $[D]$  sont déterminés de façon à ce que le produit de la matrice  $[D]$  et de la matrice  $[Y]$  soit diagonale.

On prend :

$$[D] = 1/R_s \begin{bmatrix} \frac{1}{1+s\tau_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1+s\tau_q} \end{bmatrix} [Y]^{-1}$$

Et pour simplifier les calculs on prend  $a=d=1$ , ce qui donne :

$$[D] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{w\tau_q}{1+s\tau_q} \\ \frac{w}{1+s\tau_d} & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

L'introduction de la matrice  $D(w)$  (figure II 13) dans la boucle de régulation réduit les équations du système en boucle fermée à :

$$\begin{aligned} i_d(s) &= \frac{1/R_s}{1+s\tau_d} \varepsilon_d C_d(s) \\ i_q(s) &= \frac{1/R_s}{1+s\tau_q} \varepsilon_q C_q(s) \end{aligned} \quad (\text{II.32})$$

avec :

$$\begin{aligned} \varepsilon_d &= i_d^* - i_d \\ \varepsilon_q &= i_q^* - i_q \end{aligned}$$

#### II.4.2. Calcul des régulateurs

La fonction de transfert du système en boucle ouvert pour les deux courants s'écrit :

$$\begin{aligned} H_d(s) &= \frac{1/R_s}{1+s\tau_d} \\ H_q(s) &= \frac{1/R_s}{1+s\tau_q} \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

On choisit des régulateurs de type P.I dont la fonction de transfert est donnée par :

$$C_d(s) = \frac{K}{s}(1+s\tau_d) \quad \text{et} \quad C_q(s) = \frac{K}{s}(1+s\tau_q) \quad (\text{II.34})$$

Dans le cas où la machine est à pôles lisses, les deux régulateurs sont identiques.

Le schéma de cette technique de régulations est représenté à la figure (II.15). Le système est muni d'un régulateur de vitesse lequel génère la référence de courant  $i_q^*$  ; par contre la référence de courant  $i_d$  est imposée nulle.

Par la suite, le régulateur multi-variable fournit les références de tensions  $v_d^*$  et  $v_q^*$ .

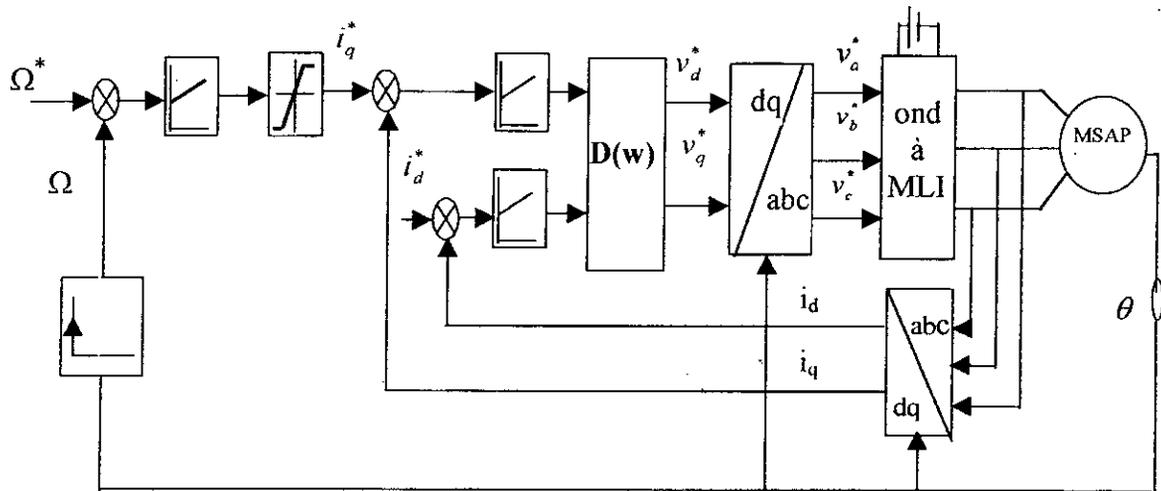


Figure II.15. Schéma de commande avec découplage des régulateurs

### II.4.3. Résultats des simulations

Les figures (II.16.a) et (II.16.b) illustrent les performances de cette stratégie de réglage des courants  $i_d$  et  $i_q$  avec l'introduction de la matrice de découplage.

On remarque que la dynamique de poursuite de la consigne est rapide, et le rejet de perturbation est efficace. Le découplage est pratiquement sensible aux variations brusques de courant  $i_q$ . Cependant le réglage n'est pas robuste vis à vis des variations paramétriques de la machine.

## CONCLUSIONS

L'application de la commande vectorielle à la machine synchrone a permis de simplifier le modèle de la machine et d'améliorer ces performances dynamiques et statiques.

Le réglage de vitesse par des différentes méthodes à donner des résultats intéressants : un comportement dynamique très élevé et le rejet de perturbation est efficace.

La stratégie de réglage des courants dans le référentiel  $a, b, c$  ou réglage par hystérésis présente l'inconvénient : le courant est très ondulé, d'une fréquence de commutation variable. Celui-ci reste la méthode la plus simple à réaliser car le découplage ne nécessite pas la connaissance des paramètres internes de la machine. Le choix de la bande hystérésis dans cette technique est dépend de l'ondulation du courant et le pouvoir de coupure des semi-conducteurs.

Dans le cas de contrôle des courants dans le référentiel de Park, le courant est moins ondulé. Cependant la conception de cette commande nécessite la connaissance du modèle de la machine.

La méthode de découplage par compensation nous a permis de simplifier la conception de la commande. Mais celui-ci, risque de poser des problèmes à basse vitesse, par contre la technique de découplage par le régulateur multi-variable est mieux adapté à ce problème.

Il apparaît, suite à l'étude de la robustesse de la commande vectorielle, que le réglage est n'est pas robuste face aux variations des paramètres électriques de la machine. C'est la raison pour la quelle nous consacrons les chapitre suivants à une étude d'analyse et de synthèse de réglage de la vitesse par mode de glissement.

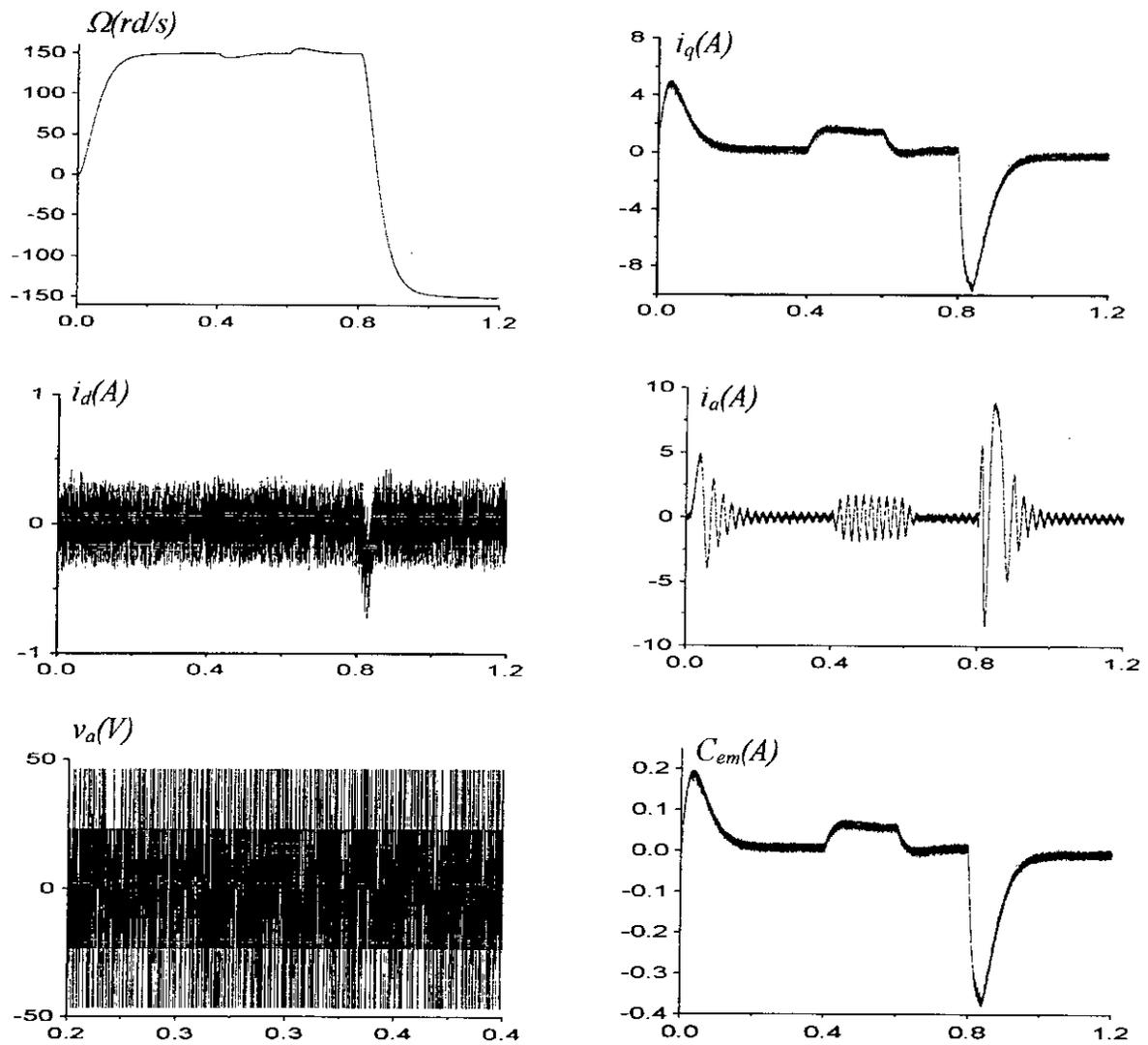


Figure II.16.a. Comportement de la machine lors d'un démarrage à vide avec application de la charge nominale et l'inversion du sens de rotation ( $\rho_\Omega=25$ ,  $\rho_i=1000$ )

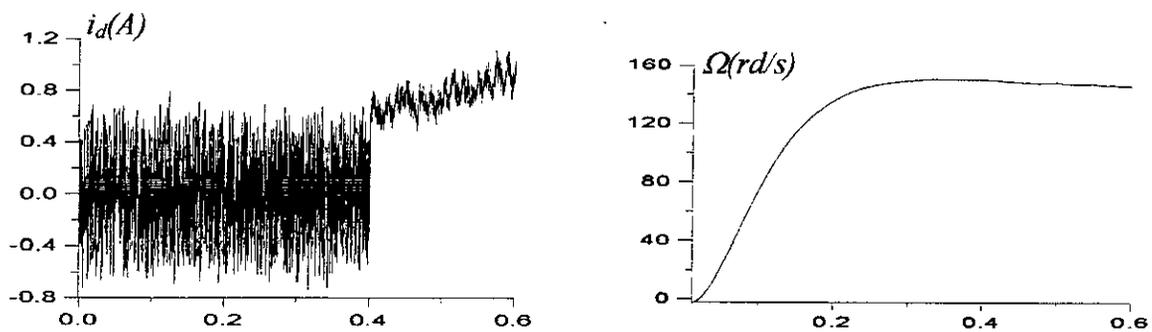


Figure II.16.b. robustesse du réglage vis à vis des variations des paramètres électriques

# CHAPITRE III

## *Commande par mode de glissement : approche linéaire*

### INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons mis en œuvre la commande vectorielle en utilisant les régulateurs P.I. classiques où les algorithmes de commande utilisent les paramètres de la machine pour calculer les grandeurs de cette commande. Par conséquent, les performances de ce type de réglage sont affectées par la variation d'un ou plusieurs paramètres de la machine. Cela exige l'élaboration d'un autre type de commande plus performant.

La commande par mode glissant est une technique intéressante permettant de résoudre le problème de la robustesse du réglage vis à vis des variations des paramètres internes du système. La loi de commande dans cette technique est formée principalement à partir de la grandeur à régler et un certain nombre de ses dérivées [Bûh- 86].

Dans ce chapitre, sont établis les relations générales du réglage par mode glissant en utilisant le principe de réglage par contre réaction d'état linéaire. Par la suite, cette approche est appliquée pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent. La robustesse de ce réglage sera testée à la fin de ce chapitre.

III.1 Loi de commutation par retour d'état

La configuration d'un système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande, représentée à la figure (III.1), concerne le cas où la loi de commutation est exprimée par une contre réaction d'état.

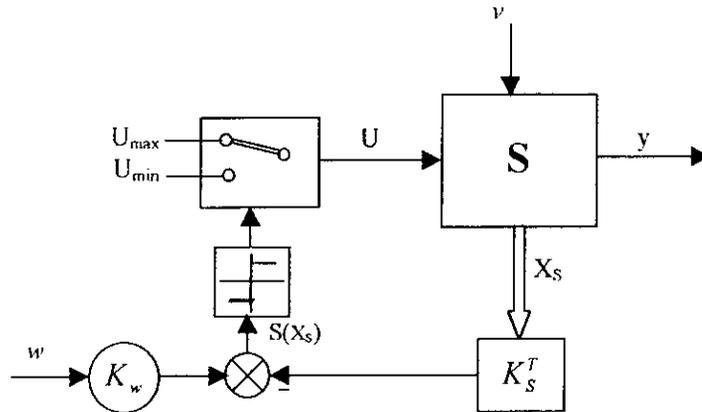


Figure.III.1: Configuration avec la loi de commutation par retour d'état

Le système à régler est représenté par les équations d'états suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{X}_s &= A_s X_s + b_s U + b_{sv} v \\ y &= C_s^T X_s \end{aligned} \tag{III.1}$$

où :

$v$  est la grandeur de perturbation et  $U$  représente la grandeur de commande, laquelle est déterminée selon le signe de la surface  $S(X_s)$  :

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{si } S(X_s) > 0 \\ U_{\min} & \text{si } S(X_s) < 0 \end{cases} \tag{III.2}$$

où la loi de commutation est donnée par la relation suivante :

$$S(X_s) = -K_s^T X_s + K_w w \tag{III.3}$$

$X_s$  : vecteur d'état du système à régler,

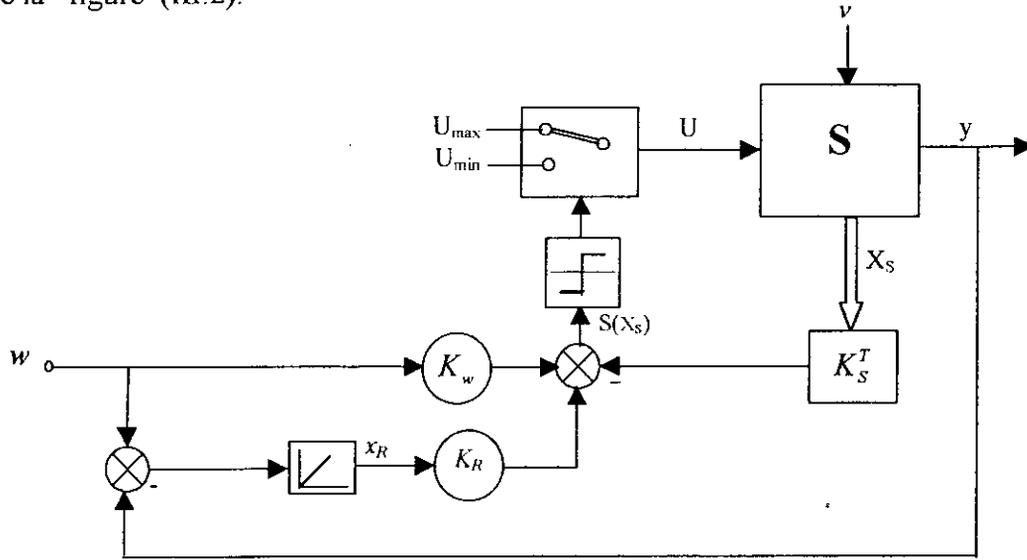
$w$  : la grandeur de consigne,

$K_s^T$  : vecteur ligne, contient les coefficients de contre réaction d'état,

$K_w$  : coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne  $w$ .

**III.2. Loi de commutation par retour d'état avec un intégrateur**

Pour assurer une erreur statique nulle, on introduit une action intégrale de la contre réaction d'état. La configuration précédente (fig.III.1) est modifiée selon la configuration de la figure (III.2).



**Figure III.2:** Configuration avec la loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur.

On obtient alors un nouveau système donné par les équations d'états suivantes :

$$\dot{X} = AX(t) + bU + b_v v + b_w w \tag{III.4}$$

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ 0 & \frac{C_s^T}{T_i} \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} b_s \\ 0 \end{bmatrix}, \quad b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}$$

où :

$$X(t) = [X_s \quad X_R]^T$$

avec

$$\frac{dX_R}{dt} = \frac{1}{T_i} (w - y)$$

La surface de glissement est alors :

$$S(X, t) = -K^T X(t) + K_w w \tag{III.5}$$

avec :

$$K^T = [K_s^T \quad -K_R]$$

### III.1. Commande équivalente

Lorsque le système de réglage à structure variable fonctionne en mode glissant, la loi de commutation vérifie la condition [Bûh-86] :

$$S(X) = 0 \quad (\text{III.6})$$

par conséquent la dérivée de cette surface doit être toujours nulle :

$$\dot{S}(X) = 0 \quad (\text{III.7})$$

$$\dot{S}(X) = 0 \Rightarrow -K^T \dot{X} + K_w \dot{w} = 0$$

$$\Rightarrow -K^T (AX + bU + b_v v + b_w w) + k_w \dot{w} = 0 \quad (\text{III.8})$$

d'où

$$U_{eq} = -\frac{1}{K^T b} (AX + b_v v + b_w w) + \frac{1}{K^T b} K_w \dot{w} \quad (\text{III.9})$$

avec :  $K^T b \neq 0$

On peut interpréter la grandeur de commande équivalente comme la valeur moyenne que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre  $U_{min}$  et  $U_{max}$ .

Cette interprétation permet de formuler une condition pour l'existence du mode glissant. En effet, il faut que :

$$U_{min} \leq U_{eq} \leq U_{max} \quad (\text{III.10})$$

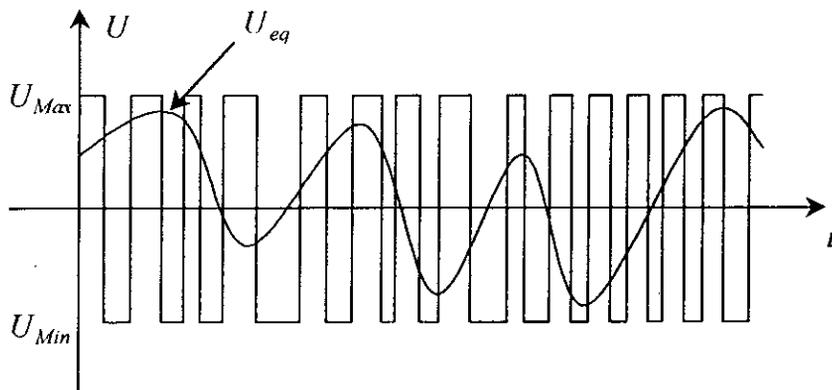


Figure.III.3: La valeur continue  $U_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $U_{Max}$  et  $U_{Min}$ .

### III.4. Détermination des coefficients de contre réaction d'état

La détermination des coefficients de la contre réaction d'état peut s'effectuer par la méthode de placement des pôles. Cette méthode permet la synthèse de la surface de glissement et par conséquent le contrôle de la dynamique du système.

Du fait que, la matrice  $A$  est singulière, il est nécessaire alors d'imposer un pôle à l'origine. Les autres pôles peuvent être choisis librement.

Il est souvent judicieux de choisir des pôles complexes conjuguées pour avoir un amortissement optimal [Büh- 89].

Pour le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne  $K_w$ , le régime stationnaire ne donne aucune indication pour sa détermination lorsqu'il y a un régulateur intégrateur. Il faut donc adopter d'autres critères [Büh- 86].

Puisque ce coefficient n'a pas d'influence sur les conditions limites de mode glissant, on peut poser  $K_w = 0$ . Cependant, ce choix n'est pas toujours judicieux. En effet par un tel choix, une variation de la grandeur de consigne doit se propager par le régulateur intégrateur, avant de réagir sur la grandeur de commande équivalente  $U_{eq}$ . Il est alors possible que le nouveau régime stationnaire soit atteint par le mode de glissement de manière relativement lente.

Si par contre, on choisit  $k_w \neq 0$ , lors d'une variation brusque de la grandeur de consigne, la grandeur de commande équivalente  $U_{eq}$  sort du domaine admissible. Le mode de glissement est interrompu et l'on a un déplacement rapide avec  $U_{Max}$  ou  $U_{Min}$  avant d'atteindre de nouveau le mode de glissement. Les relations sont à étudier cas par cas afin d'obtenir un comportement optimal en cas de variation de la grandeur consigne.

### III.5. Vérification le domaine de mode glissant

La condition pour que le mode de glissant existe est donnée sous la forme suivante :

$$S(X) \dot{S}(X) < 0 \quad (III.10)$$

$$\dot{S}(X) = -K^T \dot{X} = -K^T (AX + bU_{lim} + b_v v + b_w w) \quad (III.11)$$

$$\text{sign } \dot{S}(X, U_{Max}) = \begin{cases} +1 & \text{pour } K^T (AX + b_v v + b_w w) < -K^T b U_{Max} \\ -1 & \text{pour } K^T (AX + b_v v + b_w w) > -K^T U_{Max} \end{cases} \quad (III.12)$$

et

$$\text{sign } \dot{S}(X, U_{Min}) = \begin{cases} +1 & \text{pour } K^T (AX + b_v v + b_w w) < -K^T b U_{Min} \\ -1 & \text{pour } K^T (AX + b_v v + b_w w) > -K^T U_{Min} \end{cases} \quad (III.13)$$

III.6. Limitation des grandeurs d'état

L'un des problèmes associés à la réalisation pratique du réglage par mode de glissement sont les surcharges qui peuvent conduire à une destruction du système à régler. Pour éviter ce problème il est souvent nécessaire de limiter certaines grandeurs d'état lors de grandes variations [Bâh-89].

Le limiteur permet de limiter la grandeur d'état  $X_i$  entre  $X_{i\ Max}$  et  $X_{i\ Min}$ . Lorsqu'il faut limiter plusieurs grandeurs d'états, il est judicieux de faire appel à une chaîne de limiteurs ( fig.III.4)

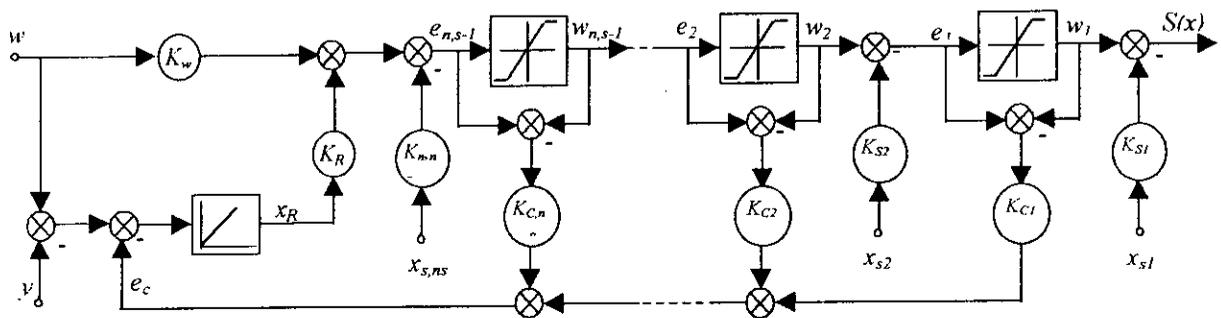


Figure III. 4: Limitation par une chaîne de limiteurs avec un régulateur intégrateur

Chaque limiteur fournit une grandeur de consigne  $w_i$

$$\begin{cases} w_i = w_{i\ max} & \text{pour } e_i > w_{i\ max} \\ w_i = e_i & \text{pour } w_{i\ min} \leq e_i \leq w_{i\ max} \\ w_i = w_{i\ min} & \text{pour } e_i < w_{i\ min} \end{cases} \quad (III.13)$$

avec

$$w_i = w_{i+1} - K_{s,i+1} X_{s,i+1}$$

la valeur  $w_{i\ lim}$ , avec  $w_{i\ lim} = w_{i\ max}$  ou  $w_{i\ min}$ , doit être déterminé de sorte que la grandeur d'état  $X_{s,i}$  reste limitée à  $X_{s,i\ lim}$ . A condition que :

$$|K_{s,i} X_{s,i} + \dots + K_{s,i-1} X_{s,i-1}| \leq \|K_{s,i} X_{s,i}\|_{lim} \quad (III.14)$$

on trouve la relation :

$$w_i = K_{s,i} X_{s,i\ lim} \quad (III.15)$$

### III.7. Application dans le cas de machine synchrone à aimants permanents

Lorsque  $i_d=0$ , on obtient le model suivant de la machine découplée :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\frac{\Phi_f}{L_q} \\ \frac{p^2 \Phi_f}{J} & -\frac{F_c}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L_q \\ 0 \end{bmatrix} V_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \end{bmatrix} C_r \quad (\text{III.16})$$

#### III.7.1. Emploi d'un régulateur intégrateur

Le régulateur intégrateur est donné sous la forme :

$$\frac{dX_R}{dt} = \frac{1}{T_i} (w_{ref} - w) \quad (\text{III.17})$$

Le model précédent devient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ w \\ X_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{p\Phi_f}{L_q} & 0 \\ \frac{p^2 \Phi_f}{J} & -\frac{F_c}{J} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ w \\ X_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L_q \\ 0 \end{bmatrix} V_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \end{bmatrix} C_R + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} w_{ref} \quad (\text{III.18})$$

#### III.7.2. Choix de la surface de glissement

La surface de commutation est choisie comme suit :

$$\begin{aligned} S(X, t) &= -K^T X(t) + K_w w_{ref} \\ &= -K_q i_q - K_w w + K_R X_R + K_{wr} w_{ref} \end{aligned} \quad (\text{III.19})$$

avec

$$K^T = [K_q \quad K_w \quad -K_R], \quad X(t) = [i_q \quad w \quad X_R]^T$$

#### III.7.3. Calcul de la commande équivalente

Lorsque le régime glissant est atteint, la surface de glissement s'annule ainsi que sa dérivée. On obtient la commande équivalente  $U_{eq}$  suivante :

$$U_{eq} = (R_s i_q + w \Phi_f) - \frac{K_w L_q}{K_q J} (p^2 \Phi_f i_q - F_c w - p C_R) + \frac{L_q K_R}{K_q T_i} (w_{ref} - w) \quad (\text{III.20})$$

### III.7.4. Calcul des coefficients de contre réaction d'état

En remplaçant la  $U_{eq}$  par l'expression (III.20) dans le modèle précédent, on obtient les équations d'état sous la forme suivante:

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{K_w}{K_q J} p^2 \Phi_f & -\frac{K_w F_c}{K_q J} & -\frac{K_R}{K_q T_i} \\ \frac{p^2 \Phi_f}{J} & -\frac{F_c}{J} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \quad b_v = \begin{bmatrix} \frac{K_w}{K_q T_i} \\ \frac{1}{J} \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} \quad b_v^* = \begin{bmatrix} \frac{K_w}{K_q T_i} \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} \quad (III.21)$$

L'équation caractéristique du système est donnée par :

$$P(S) = \det(SI - A^*) = S \left[ S^2 + \left( \frac{p^2 \Phi_f}{J} \frac{K_w}{K_q} + \frac{F_c}{J} \right) S + \frac{p^2 \Phi_f}{JK_q} \frac{K_R}{T_i} \right] \quad (III.22)$$

En raison de la singularité de la matrice  $A^*$ , on choisit un pôle à l'origine. Les deux autres pôles sont imposés comme  $(-\rho + j\rho, -\rho - j\rho)$ . On trouve :

$$\begin{aligned} \frac{K_w}{K_q} &= \frac{2\rho - F_c}{p^2 \Phi_f} \\ \frac{K_R}{T_i} &= \frac{2\rho^2 J}{p^2 \Phi_f K_q} \end{aligned} \quad (III.23)$$

Si on choisit  $K_R = T_i = 1$ , ces coefficients deviennent :

$$\begin{aligned} K_w &= \frac{2\rho - F_c}{p^2 \Phi_f} \\ K_R &= \frac{2\rho^2 J}{p^2 \Phi_f} \end{aligned} \quad (III.24)$$

### III.7.5. Domaine du mode glissant

Il est clair que le mode glissant n'existe pas dans tout l'hyperplan de commutation, mais seulement dans un certain domaine. Ce domaine est limité par deux droites dans le plan  $(i_q, w)$  ou par deux plans dans l'espace  $(i_q, w, X_R)$ . Ces deux droites ou deux plans sont déterminés pour  $U_{lim}$  avec  $U_{lim} = U_{max}$  ou  $U_{min}$ .

### III.7.6. Limitation des grandeurs d'état

La limitation du courant  $i_q$  est nécessaire pour assurer la protection du système de réglage, en utilisant le limiteur équipé de l'action *d'Anti-windup*.

La surface de glissement avec limitation est donnée par :

$$S(X, t) = \begin{cases} -K_s^T X_s + K_R X_R + K_w w & \text{si } |i_q| < i_{q\max} \\ -K_q i_q + K_q \text{sign}(i_q) i_{q\max} & \text{si } |i_q| > i_{q\max} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

La grandeur de commande équivalente devient :

$$U_{eq} = \begin{cases} U_{eq} & \text{si } |i_q| < i_{q\max} \\ R_s i_{q\max} + p\Phi_f w & \text{si } i_q > i_{q\max} \\ -R_s i_{q\max} + p\Phi_f w & \text{si } i_q < -i_{q\max} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Le schéma global de cette commande est donné par la figure suivante, où la commande  $v_{ds}^*$  est imposée par le bloc de découplage (F.O.C).

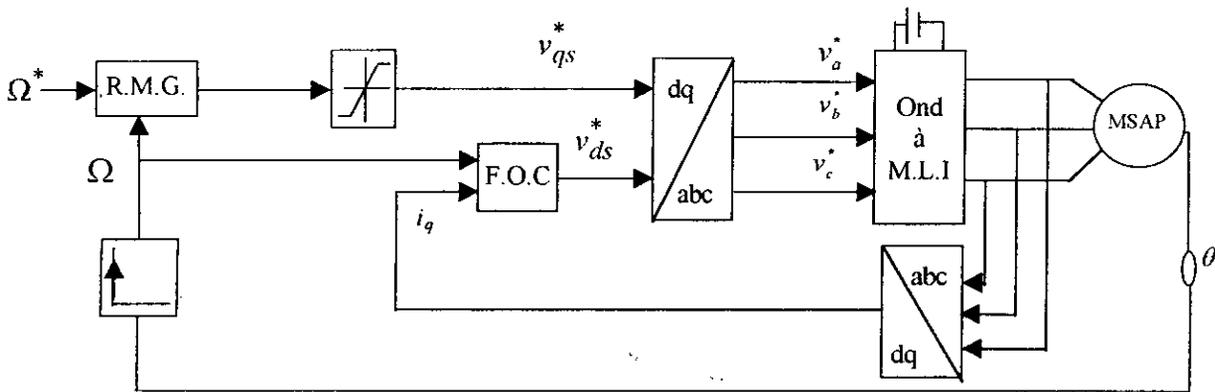


Figure III.5: Schéma global du réglage de vitesse par mode glissant : commande relais

### III.7.7. Résultats de la simulation

Nous présentons les résultats de simulation qui montrent les performances du réglage par mode glissant en utilisant le principe de contre-réaction d'état linéaire.

La figure (III.6.a) représente le comportement dynamique de la machine dans le cas de la commande relais. Les performances de poursuite sont satisfaisantes et le rejet de perturbations est efficace. Cependant le découplage n'est pas réalisé, ceci est justifié par l'absence du régulateur de courant  $i_d$ .

On note aussi de fortes oscillations des tensions de commande. Ce phénomène, appelé *Chattering*, influe aussi sur le couple.

La figure (III.6.b) présente le comportement de la machine lors des variations de ses paramètres électriques.

La simulation est effectuée au période de 0.4 s pour variations de +200% de la résistance statorique et de -50% des inductances à l'instant  $t=0.2s$ .

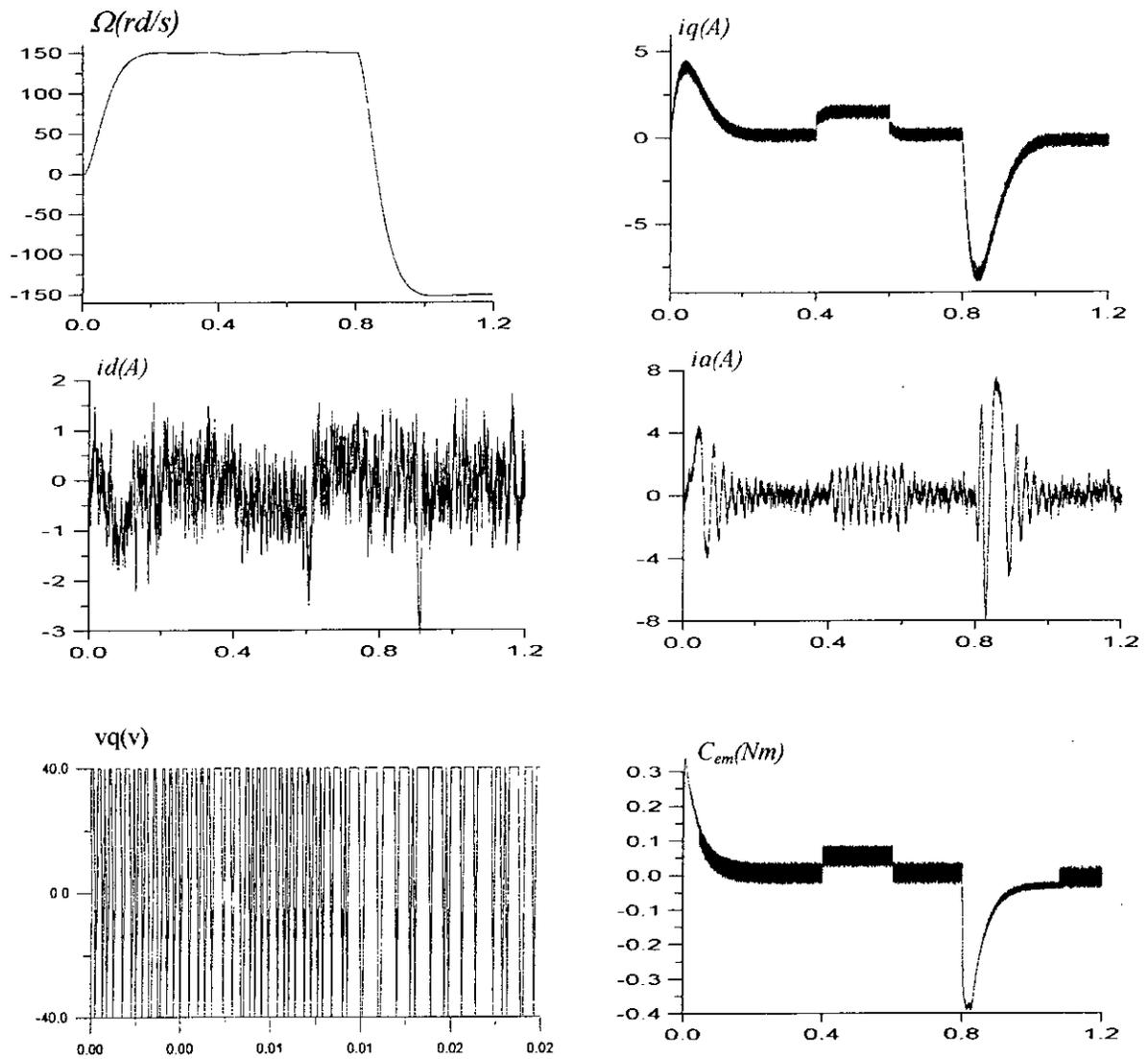
On remarque que l'introduction de la perturbation provoque une ondulation importante sur la vitesse et le découplage est affecté complètement.

A l'issue de cette simulation on peut dire que le système est peu sensible aux variations des paramètres électriques de la machine.

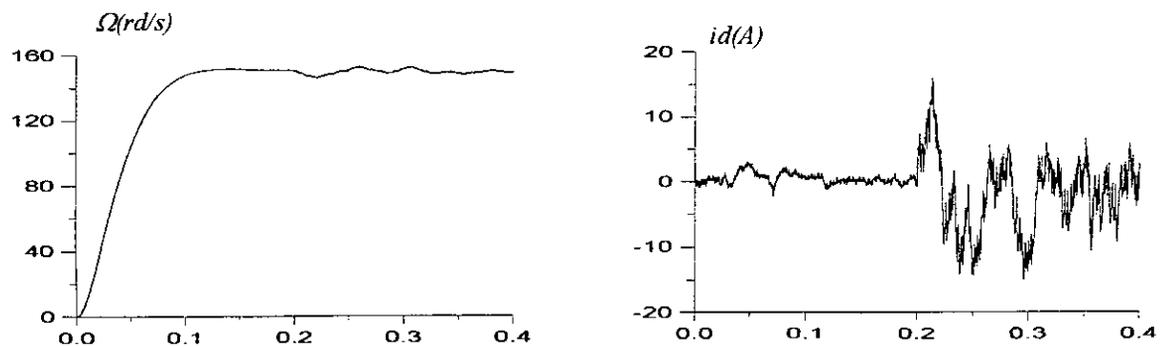
## CONCLUSIONS

Dans ce chapitre nous avons présenté les principes du réglage par mode glissant, en utilisant la loi de contre- réaction d'état linéaire. Les performances de cette technique de commande, ainsi que sa robustesse vis à vis des variations des paramètres électriques de la machine, ont été testées par une simulation numérique.

Les résultats obtenus montrent que la mise en œuvre de cette stratégie de contrôle permet d'améliorer la robustesse par rapport à la technique de commande vectorielle. Néanmoins, cette robustesse reste limitée et les performances du réglage sont améliorées au prix de fortes sollicitations aux niveaux des organes de commande (phénomène de *Chattering*).



**Figure III.6.a.** Comportement de la machine pour une consigne de 150rd/s avec application de la charge nominale et inversion du sens de la rotation



**Figure III.6.b.** Robustesse de réglage vis à vis des variations des paramètres électriques de la machine.

# CHAPITRE IV

## *Commande non linéaire par mode glissant*

### INTRODUCTION

Le contrôle par modes de glissement est un mode de fonctionnement particulier pour les systèmes à structure variable. Ce type de contrôle a été introduit d'abord par Utkin [Utk-77, 78]. Par la suite, ces travaux ont été repris, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour des applications [Slo-84, 86, 91], [Utk-87, 92, 93], et ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien A. F. Filipov [Fil-64].

La théorie des systèmes à structure variable et les modes glissants associés est une technique de commande non linéaire. Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande au passage par une surface de commutation. L'évolution et le développement des systèmes à structure variable avec cette commande avaient eu lieu en ex-Union soviétique grâce aux travaux d'Emelyanov [Eme-67] puis ceux Utkin [Utk-77].

Le contrôle par le mode de glissement possède des avantages incontestables, telles que, la robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres. Cependant, l'utilisation de cette méthode de commande a été longtemps limitée par les oscillations causées par le phénomène de Chattering qui nécessite une forte sollicitation de l'organe de commande.

Ce n'est qu'à partir des années quatre-vingts que cette technique de commande est devenue attractive [Sab-81], elle est considérée comme une des approches la plus simple pour le contrôle des systèmes ayant un modèle imprécis (imprécision due aux problèmes de modélisation, de simplification et de réduction d'ordre du modèle) [Slo-84], [Utk-93]

Dans ce chapitre nous présentons les principes généraux sur les systèmes à structure variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant. Enfin nous appliquons cette technique au réglage de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

### IV.1. Systèmes à structure variable

Le terme "systèmes à structure variable" apparaît à cause de la structure particulière du système ou du régulateur utilisé, où cette structure change d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures.

**Définition:** Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où les fonctions  $f_i$  appartiennent à un ensemble de sous systèmes de classe  $C^1$  au moins, appelées structures. En effet, il y a commutation entre ces différentes structures suivant la condition vérifiée.

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de ceux de chacun des sous-systèmes  $f_i(X)$ .

Les circuits de conversion de puissance constituent un exemple pratique d'un système à structure variable. En effet, pour chaque position de l'interrupteur, le système est gouverné par un système d'équations différentielles [Bouj-91].

### IV.2. Théorie des modes glissants

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacune de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global.

La théorie des modes glissants trouve ses origines ou ses justifications dans la théorie de la commande des systèmes à relais et dans les circuits d'électronique de puissance.

En effet, comme il a été présenté précédemment, la commande par le mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas  $n = 2$ ) :

$$\dot{X} = f = \begin{cases} f^+(X, U^+) & \text{si } S(X, t) > 0 \\ f^-(X, U^-) & \text{si } S(X, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Les champs de vecteurs  $U^+$  et  $U^-$  sont définis par :

$$U = \begin{cases} U^+ & \text{si } S(X,t) > 0 \\ U^- & \text{si } S(X,t) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

où  $S(X,t)$  est la fonction de commutation.

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

$$S_0 = \{X(t) \mid S(X,t) = 0\} \quad (\text{IV.4})$$

Ici, on a choisi une surface de glissement (variété invariante sur laquelle le système commute) ; c'est la surface sur laquelle le système suit l'évolution désirée. En général, la variété de commutation est de dimension égale à «n» moins le nombre de fonction de commutation disponible (i.e. dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

Les trajectoires associées à la fonction  $f$  se résument en trois configurations où sont décrites les évolutions temporelles :

- La première configuration représente des trajectoires de  $f^+$  et  $f^-$  qui mettent en évidence un phénomène de répulsion de celles-ci vis-à-vis de la surface de commutation  $S_0$ .
- La deuxième configuration représente des trajectoires où il existe des phénomènes d'attraction pour  $f^+$  (respectivement pour  $f^-$ ) et de répulsion pour  $f^-$  (respectivement pour  $f^+$ ).
- La troisième configuration (Fig.IV.1) représente des trajectoires de  $f^+$  et  $f^-$  qui convergent vers la surface de commutation  $S_0$ , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé «mode de glissement»

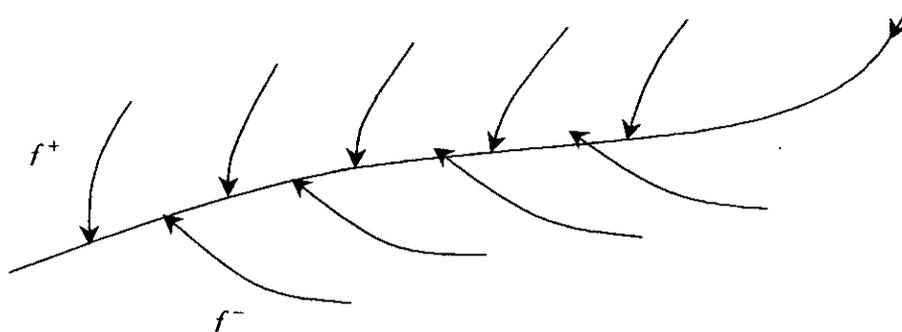


Figure IV. 1. Trajectoires de  $f^+$  et de  $f^-$  pour le mode de glissement.

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants, bien connus et appréciés depuis le début des années quatre-vingt [Büh-86], [Slo-91], etc. Ce type de commande est de conception simple, permet une bonne précision, une bonne stabilité temps de et notamment la robustesse. Ce type de commande est particulièrement adapté aux systèmes ayant des modèles imprécis. Cette imprécision peut être due à deux raisons :

- Imprécision et variation de paramètres : problème d'identification.
- Simplification du modèle dynamique du système : problème de modélisation.

Il faut signaler aussi la simplicité de la mise en œuvre, l'adaptation, aussi bien aux processus linéaires qu'à ceux non linéaires. Ce type de commande peut être également utilisé d'une manière tout à fait analogue ; non seulement en régulation, mais aussi dans les problèmes de poursuite de modèle [Fos-93].

#### IV.2.1 Les modes de la trajectoire dans le plan de phase

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre [Boudj-91].

Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (fig.IV.2) :

- ◆ **Le mode de convergence (MC)** : dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial,
- ◆ **Le mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement,
- ◆ **Le mode de régime permanent (MRP)** : il est nécessaire pour l'étude le comportement du système autour du point d'équilibre.

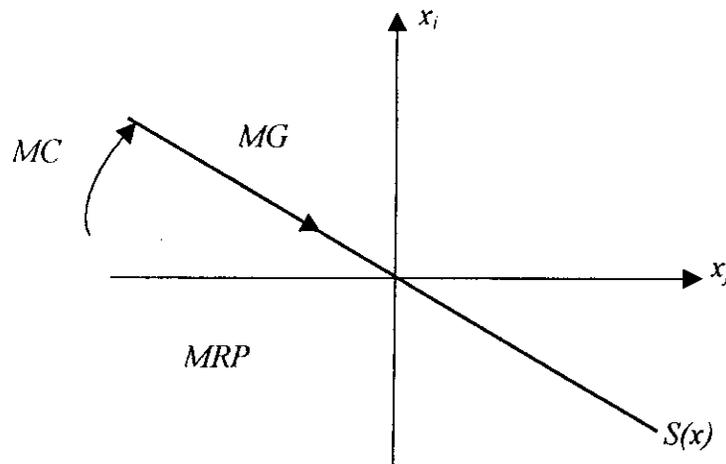


Figure IV.2 : Les modes de trajectoire dans le plan de phase

#### IV.2.2. Conception de la commande par modes de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. le choix de la surface ;
2. l'établissement des conditions d'existence de la convergence ;
3. la détermination de la loi de commande.

### IV. 2. 2.1. Choix de la surface de glissement

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 :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(X, t) + g(X, t)U(t) \\ Y = C^t X, \quad Y \in R^m \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Il faut choisir «*m*» surfaces de glissement pour un vecteur *Y* de dimension «*m*». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent ; soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier cas, on trouve la méthode dite «loi de commutation par contre réaction d'état » [Bûh-86], Celle ci utilise les concepts du réglage par contre réaction d'état pour synthétiser la loi de commutation.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase [Sla-84, 86, 91], [Gey-95, 96] (i.e. convergence de la variable d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface *S(X)* représente le comportement dynamique désiré du système. J. J. Slotine [Slo-91] propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.6})$$

avec :

*e(x)*: l'écart de la variable a régler ;  $e(x) = x_{ref} - x$  ;

$\lambda_x$ : une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré ;

*r*: degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

pour  $r = 1$ ,  $S(x) = e(x)$ ;

pour  $r = 2$ ,  $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$  ;

pour  $r = 3$ ,  $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$ .

$S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ .

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder *S(x)* à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart (Fig.IV.3) a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence – sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre «*r*».

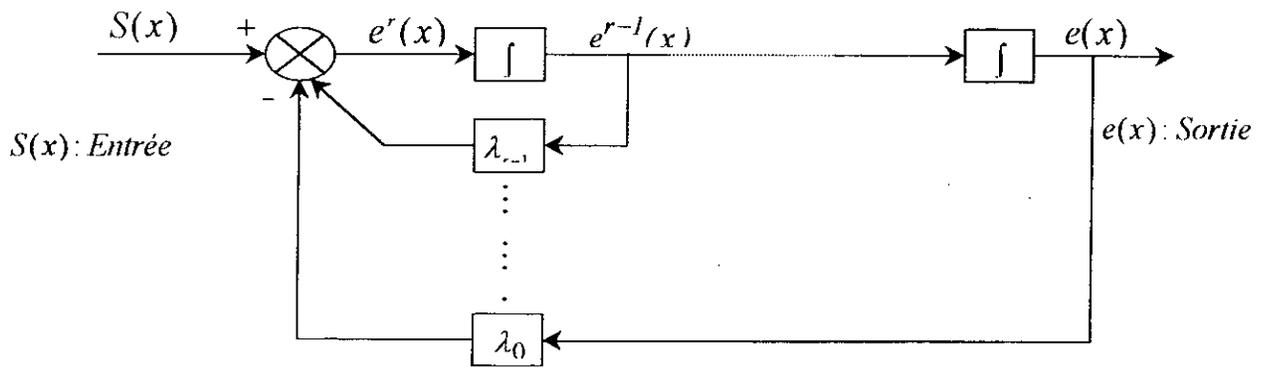


Figure IV.3 : Linéarisation exacte de l'écart.

#### IV.2.2.2. Conditions de convergence

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

##### IV.2.2.2.a. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par Utkin [Utk-77]. Elle s'exprime sous la forme:

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.7})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée, les valeurs justes à gauches et à droite de la droite de commutation.

##### IV.2.2.2.b. Fonction de Lyapunov

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 (i.e.  $\dot{V}(x) < 0$ ). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires.

En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.8})$$

et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x)$$

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

$$S(x)\dot{S}(x) < 0$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (Fig. IV.4). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

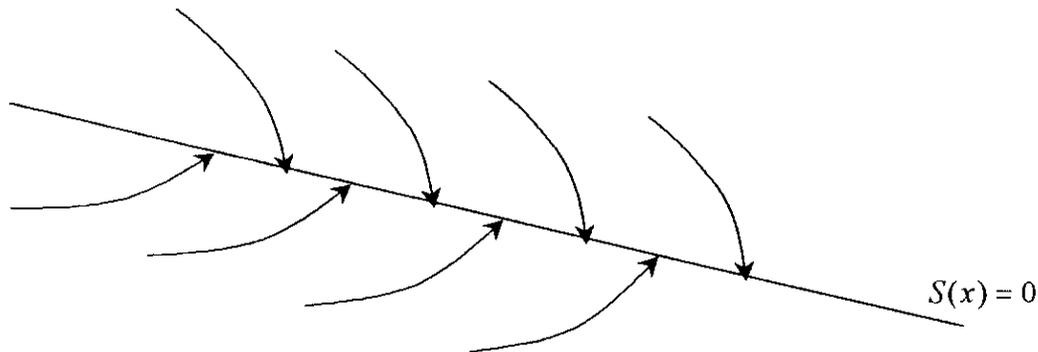


Figure.IV.4 : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface

### IV.3.2.3. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre  $U_{Max}$  et  $U_{Min}$  instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Fig. IV.5.). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « *broutement* » ou « *Chattering* » apparaissent dans le mode de glissement.

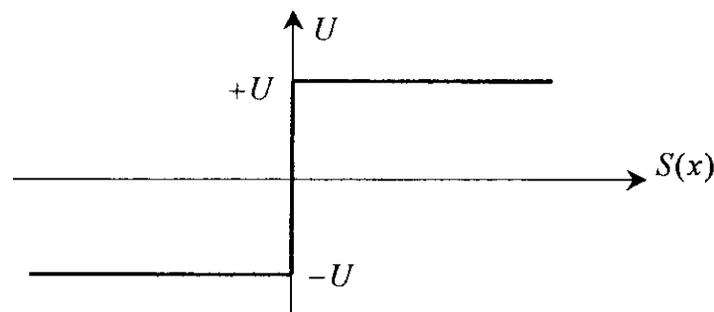


Figure IV.5 : Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

#### a . Définition des grandeurs de commande

Comme il a été vu précédemment, la surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées, indépendamment de la commande, et l'obtention du régime glissant supposerait la commande discontinue. De ce fait, si cette commande est indispensable, elle n'empêche nullement, au contraire, qu'une partie continue lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité.

Par conséquent, la structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante

dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_N \quad (IV.9)$$

$U_{eq}(t)$  correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin. Cette commande est considérée comme la plus directe et la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :  $\dot{S}(x) = 0$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U_{Max}$  et  $U_{Min}$  (Fig.IV.6).

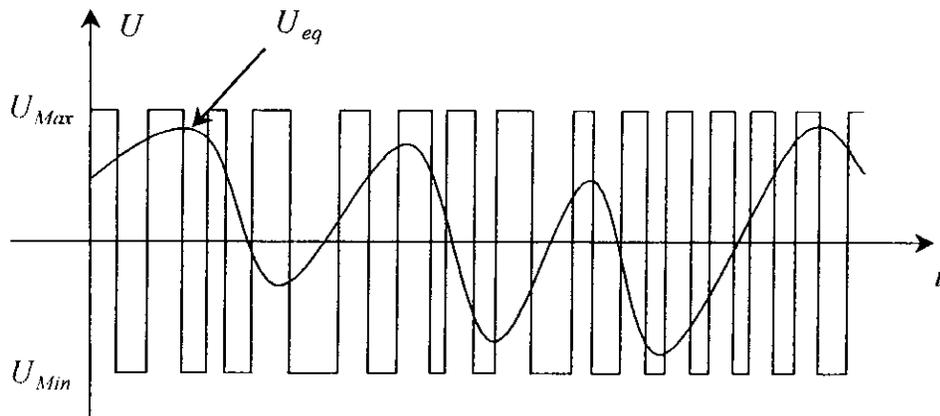


Figure IV.6 : la valeur continue  $U_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $U_{Max}$  et  $U_{Min}$ .

La commande  $U_N$  est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0$$

En d'autre terme, elle définit le comportement dynamique du système durant le mode de convergence.

### b. Expression analytique de la commande

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (IV.10).

$$\dot{X}(t) = f(X,t) + g(X,t)U(t) \quad (IV.10)$$

Le vecteur  $U$  est composé de deux grandeurs  $U_{eq}$  et, soit :

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_N \quad (IV.11)$$

Nous avons :

$$\dot{S}(X) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \{f(X,t) + g(x,t)U_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial X} \{g(x,t)U_N\} \quad (\text{IV.12})$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (Parce que la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$U_{eq}(t) = \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} f(x,t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial X} f(X,t) \right\}, \quad U_N = 0 \quad (\text{IV.13})$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme  $U_{eq}$  par sa valeur (IV.13) dans l'équation (IV.12). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial X} \{g(x,t)U_N\}$$

Le problème revient à trouver  $U_N$  tel quel :

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

La solution la plus simple est de choisir  $U_N$  sous la forme de relais (Fig.IV.7). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_N = K \cdot \text{sign}(S(X)) \quad (\text{IV.15})$$

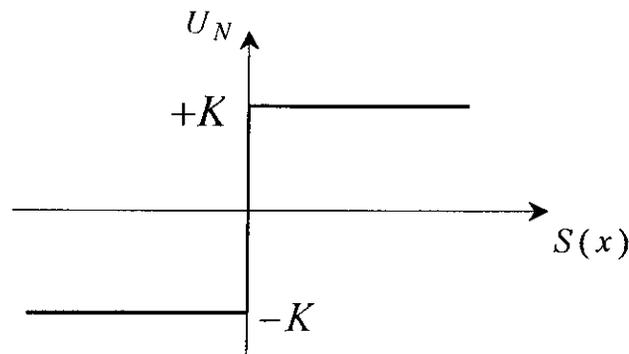


Figure IV. 7 : Définition de la commande « sign ».

En remplaçant l'expression (IV.15) dans (IV.14), on obtient :

$$S(X)\dot{S}(X) = \frac{\partial S}{\partial X} g(x,t)K|S(X)| < 0 \quad (\text{IV.16})$$

où le facteur  $\frac{\partial S}{\partial X} g(x,t)$  est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain  $K$  est choisi positif pour satisfaire la condition (IV.16). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de *Chattering*), ou même détériorer l'organe de commande.

### IV.3.3. Elimination du phénomène de *Chattering*

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. Ces composantes peuvent détériorer le système en excitant les modes élevés dont on n'a pas tenu compte lors de la modélisation ou encore endommager les actionneurs par des sollicitations trop fréquentes.

Le broutement (phénomène de *Chattering*) peut être réduit en remplaçant la fonction « *sign* » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences [Gay-96], [Kha-96], [Slo-91]. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation (Fig.IV.8) :

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases}$$

avec  $\mu$  un paramètre petit et positif.

On peut aussi remplacer la fonction « *sign* » par une fonction de classe  $C^1$ . On donne ci-dessous un exemple de ce type de fonction (Fig.IV.9) ; soit :

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

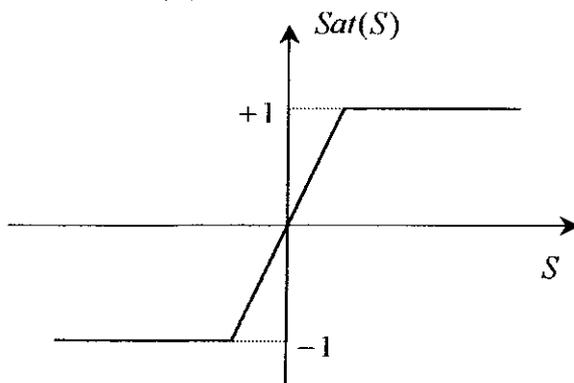


Figure IV.8 : Fonction « Sat ».

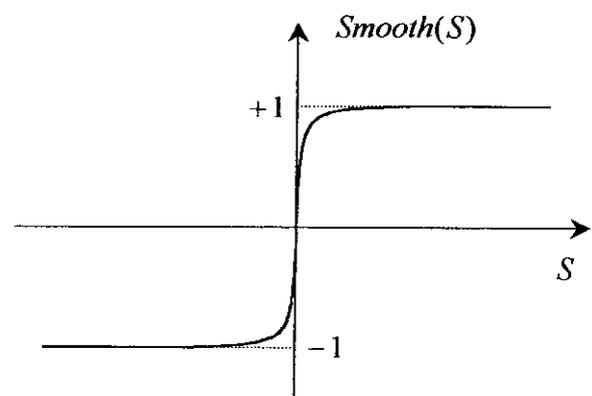


Figure IV.9 : Fonction « Smooth ».

#### IV.4. Application sur la machine synchrone à aimants permanents

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

$$\begin{cases} \dot{i}_d = -\frac{R_s}{L_d} i_d - p \frac{L_q}{L_d} \Omega i_q + \frac{v_{ds}}{L_d} \\ \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_q} i_q - p \frac{L_d}{L_q} \Omega i_d - p \frac{\Phi_f}{L_q} \Omega + \frac{v_{qs}}{L_q} \\ \dot{\Omega} = \left( \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{p\Phi_f}{J} i_q \right) - \frac{F_c}{J} \Omega \end{cases} \quad (IV.17)$$

Ce modèle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{i}_d = f_1 + g_1 v_{ds} \\ \dot{i}_q = f_2 + g_2 v_{qs} \\ \dot{\Omega} = f_3 + g_3 i_q \end{cases} \quad (IV.18)$$

où

$$\begin{aligned} f_1 &= -\frac{R_s}{L_d} i_d - p \frac{L_q}{L_d} \Omega i_q & g_2 &= \frac{1}{L_q} \\ f_2 &= -\frac{R_s}{L_q} i_q - p \frac{L_d}{L_q} \Omega i_d - p \frac{\Phi_f}{L_q} \Omega & g_1 &= \frac{1}{L_d} \\ f_3 &= \left( \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{p\Phi_f}{J} i_q \right) & g_3 &= -\frac{F_c}{J} \Omega \end{aligned} \quad (IV.19)$$

##### IV.4.1. Réglage en cascade

La figure (IV.10) donne le schéma du réglage non linéaire par mode glissant utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade. La structure comprend une boucle de régulation de vitesse qui génère la référence de courant  $i_q^*$ , une autre boucle en cascade pour la régulation du courant  $i_q$  laquelle impose la commande  $v_q^*$ . La commande  $v_d^*$  est imposée par le régulateur de courant  $i_d$ .

##### IV.4.1.1 Réglage du courant $i_d$

La variable erreur est :

$$e_d = i_{dref} - i_d$$

La surface est déduite de l'équation générale proposée par Slotine ou le degré relatif de la variable  $i_d$  égal à 1. Ce qui donne :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (IV.20)$$

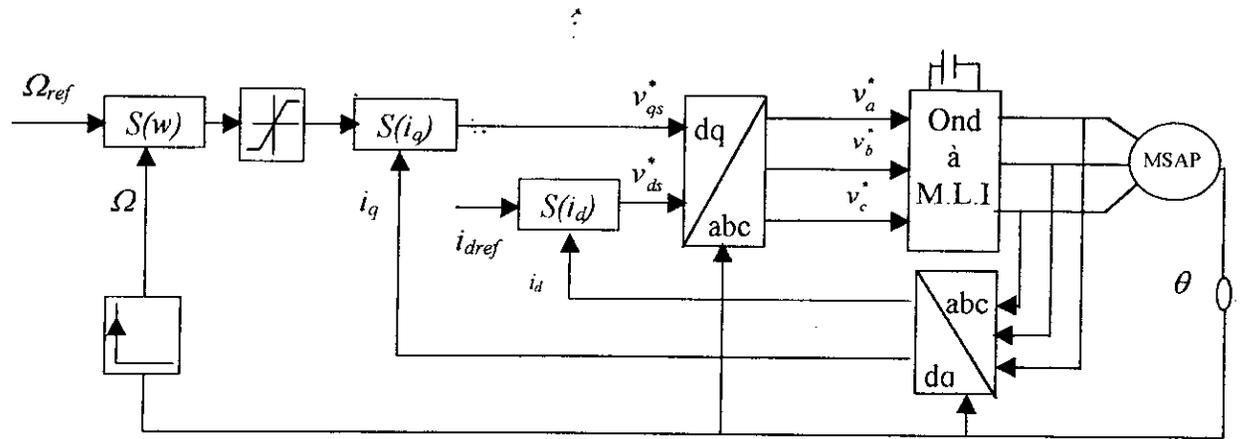


Figure.IV.10: Schéma global de réglage par mode glissant : stratégie de trois surfaces

En tenant compte l'expression du courant  $i_d$  décrite dans l'équation du système (IV.18), la dérivée de cette surface devient :

$$\dot{s}(i_d) = \dot{i}_{dref} - f_1 - g_1 v_{ds} \quad (IV.21)$$

Lorsque le régime glissant est atteint la surface s'annule et par conséquent sa dérivée est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = 0 \Rightarrow v_{deq} = \frac{1}{g_1} (\dot{i}_{dref} - f_1) \quad (IV.22)$$

et  $v_{dN} = 0$

où  $v_{deq}$  et  $v_{dN}$  sont les deux composantes de la tension de commande  $v_{ds}^*$ .

Durant le mode de convergence :

$$\begin{aligned} S(i_d) \dot{S}(i_d) &\leq 0 \\ v_{dN} &= K_d \text{sign}(S(i_d)) \end{aligned} \quad (IV.23)$$

Par conséquent, la commande à la sortie de régulateur devient :

$$v_{ds}^* = \frac{1}{g_1} (\dot{i}_{dref} - f_1) + K_d \text{sign}(S(i_d)) \quad (IV.24)$$

#### IV.4.1.2. Réglage de la vitesse

La structure du réglage de la vitesse contient deux boucles, l'une est extérieure concerne le régulateur de la vitesse  $\Omega$  et l'autre est interne concerne le régulateur du courant  $i_q$ .

**a. réglage de la vitesse  $\Omega$** 

l'expression de l'erreur est :

$$e(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.25)$$

La surface de réglage qui assure la convergence de cette variable vers sa référence est exprimée par la relation suivante :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (IV.26)$$

sa dérivée est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - f_3 - g_3 i_q \quad (IV.27)$$

La condition  $\dot{S}(\Omega) = 0$  implique :

$$i_{eq} = \frac{1}{g_3} (\dot{\Omega}_{ref} - f_3) \quad (IV.28)$$

et la condition de convergence donne :

$$i_{qN} = -K_q \text{sign}(S(i_q)) \quad (IV.28)$$

La sortie de régulateur de vitesse sera donc :

$$i_{qref} = \frac{1}{g_3} (\dot{\Omega}_{ref} - f_3) + K_q \text{sign}(S(i_q)) \quad (IV.29)$$

**b. Réglage du courant  $i_q$** 

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

La surface de cette régulation est :

$$S(i_q) = i_{qref} - i_q$$

et sa dérivée est :

$$\dot{S}(i_q) = \dot{i}_{qref} - \dot{i}_q = \dot{i}_{qref} - f_2 - g_2 v_{qs}$$

La commande  $v_{qs}^*$  à l'entrée de l'onduleur sera :

$$v_{qs}^* = \frac{1}{g_2} (\dot{i}_{qref} - f_2) - K_q \text{sign}(S(i_q)) \quad (IV.30)$$

Pour le choix des coefficients des régulateurs, le coefficient  $K_q$  est imposé de telle façon que la boucle de régulation du courant soit très rapide par rapport à celle de vitesse. Les autres coefficients sont choisis de façon à assurer la rapidité et la stabilité de système à régler.

#### IV.4.2. Stratégie de réglage à deux surfaces

Cette stratégie consiste à réguler la vitesse et le courant  $i_d$  par deux surfaces indépendantes : la surface de vitesse fournit la commande  $v_{qs}^*$  et l'autre fournit la commande  $v_{ds}^*$ .

##### IV.4.2.1 Réglage du courant $i_d$

Cette régulation est similaire à celle de la stratégie à trois surfaces. La surface de réglage est :

$$S(i_d) = i_{dref} - i_d \quad (IV.31)$$

et la commande  $v_{ds}^*$  est :

$$v_{ds}^* = \frac{1}{g_1} (i_{dref} - f_1) + K_d \text{sign}(S(i_d)) \quad (IV.32)$$

#### 2.2. Réglage de la vitesse

On réécrit l'équation d'états de cette variable comme suit :

$$\dot{\Omega} = f_3$$

avec

$$f_3 = \left( \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d + \frac{p\Phi_f}{J} i_q - \frac{F_c}{J} \Omega \right) \quad (IV.33)$$

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

$$S(\Omega) = \dot{e}_\Omega + \lambda_\Omega e_\Omega \quad (IV.34)$$

avec

$$e_\Omega = \Omega_{ref} - \Omega$$

$$\dot{e}_\Omega = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - f_3$$

par conséquent la dérivée de cette surface est :

$$\dot{S}(\Omega) = \ddot{e}_\Omega + \lambda_\Omega \dot{e}_\Omega = \ddot{\Omega}_{ref} - \dot{f}_3 + \lambda_\Omega (\dot{\Omega}_{ref} - f_3).$$

avec :

$$\begin{aligned} \dot{f}_3 &= \frac{p(L_d - L_q)}{J} \dot{i}_d i_q + \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d \dot{i}_q + \frac{p\Phi_f}{J} \dot{i}_q - \frac{F_c}{J} \dot{\Omega} \\ &= \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d i_q + \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_q (f_2 + g_2 v_{qs}) - \frac{F_c}{J} f_3 \end{aligned}$$

La condition de régime glissant  $\dot{S}(\Omega) = 0$  nous donne :

$$v_{qeq} = \frac{1}{g_2} [\dot{\Omega}_{ref} - B + \lambda_{\Omega} (\dot{\Omega}_{ref} - f_3)]$$

avec :

$$B = \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_d i_q + \frac{p(L_d - L_q)}{J} i_q + \frac{p\Phi_f}{J} f_2 - \frac{F_c}{J} f_3$$

$$g_2' = \frac{p \Phi_f}{J} g_2$$

et la commande  $v_{qs}^*$  est:

$$v_{qs}^* = v_{qeq} + K_{\Omega} \text{sign}(S(\Omega)) \tag{IV.34}$$

Le schéma global de cette régulation est illustré par la figure (IV.11).

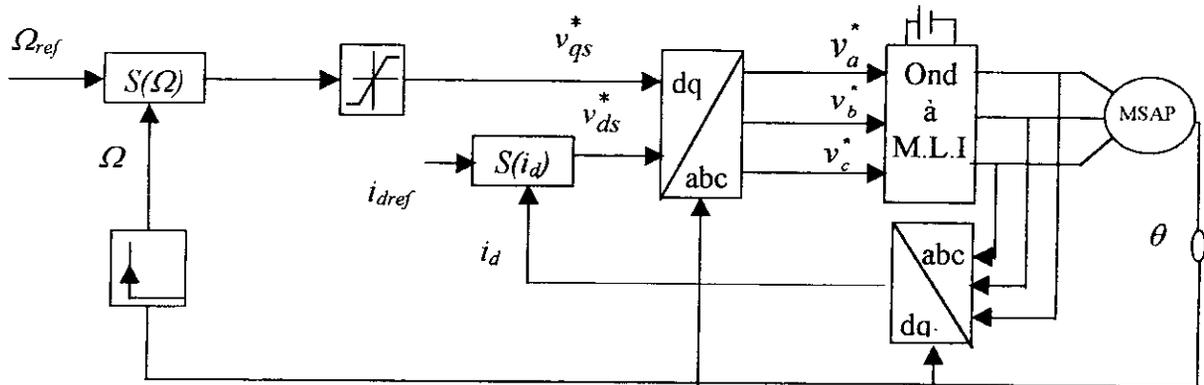


Figure IV.11 : Schéma global de la commande par mode glissant : stratégie de deux surfaces.

#### IV.4.3. Alimentation en courants

La figure (IV.12) présente le schéma global de la régulation de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à hystérésis.

Le système est muni d'un régulateur de vitesse qui impose la référence du courant  $i_q^*$ . La référence de courant  $i_d^*$  est imposée nulle. La commande des interrupteurs est déterminée à partir de la comparaison entre les courants réels et les courants de références. Ces derniers sont obtenus par la transformation de PARK des courants  $i_d^*$  et  $i_q^*$ .

Le régulateur de vitesse est similaire à celui de la stratégie à trois surfaces, ainsi.

$$i_{qref} = \frac{1}{g_3} (\dot{\Omega}_{ref} - f_3) + K_q \text{sign}(S(i_q))$$

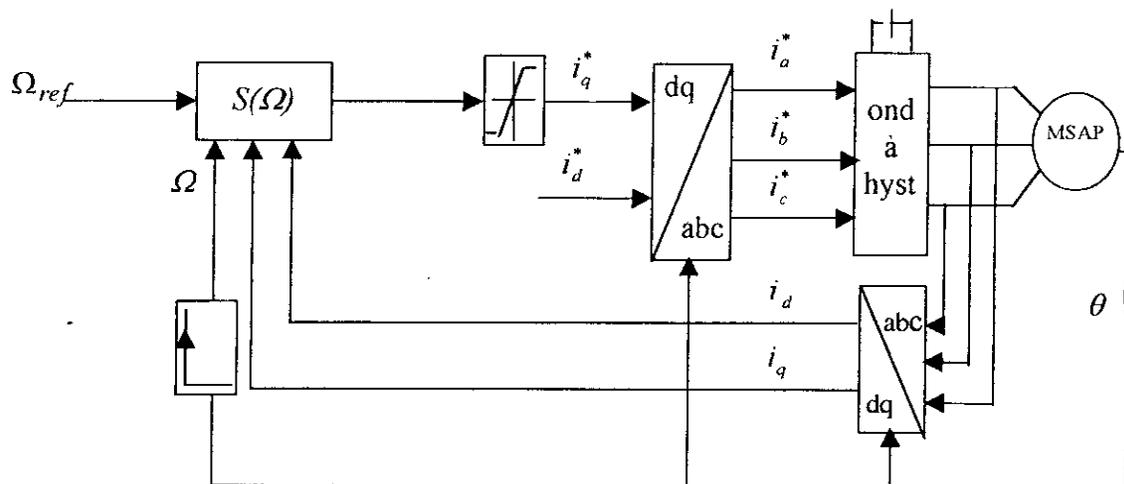


Figure IV.12. Schéma global de la commande par mode glissant :  
alimentation en courants

#### IV. Résultats de simulation

Les simulations numériques ont été faites pour les trois stratégies de commandes (stratégie de commande en cascade, stratégie de commande à deux surfaces et stratégie de commande par hystérésis) comme suit :

- Démarrage à vide pour une consigne de 150 rd/s avec application de la charge nominale entre 0.4 et 0.6 s, puis une inversion du sens de la rotation de 150 rd/s à -150 rd/s à l'instant  $t=0.8s$ .

Les figures (IV.13.a), (IV.14.a) et (IV.16.a), représentent les différents résultats de simulation de la commande non linéaire par mode glissant. Pour les trois types de stratégies, nous pouvons constater :

1. un temps de réponse très faible ;
2. un rejet de perturbation est très rapide ;
3. un découplage parfait, spécialement pour les deux premières techniques ;
4. une erreur statique pratiquement nulle.

Par ailleurs, les tensions de commande dans le cas de la commande relais présentent certaines oscillations appelées phénomène de *chattering* (fig.IV.15.b). Ce phénomène se manifeste aussi par des ondulations du couple et de la vitesse.

La figure (IV.15.a) montre que l'application de la commande douce (fonction *smoth*) permet d'éliminer ou de limiter les effets du phénomène de *Chattering*. En effet les tensions de commande ne présentent plus d'oscillations. La vitesse est moins ondulée, mais au prix d'une certaine erreur statique due au fait que la surface de glissement en régime permanent est légèrement différente de zéro. Le rejet de perturbation est relativement lent

par rapport à celui de la commande relais à cause de l'absence de la commande de convergence ( $U_n$ ) dans la zone qui entoure la surface de glissement.

Afin d'évaluer les performances du réglage de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents par la technique de commande par mode glissant, nous avons testé la robustesse de ce réglage vis à vis des variations des paramètres électriques de la machine (fig. IV.13.b, IV.14.b et fig.IV.16.b).

Les simulations sont effectuées sur une période de 0.4s avec une augmentation de la résistance statorique de 150% et une diminution des inductances  $L_d$  et  $L_q$  de 60% à l'instant  $t=0.3s$ .

On remarque que la vitesse de la machine reste pratiquement insensible aux variations paramétriques de la machine ce qui prouve la robustesse du réglage.

## CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la commande non linéaire par mode glissant. Celle-ci consiste à choisir le nombre et la forme de surface de glissement nécessaire pour la détermination de la loi de commande. Le phénomène de *Chattering* qui caractérise cette commande a été limité par l'adoucissement de la fonction de commande.

Les simulations montrent que la mise en œuvre de cette stratégie de commande a donné des résultats intéressants. On a constaté qu'elle rejette totalement la perturbation, permet une bonne poursuite de consigne de la vitesse et est pratiquement insensible aux variations paramétriques de la machine.

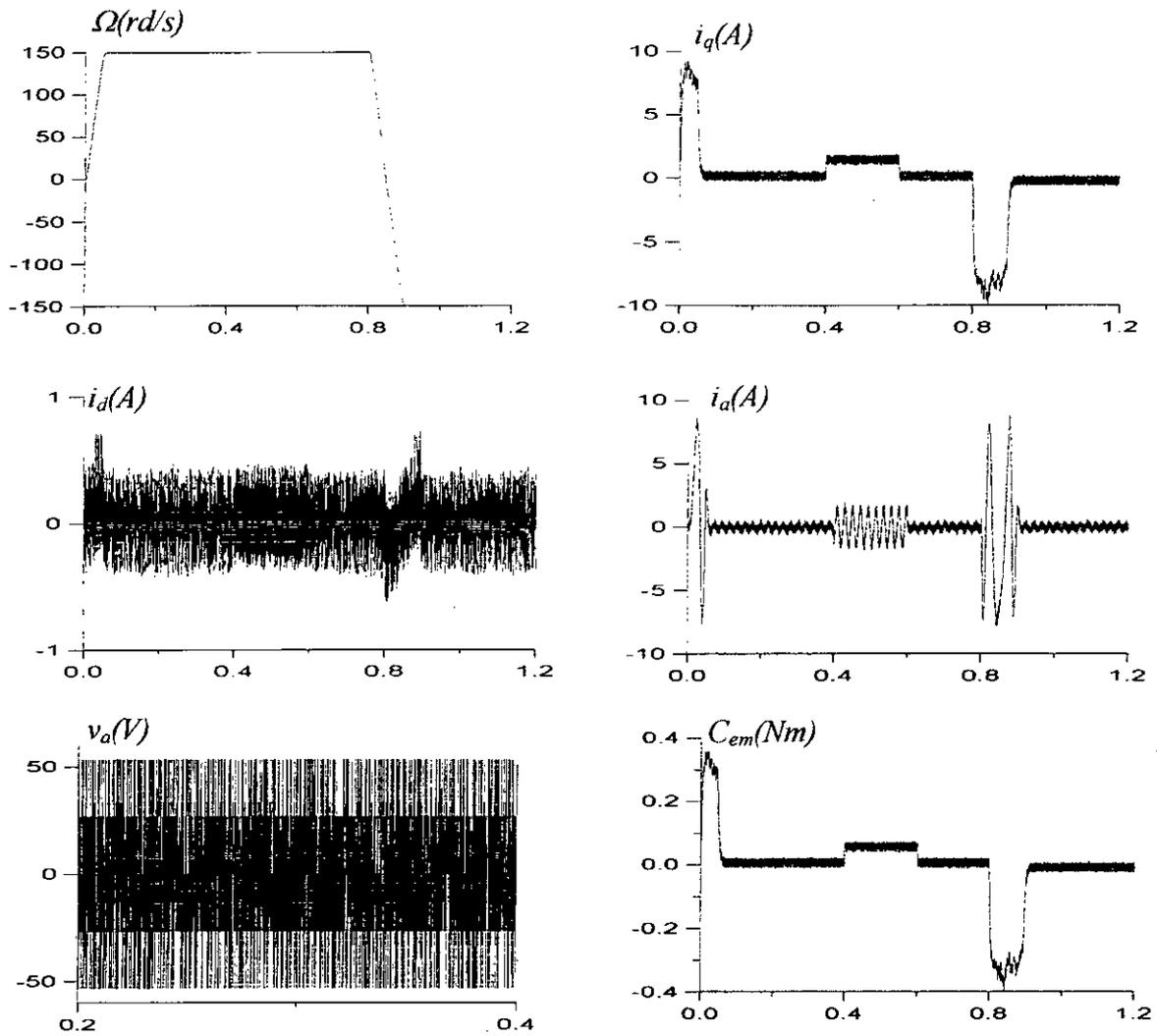


Figure IV.13.a. Comportement de la machine pour une consigne de 150rd/s avec application de la charge nominale et inversion du sens de la rotation

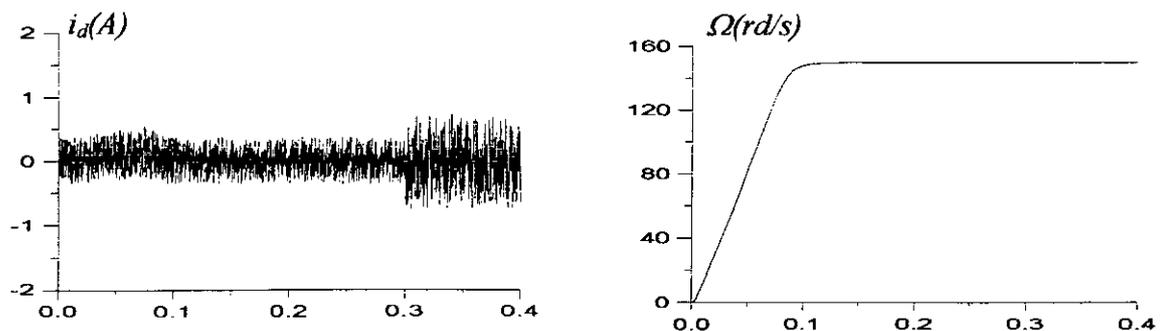


Figure IV.13.b. Robustesse de réglage vis à vis des variations des paramètres électriques de la machine.

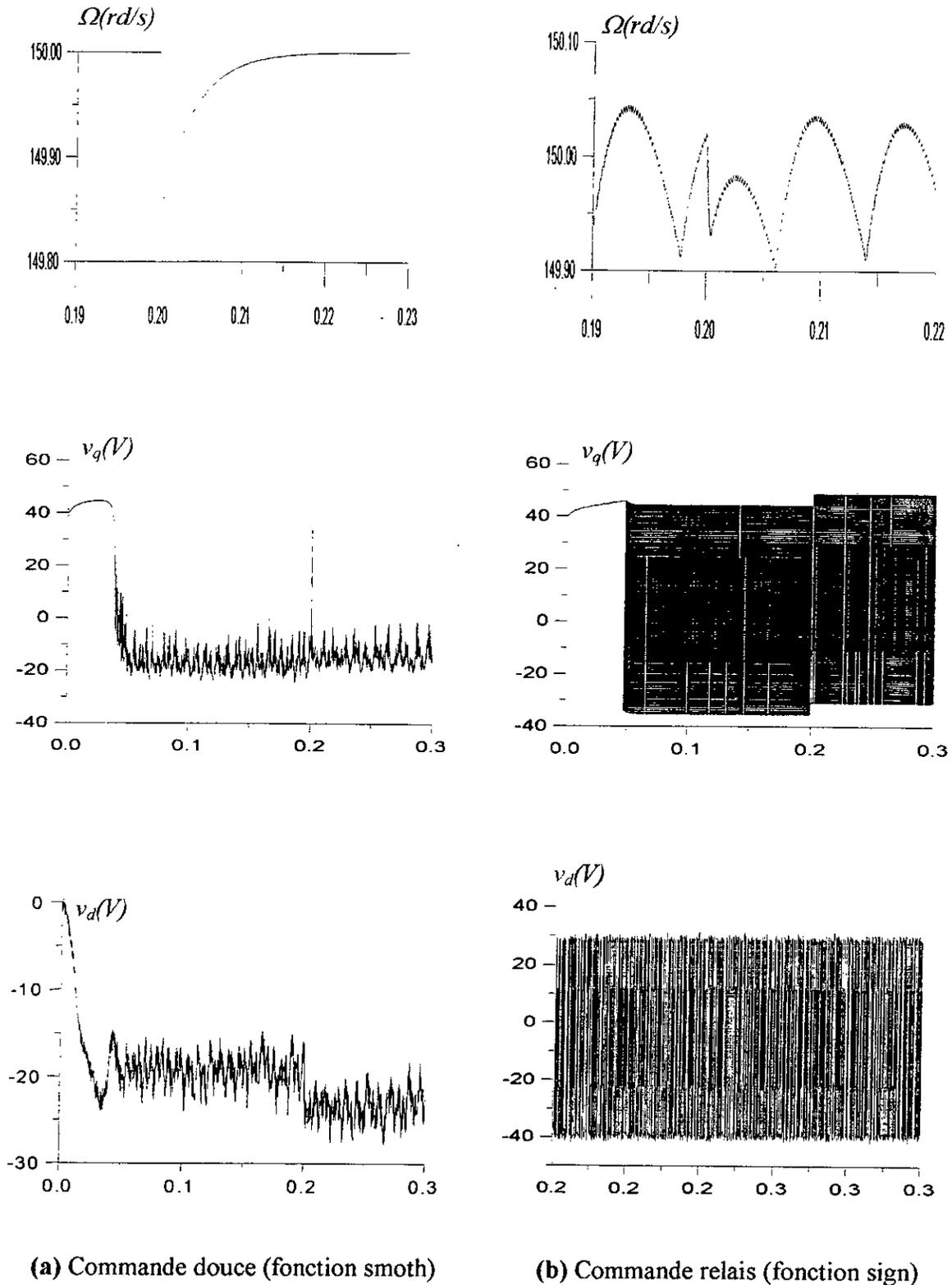


Figure IV.15. Caractéristiques de commande douce et relais

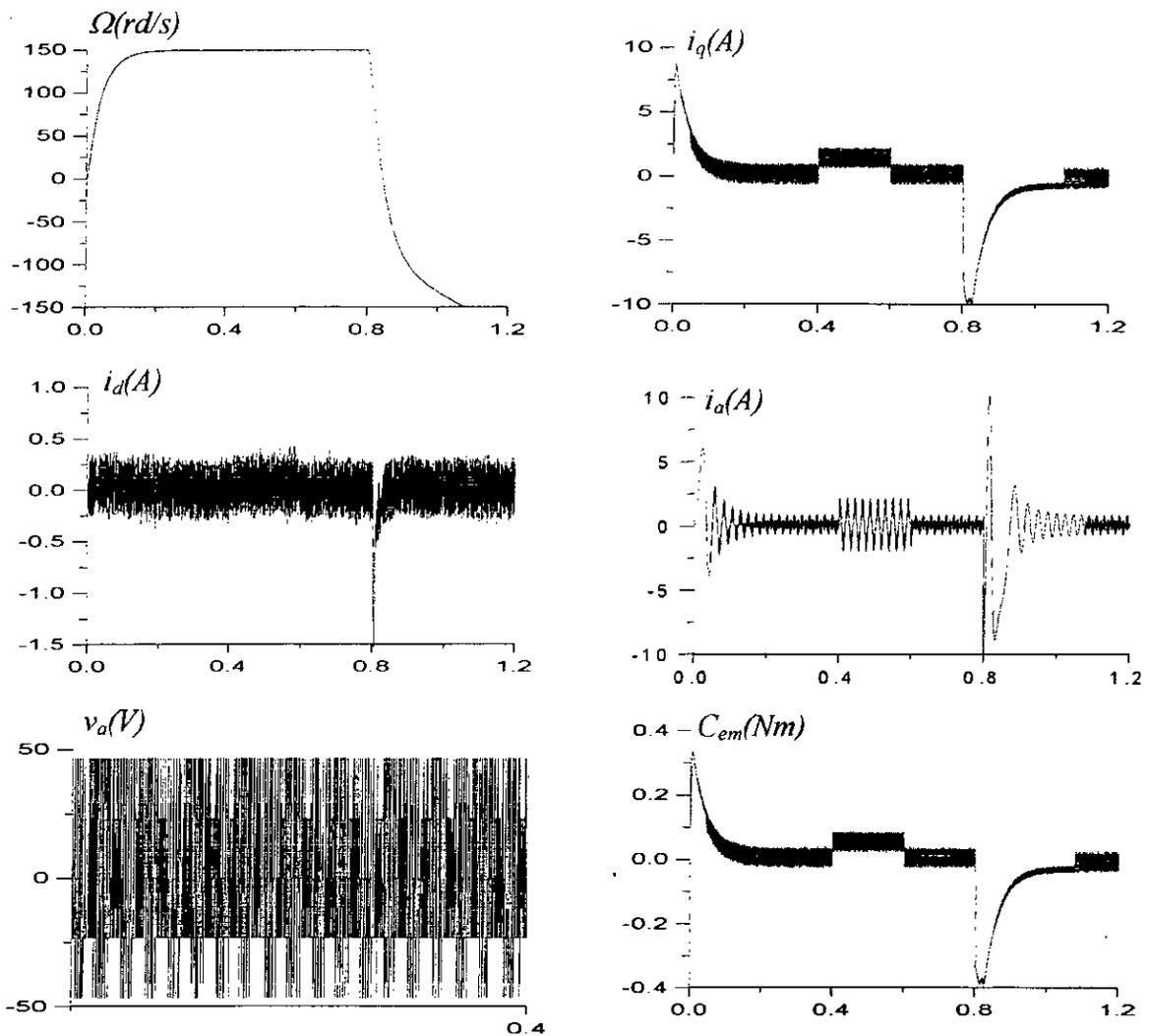


Figure IV.16.a. Comportement de la machine pour une consigne de 150rd/s application du charge nominale et inversion du sens de la rotation.

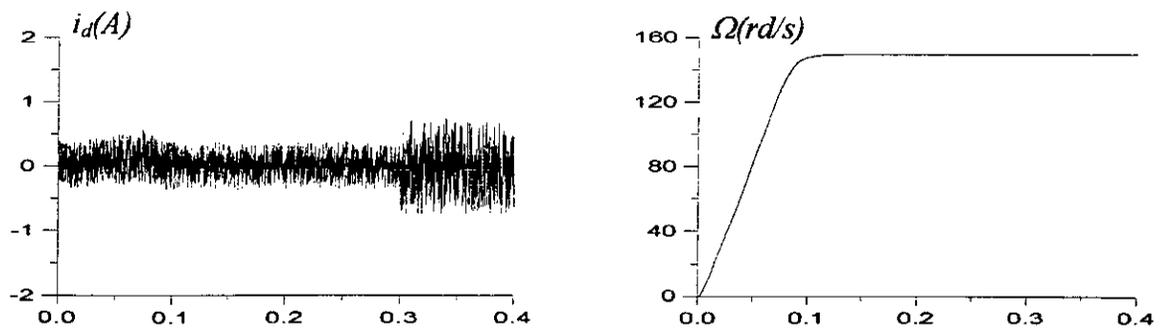


Figure IV.16.b. Robustesse de réglage vis à vis des variations des paramètres électriques de la machine.

## CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons étudié la commande vectorielle et la commande par mode glissant appliquée à la machine synchrone à aimants permanents alimentée soit en tension ou en courant.

Cette étude est abordée par la présentation du modèle mathématique de cette machine et son alimentation par des convertisseurs statiques. L'utilisation de la transformation de *Park* a permis de simplifier ce modèle. L'onduleur est commandé par les techniques suivantes:

- M.L.I triangulo –sinusoïdale ;
- M.L.I vectorielle ;
- hystérésis.

On a vu dans ce chapitre que la technique de commande par M.L.I. vectorielle est meilleure de point de vue taux d'ondulations et fréquences de commutations, mais sa réalisation reste relativement difficile.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. Nous avons étudié en particulier les techniques de réglage suivantes :

- la technique de réglage des courants dans le référentiel a,b,c ;
- la technique de réglage des courants dans le référentiel d,q.

On a montré que la première technique est facile à mettre en œuvre car que le découplage ne nécessite pas la connaissance du modèle de la machine. Cependant leur choix est conditionné par le taux d'ondulation admis sur le couple et le pouvoir de coupure des semi - conducteurs. Pour la deuxième technique, le découplage nécessite la connaissance du modèle de la machine. Ce découplage a été traité par les trois techniques suivantes:

- découplage par *F.O.C* avec réglage du courant  $i_d$
- découplage par compensation.
- découplage par la matrice de découplage.

Les résultats obtenus montrent que la mise au point de l'une ou de l'autre de ces techniques a donné des résultats satisfaisants :

- un modèle découplé et comparable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée ;
- une dynamique de poursuite très rapide ;
- un rejet de perturbation efficace .

Cependant, l'étude de la robustesse vis à vis des variations paramétriques de la machine montre que le système est sensible.

Afin de palier le problème de la sensibilité du réglage aux variations des paramètres de la machine, alors la commande par les modes glissants basés sur le principe de contre réaction d'état linéaire a été étudiée au troisième chapitre. La mise en œuvre de cette stratégie de commande a permis d'améliorer les performances de réglage notamment en ce qui concerne la dynamique de poursuite et le rejet de perturbation. Néanmoins, elle présente deux inconvénients principaux :

- leur conception nécessite le modèle linéaire pour la synthèse de la loi de commande ce qui n'est pas le cas réel ;
- le réglage est resté relativement sensible aux variations des paramètres électriques de la machine.

Le dernier chapitre de cette étude est la commande non linéaire par mode glissant. la mise au point des différentes stratégies de réglage de vitesse a donné des résultats intéressants à savoir :

- poursuite de la consigne parfaite ;
- erreur statique pratiquement nulle en régime permanent.

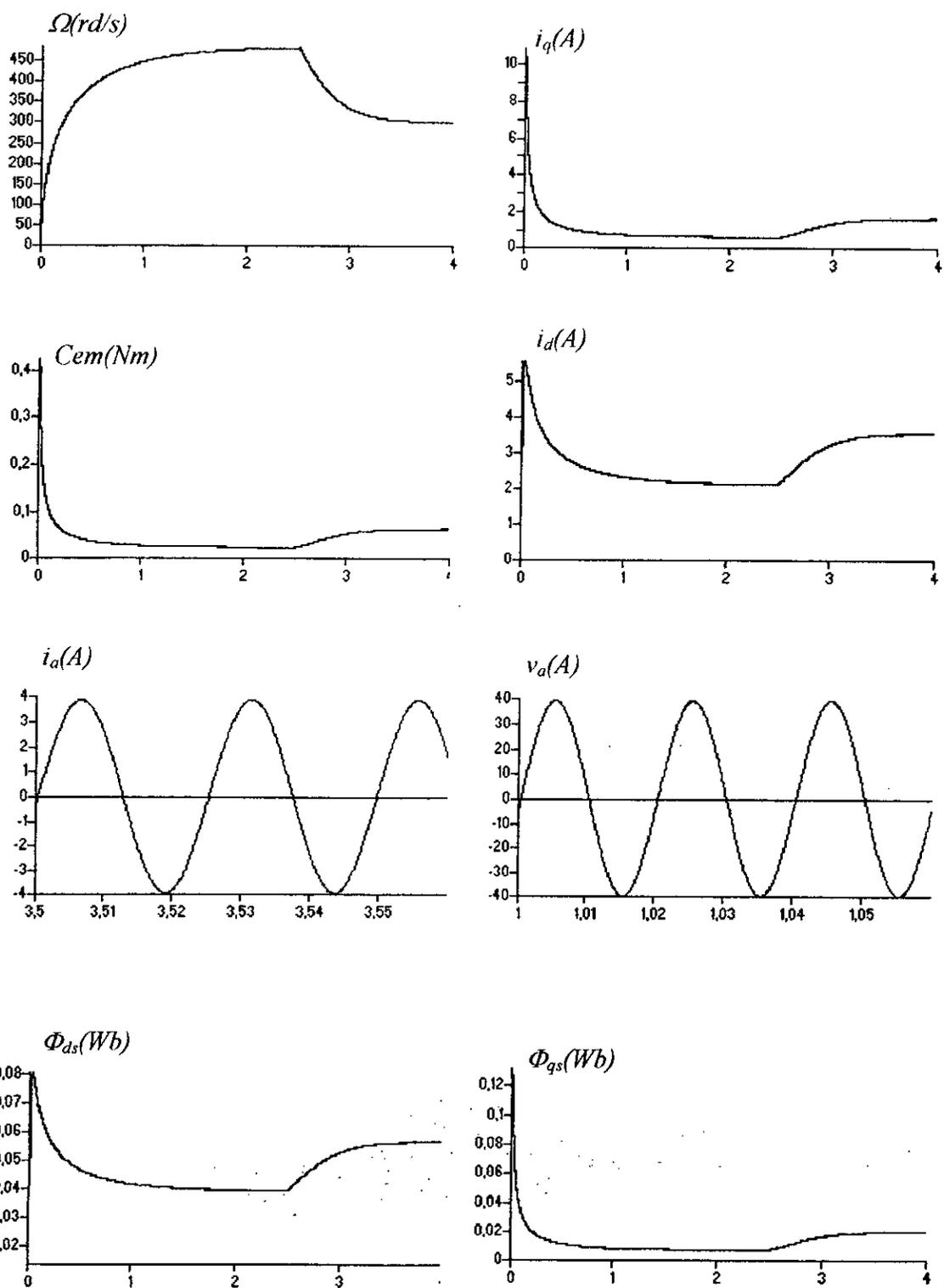
Le problème de *Chattering* a été limité par l'adoucissement de la fonction de la commande, la robustesse du réglage est vérifiée dans le cas des variations des résistances et des inductances de la machine.

Pour la continuité de ce travail nous proposons :

- étude du réglage par mode glissant basé sur le principe de contre réaction d'état non linéaire ;
- application de la technique de *Backstepping*.

## ANNEXE B :

Caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents : démarrage à vide en plein tension avec l'application de la charge nominale.



**ANNEXE A :**

Les paramètres de la machine utilisée pour notre étude :

Puissance a 50 Hz:	$P_n=22 \text{ W}$
Tension nominale :	$V_n=28 \text{ V}$
Résistance d'une phase statorique :	$R_s=3.4 \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe d :	$L_d=0.0121 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe q :	$L_q=0.0121 \text{ H}$
Flux des aimants :	$\Phi_f=0.013 \text{ Wb.}$
Moment d'inertie :	$J=0.0001 \text{ Nm.s}^2/\text{rd}$
Coefficient de frottement :	$F_c=0.00005 \text{ N.s/rd}$
Couple résistant nominal :	$C_r=0.05 \text{ Nm}$
Nombre de paire de pôles :	$P=2$

# BIBLIOGRAPHIE

- [Ali-99] D.Lalili, " Sur les commande non linéaires adaptatives de la machine asynchrone " *Thèse de Magister,ENP,1999*
- [Bar-97] S.Barkati, " *Commande par retour d'état à placement de pôles robuste de la machine asynchrone* " *Thèse de Magister,ENP,1997*
- [Ber-95] E.M.Berkouk, " *Contribution à la conduit des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux* " *thèse Doctorat, CNAM,1995*
- [Bose-86] B.K. Bose, *Power electronics and AC drives, Printice-Hall,1986*
- [Boudj-91] F.Boudjerna " *Commande par mode de glissement : Application aux convertisseur électriques* ", *Thèse Doctorat, CNRS, Toulouse, 1991*
- [Bouh-97] E. Bouhassoun, M.O. Mahmoudi, M.S.boucherit, " *Etude et comparaison de Trois Techniques de commande d'une machine synchrone à aimants permanents avec Pilotage Vectoriel* ", *Journal of IEEEA, vol. 1, Batna, Janvier1997*
- [Bouh-98] E. Bouhassoun, " *Contribution à la mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectorielle* " *Thèse de Magister,ENP,1998*
- [Bouh-98-1] E. Bouhassoun, M.O. Mahmodi, M.S. Boucherit, " *commande par mode Glissant d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel, "ICEL' 98,USTO, Oran, 1998.*
- [Bûh-86] H. Bûhler , " *réglage par mode glissant* ", *Presse Polytechnique Romande, 1986*
- [Bûh-89] H. Bûhler , *conception de système automatique . Presse Polytechnique Romande, 1989*
- [Car-95] J.P. Caron, J.P hautier, " *Modélisation et commande de la machine asynchrone* " , *Editions Technique- Paris, 1995*
- [Eme-67] S.V. Emelyanov, " *variable structure control systém* " , *Moscou,1967*
- [Faid-95] A. Faidalah, " *contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrone* " *Thèse Doctorat de l'I.N.P.L, France, Fev 1995*
- [Fil-64] A. F. Fillipov, " *Differentiel aquation with discontinous right-hand side* " *Math. Ann .Sec. Translation, Vol.42-Sect .2,1964,pp.199-231*
-

- 
- [Fos-93] A. Fossard, " *Helicopter control law based on sliding mode with model following* ", *IJC*. Vol.57, no.3, May.1993
- [Gay-95] A. Gayed, A.benkhoris,M.F.Siala, S.Le Doeuff, « *Time Domain Simulation of a Discrete Sliding Control of Permanent magnet synchronous Motors* » *IEEE/IECON-95 nov*, Orlando, Florida ,USA,pp.754-759
- [Gay-96] A. Gayed, " *Commande vectorielle par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents* ", *Thèse Doctorat, Université de Nantes*.1996
- [Has-69] K.Hasse, " *Zurdynamik drehzahleregelter antriebemitt stromrichtegeseisteu asynchron-kurzschlusslaufer-machinen* ", Dh.D.Disseertation. THD Armstadt, 1969
- [Ibt-93] R. Ibtiouane, " *Contrebuton au dimensionnement électromagnetique d'une machine synchrone autopilotée à aimants insérés* ", *Thèse Doctorat, ENP, 1993*
- [Kha-96] S.Khalil , *Non linear control system .Printice Hall,1996*
- [Rez-96] H.Rezine, A.Zaoui, M.Medjaoui, " *Commande vectorielle de position d'un actionneur synchrone à aimants permanents* ", *COMAE.96, Tlemcen.Vol 3, 3-5 Dec 1996*
- [Rki-91] T.Rkioua, " *Contribution à la modélisation et commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents* " *Thèse Doctorat INPL,1991*
- [Sab-81] A. Sabanovic, D.B.Izosimov, " *Application of slinding mode to induction motor controls* " *IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 1A,no. 1, Jenuary/ February 1981,pp.41-49*
- [Slo-84] J.J.Slotine " *Sliding controller design for non- linear systems* " *IJC, Vol. 40,no.2;1984, pp. 421-434*
- [Slo-86] J.J.Slotine " *Adaptative Sliding controller synthesis for no- linear systems* " *IJC, Vol. 43,no.6,1986, pp. 1631-1651*
- [Slo-91] J.J.Slotine , *Applied non- linear control. Englewood Cliffs,NJ : Princip Hall,1991*
- [Utk-87] V.I.Utkin, " *Discontinuous control systems : State of the art in theory and applications* " *IFAC 10<sup>th</sup> World Congress, Munich ,RFA, July 1987,pp. 75-94*
- [Utk-92] V.I.Utkin, *Sliding mode in optimizaton and control. New York, Verlage 1992*
- [Utk-93] V.I.Utkin, " *Sliding mode control desing principles and application to electric drives* " *IEEE Trans Ind. Elec Vol.40, no.1, February 1993, pp.23-36*
-

ملخص :

هذا العمل يهدف إلى دراسة تقنية التحكم الشعاعي للآلات المتواقتة ذات مغناط دائمة و إظهار  
إثر تغيرات ثوابت الألة لتعالج بعدها بتطبيق طريقة التحكم الإنزلاقية . بشقيها الخطي واللاخطي طبقت  
هذه التقنية .

كلمات مفتاحية : الألة المتواقتة ذات المغناط الدائمة ، التحكم الشعاعي ، التحكم بالطريقة الإنزلاقية ، موج *MLI*

- **Résumé :**

Ce travail a pour but d'étudier la technique de la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents et de mettre en évidence l'effet de la sensibilité du réglage aux variations des paramètres de la machine, quand l'on remède d'utilisation la technique de la commande par mode de glissement. Deux approches de cette technique ont été développées dans ce travail.

*Mots clés : machine synchrone à aimants permanents, M.L.I., hystérésis, commande vectorielle, commande par mode de glissement.*

- **Abstract:**

This work has for goal of studying the technique of the feed oriented control of permanent magnets synchronous machines and of putting the effect of the sensitivity of regulating to the variations of the parameters of the machine in evidence, when he one remedy of utilisation the technique of the sliding mode control. Two approaches of this technique were developed in this work.

*Keywords: permanent magnets synchronous machines, PWM, hysteresis, feed oriented control, sliding mode control.*