

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

COMMANDE EN POSITION ET EN VITESSE D'UN MOTEUR
SYNCHRONNE À AIMANTS PERMANENTS

Proposé et dirigé par :

Monsieur : Saad BELHAMDI

Présenté par :

HADJ LARBI ELYAMINE
BEN YAHIA SABAH

Année Universitaire 2010/2011

REMERCIEMENTS

*Nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir donné la force physique et
Morale pour accomplir ce travail.*

*Nous remercions sincèrement Messieurs : **S. Belhamdi** pour leurs
aides, leurs patiences pour leurs encouragements ainsi pour leurs conseils
précieux pendant la période de la réalisation de ce travail.*

*Nous remercions également tous les membres du jury de départements
qui ont accepté de participer à la valorisation de ce travail et tout les personnel du
Département sous la direction du chef du département*

Nous tenons à remercier tous les enseignants qui ont participé à notre formation,

*Et enfin nous tenons vivement à remercier tous nos amis de la promotion 2011
pour leurs encouragements.*

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A mes très chers parents

A mes frères et sœurs

Ainsi que tous mes amis

A tous qui m'aiment et que j'aime

Introduction	1
 Chapitre I: Modélisation du moteur synchrone à aimant permanents	
Introduction.....	4
I.2 Structure des machines synchrones triphasées.....	4
I.2.1 Le stator.....	4
I.2.2 Le rotor.....	5
I.3 Modélisation de la machine synchrone aimants permanents.....	7
I.3.1 Mise en équation de la MSAP.....	8
I.3.2 Application de la transformation de <i>Park</i>	10
I.3.2.1 Modèle de la MSAP dans le Repère lié au rotor.....	11
I.3.2.2 Représentation d'état.....	12
I.4 Modélisation de l'onduleur de tension.....	13
I.5 Commande de l'onduleur de tension à <i>MLI</i> naturelle (sinus-triangle).....	16
I.6. Simulations et interprétations.....	18
I.6.1. Résultats de simulation du MSAP à vide.....	18
I.6.2. Résultats de simulation du MSAP en charge.....	19
I.6.3. Résultats de simulation du MSAP en charge avec onduleur.....	19
Conclusion.....	21

Chapitre II: Commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement
En vitesse et en position

II.1. Introduction.....	23
II.1. Principe de la commande vectorielle	23
II.2.Type de la Commande Vectorielle.....	24
II .2.1 Commande vectorielle indirecte.....	25
II.2.2. Structure de commande de la machine alimentée en tension.....	26
II .2.3. Découplage.....	26
II.2.4. Découplage par compensation.....	28
II .2.5. Détermination des régulateurs de courants.....	29

II .2.6. Détermination du régulateur de vitesse.....	31
II .2.7. Détermination du régulateur de position.....	32
II.3. Commande Vectorielle Directe.....	33
II.3.1. Schéma complet de la Commande Vectorielle Directe à flux rotorique orienté.....	34
II.4. Simulations et interprétations.....	35
II.4.1 Résultats de simulation pour l'asservissement en vitesse.....	35
II.4.1.1. Commande en vitesse avec onduleur.....	35
II.4.2. Résultats de simulation pour l'asservissement en position.....	37
Conclusion.....	40

Chapitre III Commande par mode glissant de la MSAP pour L'asservissement en vitesse et en position

III-1. Introduction.....	42
III-2 Bases mathématiques de la commande à mode glissant.....	42
III-2-1 Définitions concernant la commande par mode glissant	46
III-2-2 Convergence en temps fini vers la surface de glissement	47
III-3- Conception de la commande par mode glissant	49
III-3-1 Choix de la surface de glissement.....	49
III-3-2 Conditions de convergence et d'existence.....	50
III-3-3 La détermination de la loi de commande	50
III-3-3-1 La commande discontinue de base.....	52
III-3-3-2 Commande avec un seuil.....	53
III-3-3-3 Commande adoucie.....	53
III-3-3-4 Commande continue avec composante intégrale.....	54

III-3-3-5 Utilisation d'une surface augmentée.....	56
III-4 Application sur la machine synchrone à aimants permanents.....	56
III-4-1 Réglage de la vitesse.....	57
III-4-3 Réglage du courant i_d	59
III-4-4 Réglage du courant I_q	61
III-5. Simulations et interprétations.....	62
III.5.1. Résultats de simulation pour l'asservissement de la vitesse...63	
III.5.2. Résultats de simulation pour l'asservissement de la position...65	
Conclusion.....	67
Conclusion générale.....	68

Bibliographies

Annexe

Introduction

Introduction générale

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [ZIA 02].

Grâce aux qualités techniques précédentes, on s'est intéressé beaucoup au MSAP en robotique, système de traction, technologie spatiale et dans des applications domestiques [ROB 95].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec la température de la machine.

La commande vectorielle permet au MSAP d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée.

Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire.

La commande par mode glissant (MG) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissant est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (chattering) [BEN 98].

Introduction

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de trois chapitres:

- Le premier chapitre concerne, dans une première partie la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses classiques de linéarité. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande *MLI*.
- Le second chapitre présente la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de vitesse ou de position. La vitesse est réglée par un régulateur (PI) et la position par un régulateur à action proportionnelle (P).
- Le troisième chapitre est une étude détaillée de la commande à structure variable qui, par sa nature, est une commande non linéaire. On y présente les principes théoriques de cette commande et la conception des ces régulateurs.

Enfin on conclut sur une perspective basée sur les résultats obtenus.

CHAPITRE I

Modélisation

de la machine synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction

Les machines électriques sont, en général, modélisées par des équations non linéaires. Ce non linéarité est dû aux inductances et coefficients des équations dynamiques qui dépendent de la position rotorique, donc du temps. Un changement de variable est souvent utilisé afin de diminuer la complexité de ce modèle dynamique, par la réduction du nombre de variables et l'élimination de la position du rotor dans les coefficients des équations différentielles. Dans ce cas, les conditions du régime permanent peuvent être déterminées beaucoup plus facilement et l'analyse de stabilité se fait plus aisément, ainsi que la synthèse de la commande [HCH 99].

I.2 Structure des machines synchrones triphasées

Les machines synchrones sont devenues compétitives vis-à-vis des machines asynchrones. Elles couvrent une très grande gamme des puissances, dans les systèmes d'entraînements, allant de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50MW.

A l'origine, les machines synchrones étaient essentiellement des alternateurs alimentés par un courant continu et qui produisaient plus de 99% de l'énergie électrique consommée dans le monde [SMI 00].

I.2.1 Le stator

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques, décalés de 120° électriques dans l'espace. Lorsqu' on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré des tensions, il y a une création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est inversement proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques [SMI 00].

On note :

ω : La pulsation des courants statoriques [rad / s].

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine [rad / s].

Soit :

$$\Omega = \omega/p \quad (I.1)$$

I.2.2 Le rotor

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses (figure 1.1.a), ou à pôles saillants (figure 1.1.b). Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe L_d dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique) L_q .

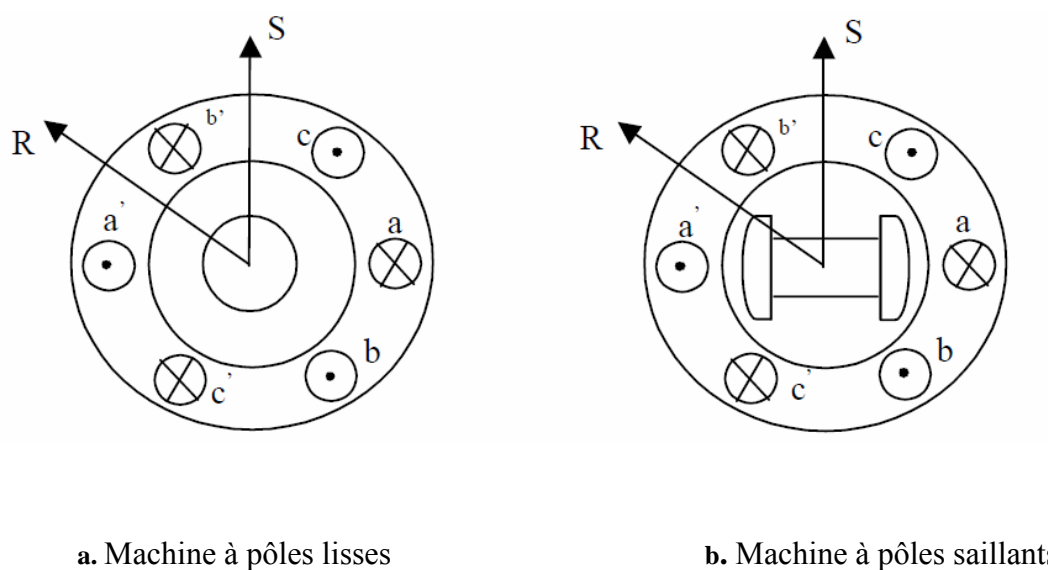


Fig I.1: Formes simplifiées de la machine synchrone.

Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans les systèmes d'entraînement se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5MW à 50MW). Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction. On peut aussi rencontrer des applications de fortes puissances de ces machines avec les cycloconvertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle.

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité

comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues- ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu [HCH 99].

Le rotor possède différentes configurations [BEN05] [LAA 01]. La figure 1.2 montre trois cas types pour un rotor à quatre pôles.

- Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure 1.2.a. Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (Aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure 1.2.b.
- Enfin la figure 1.2.c représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à l'inductance L_q sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas [BEN05] [LAA 01].

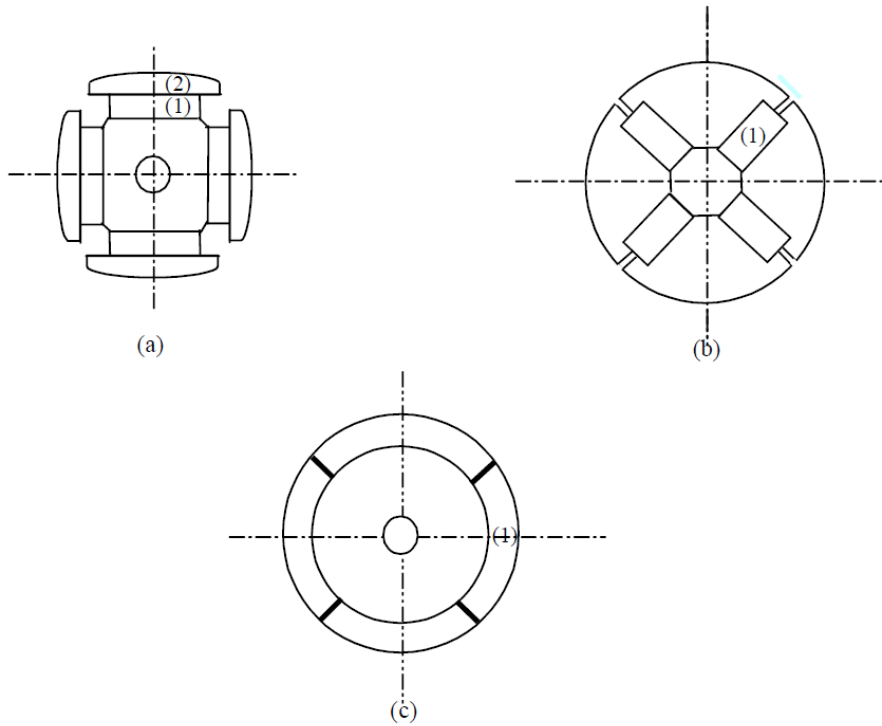


Fig I.2 : Différents types de rotors d'une MSAP [Ben05].

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).
- (b) aimants permanents (1) noyés.
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent.

Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques hypothèses : [BEN 05]

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- les f.é.m. sont à répartition sinusoïdale.
- l'effet de la température sur les résistances est négligeable.
- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est Négligeable.
- l'entrefer est d'épaisseur uniforme.

I.3.1 Mise en équation de la MSAP

La figure 1.3 donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

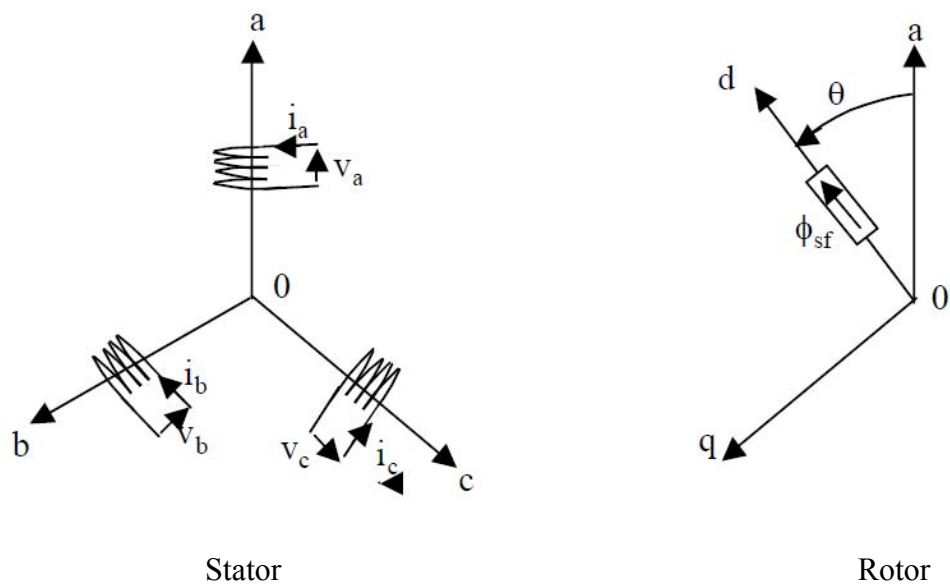


Fig I.3: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

A partir de la figure 1.3, nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + d [\phi]/dt \quad (I.2)$$

Expression des flux statoriques:

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [\phi_{sf}] \quad (I.3)$$

Ou:

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^t \quad : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

$$[I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]^t \quad : \text{Vecteur courants statoriques}$$

$$[\phi_s] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^t \quad : \text{Vecteur flux statoriques}$$

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

$$[L_{ss}] = \begin{pmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{pmatrix} \quad : \text{Matrice inductance du stator}$$

$$[\phi_{sf}] = [\phi_{af} \ \phi_{bf} \ \phi_{cf}]^t \quad : \text{Vecteur flux créé par l'aimant à travers} \\ \text{L'enroulement statorique.}$$

L'étude analytique du comportement des équations (I.2) et (I.3) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de *Park*.

I.3.2 Application de la transformation de *Park*:

La transformation de *Park* est souvent appelée transformation à deux axes. Physiquement, l'application de cette transformation à la MSAP correspond à une transformation des trios bobines (statoriques) à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en termes de f.m.m, de flux, de couple ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle [SMI 00],[CAR 95].

On définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux.

Elle conserve l'invariance de la puissance et est orthogonale. De plus, on fait l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d,q) est donnée par :

$$\begin{aligned}
 [V_{dq0}] &= [T] [V_{abc}] \\
 [I_{dq0}] &= [T][I_{abc}] \\
 [\phi_{dq0}] &= [T][\phi_{abc}]
 \end{aligned} \tag{I.4}$$

Tel que :

$[T]$: est la matrice de *Park* normalisée, définie par :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.5}$$

I.3.2.1 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère lié au rotor

La figure 1.4 illustre la schématisation d'une machine synchrone à aimants permanents, biphasée, équivalente, issue de la transformation de *Park* [SMI 00].

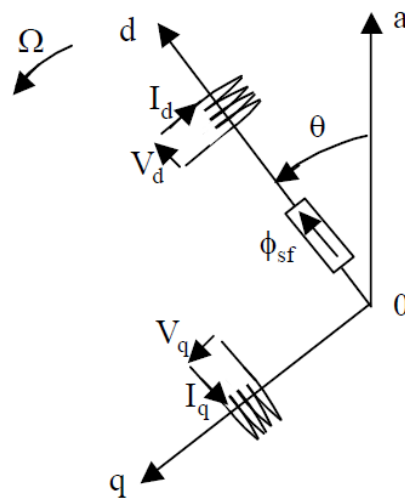


Fig I.4: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

En reportant les transformations dans les expressions des flux et tensions, on obtient :

- Expressions des tensions

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + d\phi_d/dt - \omega \cdot \phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + d\phi_q/dt + \omega \cdot \phi_d \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

- Expressions des flux

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot I_d + \phi_{sf} \\ \phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (I.7)$$

ϕ_{sf} : flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator.

Le couple électromagnétique dans le référentiel (d,q) est donné par l'expression suivante:

$$C_e = p \cdot [(L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + \phi_{sf} \cdot I_q] \quad (I.8)$$

- Equation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (I.9)$$

J : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m²).

f : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω : Vitesse mécanique (rad/s).

I.3.2.2 Représentation d'état:

En combinant les expressions (I.6) et (I.7), on aboutit à la représentation sous la forme d'équations d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega \cdot L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega \cdot L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - \omega \cdot \phi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

A partir de (I.8), (I.9) et (I.10), le modèle de le MSAP dans le repère de *Park* peut être schématisé par la figure 1.5.

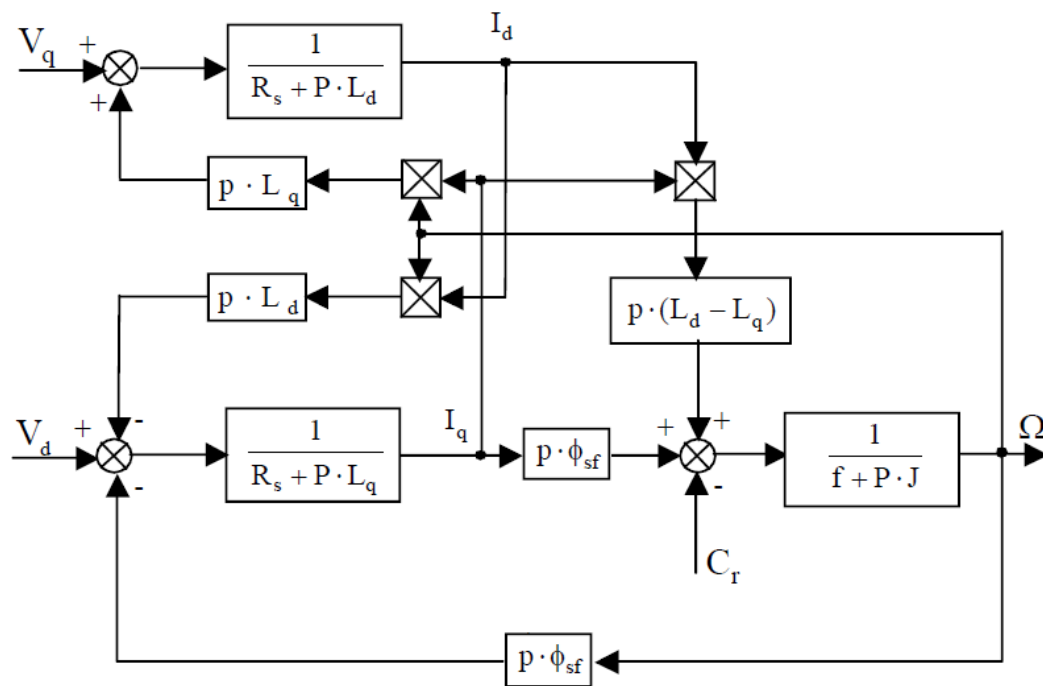


Fig I.5: Le modèle de la machine dans le repère de *Park* sous forme d'équation

I.4 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne .

- $S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

La figure I.6 montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge [HAD 02] :

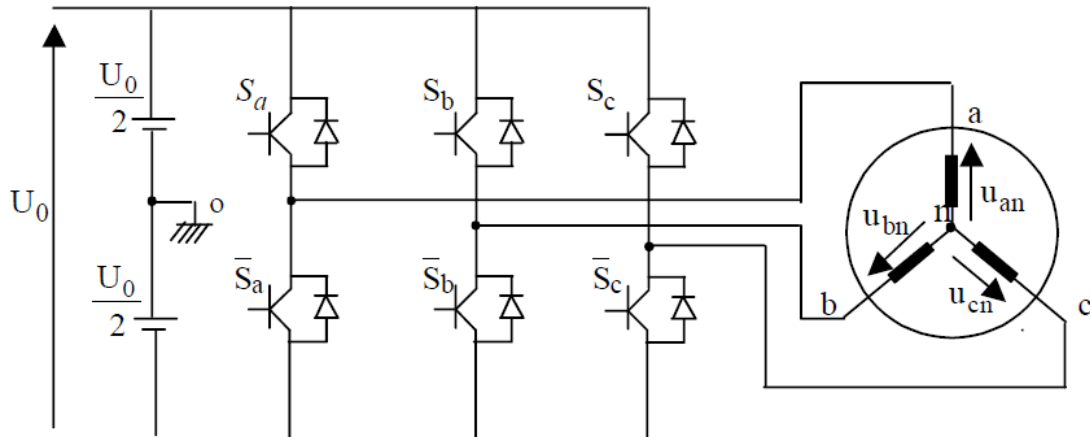


Fig I.6: Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée.
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- la charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (I.11)$$

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit " n" l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (I.12)$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{I.13})$$

La substitution de (I.13) dans (I.12) aboutit à:

$$U_{no} = 1/3 \cdot (u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{I.14})$$

En remplaçant (I.14) dans (I.12), on obtient:

$$\begin{cases} u_{an} = 2/3 u_{ao} - 1/3 u_{bo} - 1/3 u_{co} \\ u_{bn} = -1/3 u_{ao} + 2/3 u_{bo} - 1/3 u_{co} \\ u_{cn} = -1/3 u_{ao} - 1/3 u_{bo} + 2/3 u_{co} \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

alors:

$$\begin{cases} u_{an} = U_o/3 (2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = U_o/3 (-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = U_o/3 (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

Comme on peut le voir, les combinaisons $(S_a \ S_b \ S_c) = (111)$ et (000) correspondent au vecteur nul. La figure 1.7 montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé.

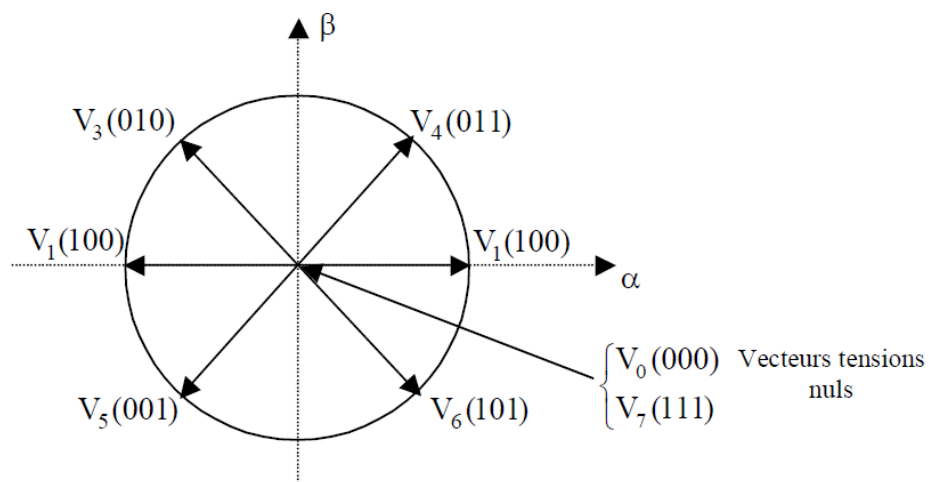


Fig I.7 : Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans (α, β) .

I.5 Commande de l'onduleur de tension à *MLI* naturelle (sinus-triangle)

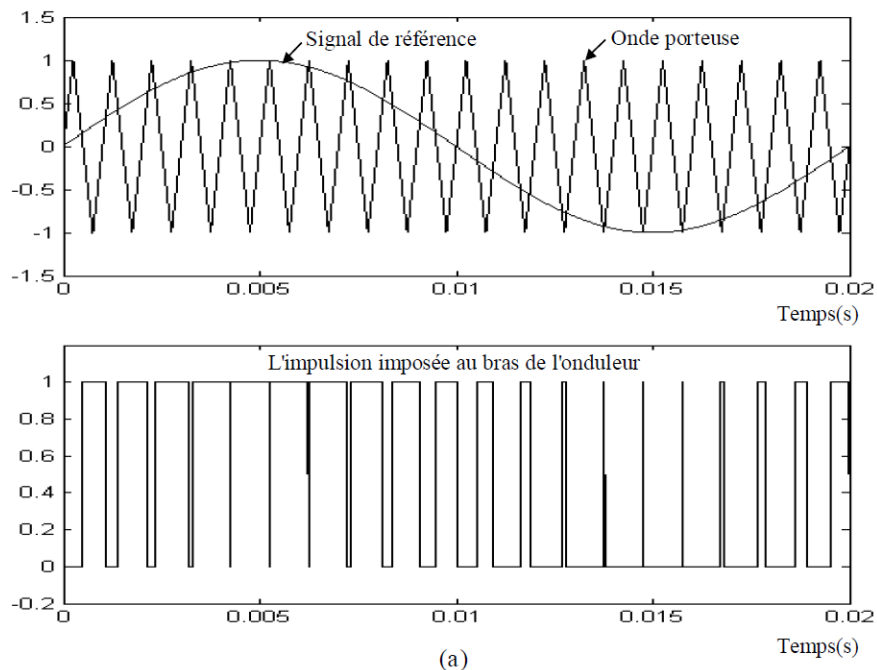
La technique de la *MLI* naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si [KHE 01] :

$$F_{\text{porteuse}} > 20 \cdot f_{\text{référence}} \quad (\text{I.17})$$

La figure 1.8 représente deux signaux à *MLI* générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure 1.8.a) et 2kHz (figure 1.8.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.



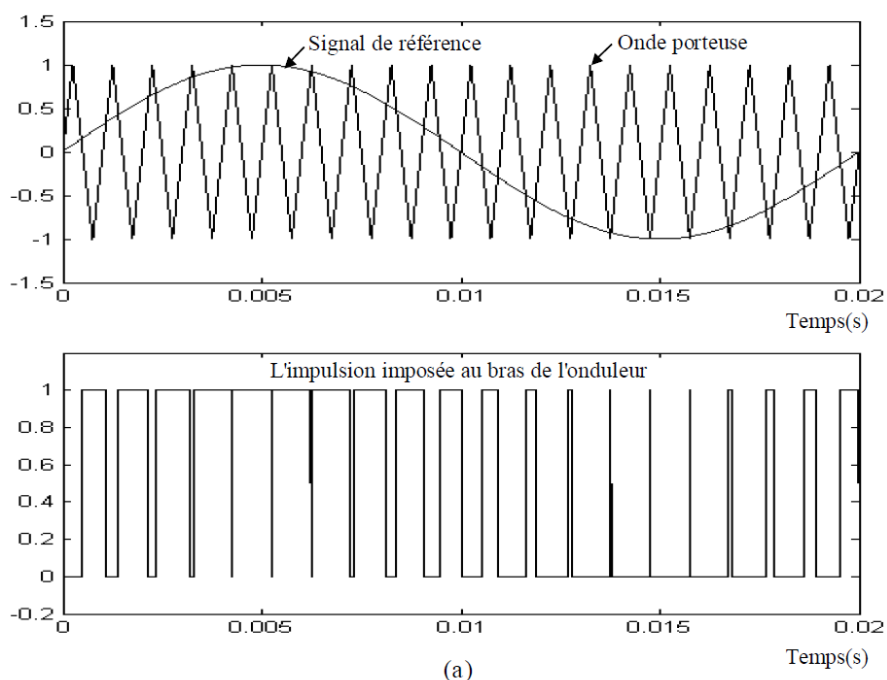


Fig I.8: Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2kHz (b).

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques [GRE 00].

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

I.6 SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS

I.6.1 Résultats de simulation du MSAP à vide

La figure (I.9) présente les résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents couplée directement au réseau et La figure (I.10) lors d'un démarrage en charge. On constate bien que la vitesse présente des oscillations dans le régime transitoire puis se stabilise à une valeur proche de 157 rad/s.

Le démarrage en charge de la machine synchrone à aimants permanents, engendre des pics de courants assez importants. Ces courants vont se stabiliser à leurs valeurs nominales en régime permanent.

L'allure du couple électromagnétique, présente lors du démarrage des pulsations importantes ; ce couple pulsatoire est transmis à la partie mécanique, avant qu'il se stabilise à une valeur qui compense le couple de charge appliqué.

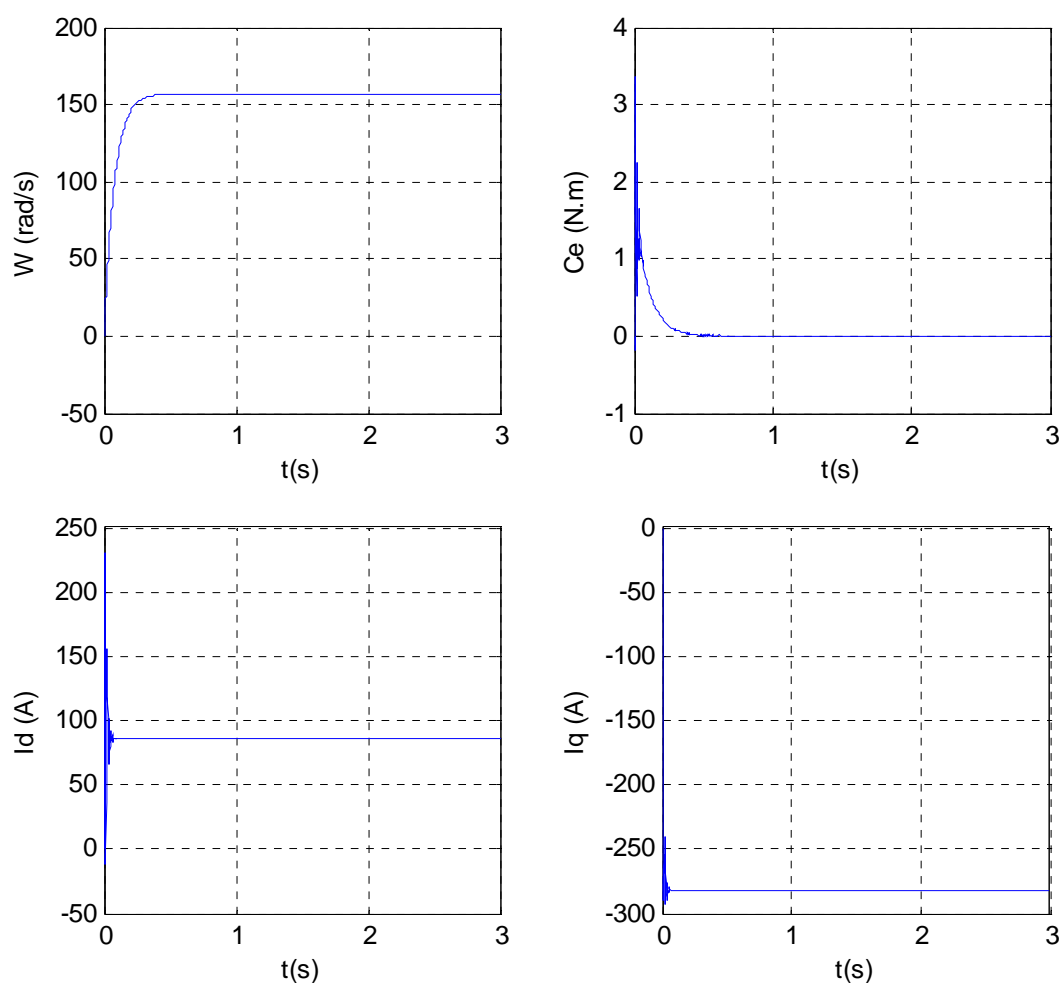


Fig.I.9 Réponses de la MSAP à vide

I.6.2 Résultats de simulation du MSAP en charge

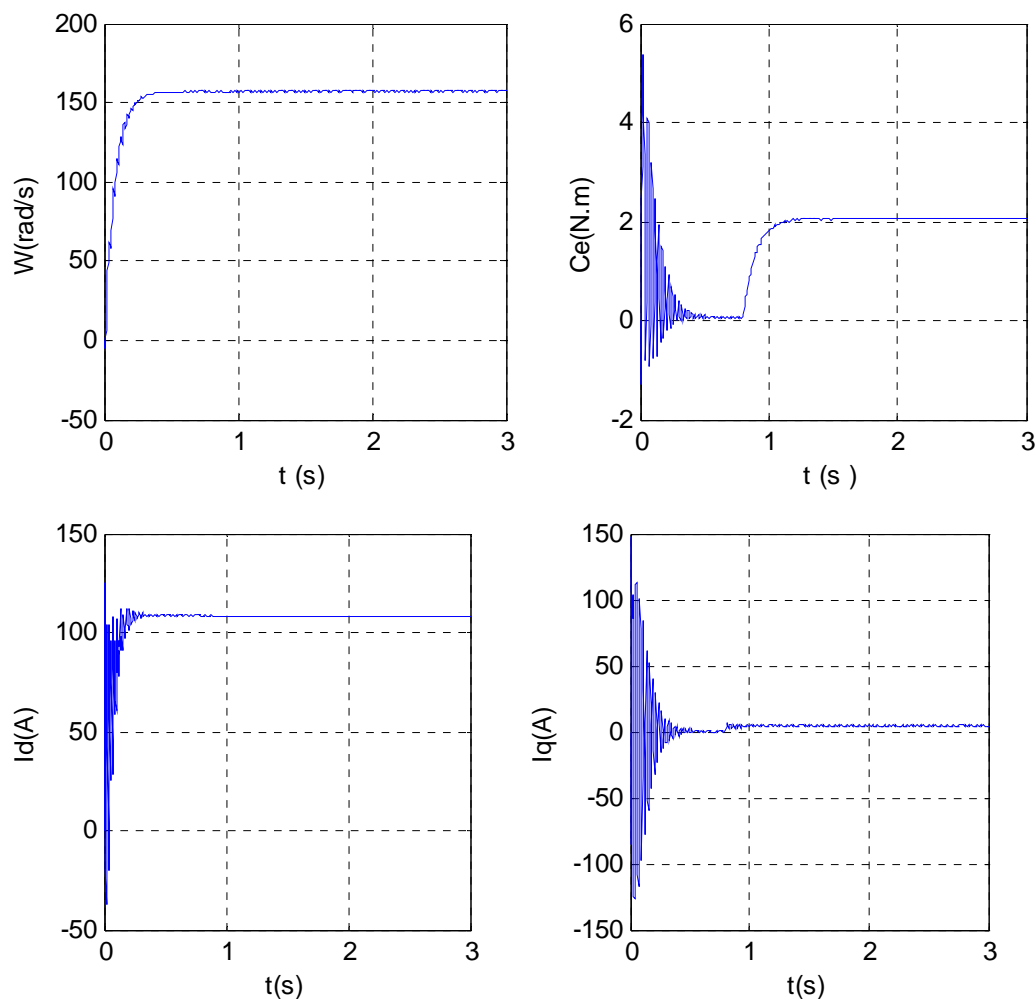


Fig.I.10 Réponses de la MSAP en charge à partir de $t=1s$

I.6.3 Résultats de simulation du MSAP en charge avec onduleur

Les résultats de simulation de l'association convertisseur statique-machine synchrone à aimants permanents sont représentés sur la figure (I.11). Ces résultats représentent l'évolution des variables fondamentales de la machine synchrone aimants permanents à savoir la vitesse, le couple, les flux, et le courant de phase statorique.

La figure (I.11) représente les résultats de la simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par MLI lors d'un démarrage avec un couple résistant.

La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe par réseau électrique, montre la différence entre les deux formes du couple ;

lorsque la machine est alimentée par un onduleur, le couple électromagnétique présente plus d'ondulations.

La vitesse de la machine à la même allure que celle de la machine alimentée par les réseaux électriques.

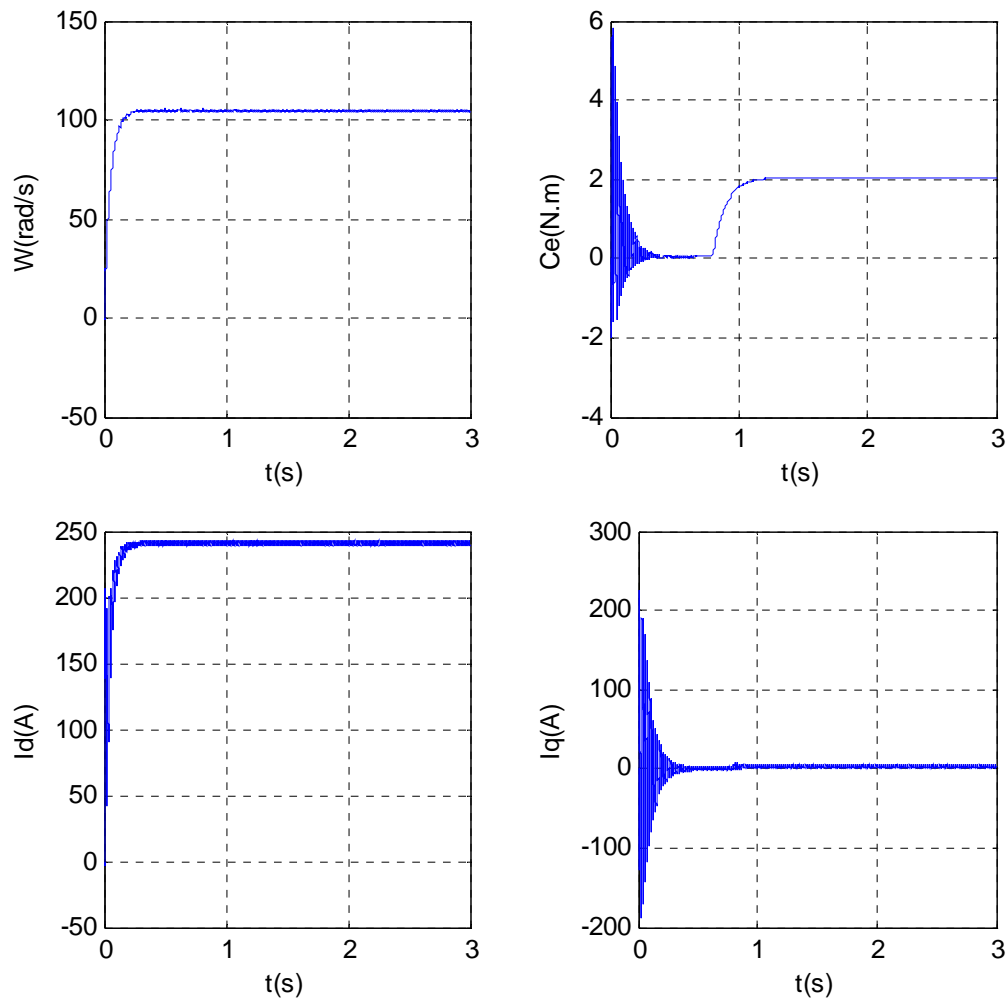


Fig.I.11 Réponses de la MSAP avec onduleur

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel de *Park* lié au rotor. Dans ce référentiel, les équations électromagnétiques de la MSAP ont considérablement simplifiés et nous permettent d'aborder aisément à la commande vectorielle pour l'asservissement de la vitesse et de la position. On a également présenté la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande à *MLI* sinus triangle.

CHAPITRE II

*Commande vectorielle de la
MSAP pour l'asservissement en
vitesse et en position*

I.1. Introduction

Les machines à courant continu ont été auparavant l'élément clé de la majorité des systèmes d'entraînements à vitesse variable. En effet, cette machine présente l'avantage d'un contrôle séparé du flux et du couple. Le flux est produit uniquement par le courant d'excitation (en négligeant les effets de la réaction magnétique d'induit) et si le flux est fixé, le couple devient proportionnel au courant d'induit. Actuellement les systèmes d'entraînements sont beaucoup plus pilotés par des machines à induction, très disponibles et ayant beaucoup d'avantages. L'idée étant d'utiliser la stratégie de commande vectorielle (FOC) permettant de rendre son comportement identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthodologie permet de linéariser et découpler les dynamiques du flux par rapport aux dynamiques du couple. Ces dynamiques seront contrôlées par de simples régulateurs à action proportionnelle intégrale (PI) [5].

II.1. Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q).

Habituellement, la composante d'axe (d) du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe (q) joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple. [6]

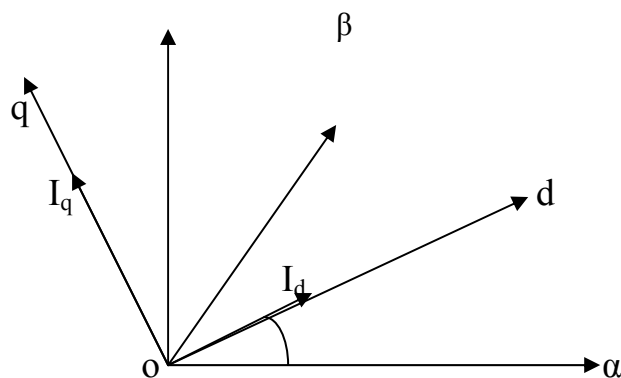


Fig. (II-1): Diagramme illustrant le vecteur courant statorique de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant.

La fig. (II-1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe a du référentiel (a, f_3) liée au stator. L'application de la commande vectorielle ne nécessite que l'axe de la composante du courant (i_q) soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Si le courant (i_d) est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe ' d ' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (surexcitation). D'autre part, si le courant (i_d) est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (defluxage). Le courant (i_d) doit être nul, lorsque le système travaille à couple optimal linéaire (couple constant) [6].

Le couple électromagnétique développé par la MSPA peut s'écrire dans le repère (d, q) sous la forme:

$$C_e = P [(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q + \phi_{sf} \cdot i_q] \quad (\text{II.1})$$

Si le courant i_d est forcé à zéro ($i_d = 0$) la composante de flux statorique devient:

$$\phi_d = \phi_r \quad (\text{II.2})$$

Et la forme du couple électromagnétique sera:

$$C_e = p \phi_r i_q \quad (\text{II.3})$$

II.2. Type de la Commande Vectorielle

L'implantation effective de la commande vectorielle nécessite la réalisation d'une structure de contrôle des courants. Elle permet à partir de consignes de flux et de couple, donc d'une amplitude et une orientation donnée du courant statorique dans le référentiel tournant (d, q) , d'imposer une amplitude et une orientation correcte du courant dans le référentiel fixe [BOU08].

Cette structure nécessite la connaissance de la position du référentiel (d, q) , en d'autres termes la position du flux rotorique. Plusieurs solutions peuvent être envisagées pour la détermination de la phase et de l'amplitude du flux. Ces solutions peuvent être regroupées en deux familles [ACH07] :

- Une commande indirecte où la phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement. Cette méthode n'utilise pas un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position.

- Une commande directe où la phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique ou estimée en utilisant un modèle dynamique. Cette méthode de commande nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime de fonctionnement. Deux solutions sont possibles suivant qu'on dispose ou non d'un capteur de flux :

- Commande directe utilisant un capteur de flux.
- Commande directe utilisant un estimateur de flux.

Dans la commande indirecte, l'angle de Park ϕ_s est calculé à partir de la pulsation statorique. Elle même reconstituée à raide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique w . En ce qui concerne la commande directe. L'angle de Park est calculé directement à raide des grandeurs mesurées ou estimées.

La commande vectorielle est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation du flux. Celui-ci est imposé dans ce cas par I_d^* . De plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée. Dans la version boucle fermée. Cette pulsation est estimée à partir de la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant. Dans ce cas on tient compte de la constante de temps rotorique Tr .

II .2.1 Commande vectorielle indirecte

Le principe de la méthode du flux orienté consiste à maintenir le flux dans une direction bien définie et cela quel que soit le régime dynamique.

Dans ce type de commande, l'angle ϕ_s utilisé pour la transformation directe et inverse, est calculé à partir de la formule suivante [BEL05]

$$\theta_s = \int \left(p \cdot \Omega + \frac{I_{qs}^*}{T_r I_{ds}^*} \right) dt \quad \text{ou} \quad I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \quad (\text{II.4})$$

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_d , I_q le bloc de calcul de ϕ_s et les transformations directe et inverse. La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* . Les composantes I et $I_{q\text{réf}}$ sont calculées. $I_{q\text{réf}}$ est comparé à la valeur I_q issue de la mesure des courants réels. L'erreur entre ces valeurs sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence $V_{q\text{réf}}$. En parallèle. Les sorties des régulateurs $V_{d\text{réf}}$ et $V_{q\text{réf}}$ sont alors transformées en grandeurs statoriques à l'aide d'une rotation d'angle θ_s . Ce dernier, qui représente l'orientation du repère lié au champ tournant, est donné par ω_s ($\theta_s = \int \omega_s dt + \theta_0$). L'intégration de la pulsation statorique est obtenue par la relation :

$$\omega_s = \omega_r + p\Omega.$$

On peut alors calculer les composantes triphasées des tensions après transformation de PARK. Les tensions sont alors reconstituées par un onduleur commandé par une MLI. Les courants $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$ sont mesurés, puis transformés à l'aide des transformations inverses, ce qui donne I_d et I_q qu'on utilise pour la régulation des courants.

II.2.2. Structure de commande de la machine alimentée en tension

Dans cette technique de commande on se limite à la méthode indirecte.

Les équations qui définissent les fonctionnements de la machine déduites des équations suivantes:

$$\begin{cases} R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} = V_d + \omega \cdot L_d \cdot I_q \\ R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} = V_q + L_d \omega \cdot I_d + \omega \cdot \phi_{sf} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

II .2.3. Découplage

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports

cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q .

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [BOU 96].

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent:

$$\begin{cases} V_d = (R_s + P \cdot L_d) \cdot I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q \\ V_q = (R_s + P \cdot L_q) \cdot I_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \phi_{sf} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

La figure 2.2 représente le couplage entre les axes d et q.

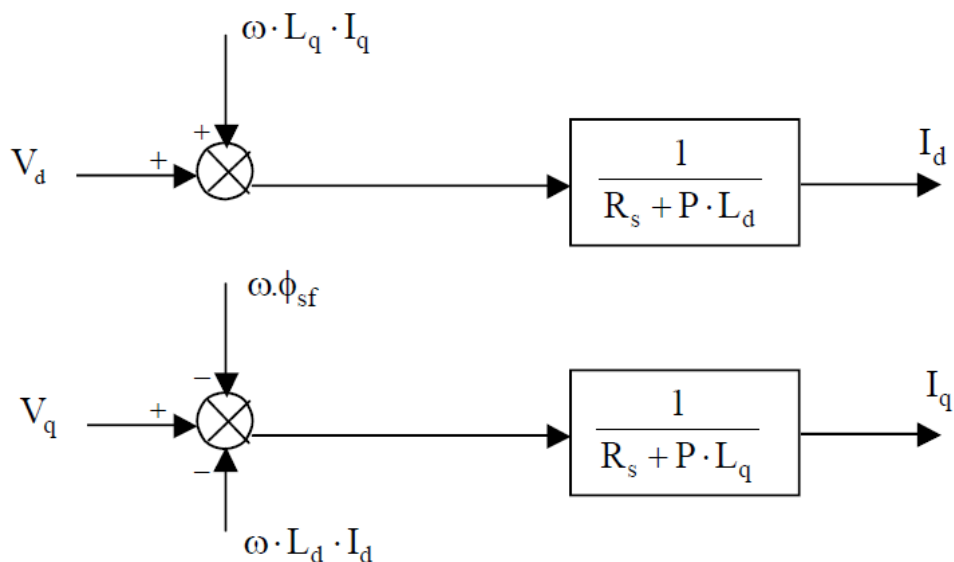


Figure 2.2: Description des couplages.

II.2.4. Découplage par compensation

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_d et V_q (Fig. II-2). [BOU 96]

Posons :

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega \cdot L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

alors:

$$I_d / V'_d = P / (R_s + P \cdot L_d) \quad (\text{II.8})$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \phi_{sf} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$I_q / V'_q = P / (R_s + P \cdot L_q) \quad (\text{II.10})$$

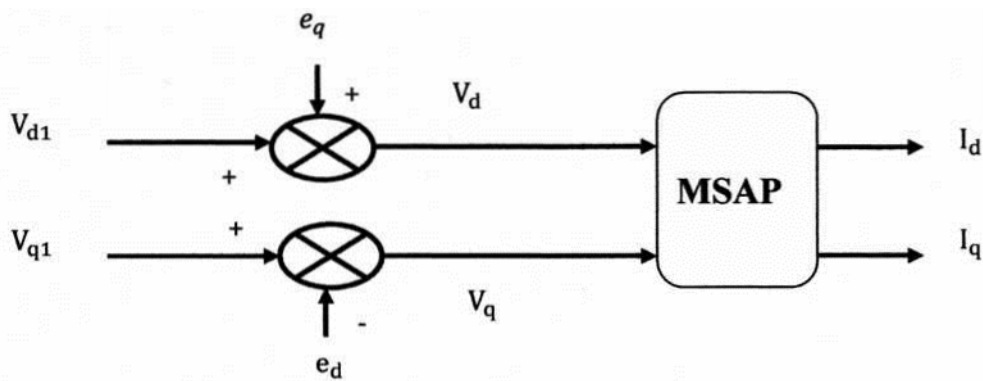


Fig. (II-3): Description de la compensation

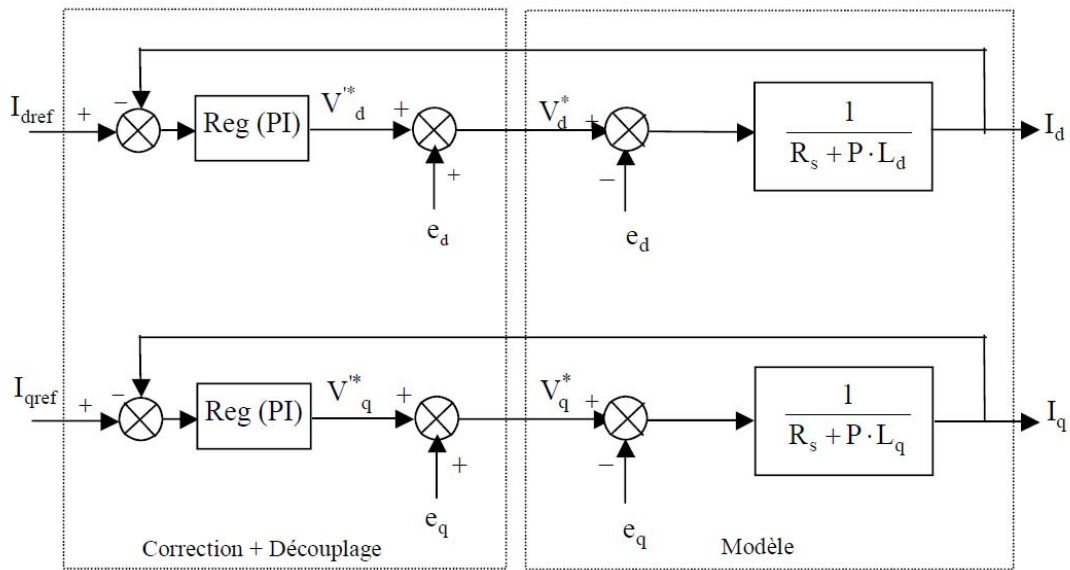


Figure 2.4: Découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc decouplés

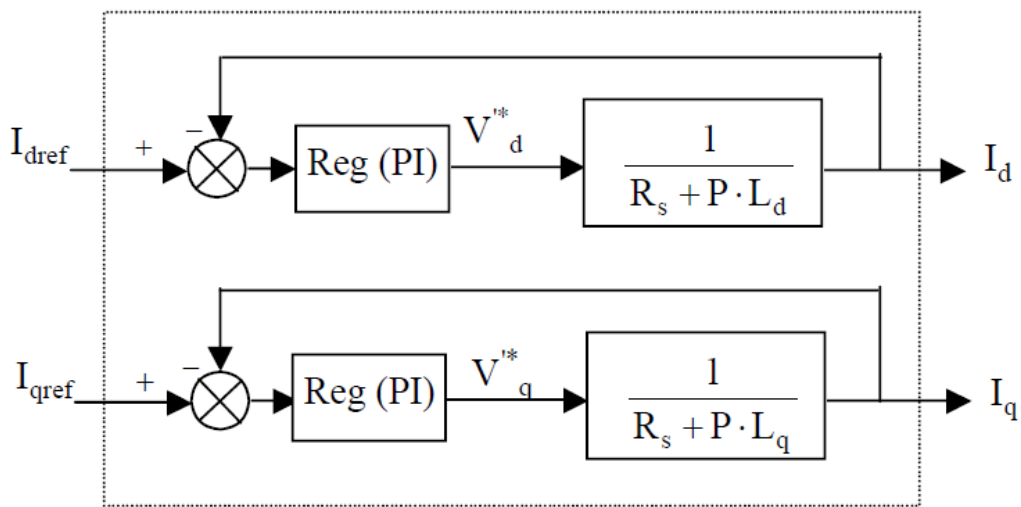


Figure 2.5: Commande découplée.

II .2.5. Détermination des régulateurs de courants

Les structures des régulateurs sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse ou la

position et le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires. Les plus importantes concernent les protections.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus.

Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [ABE 02].

Le système présente donc pour la régulation de I_d un schéma bloc selon la figure 2.5.

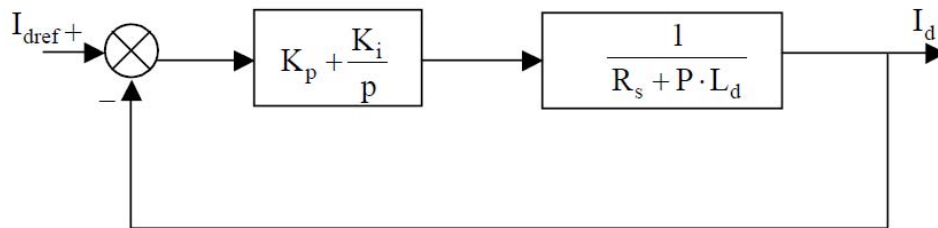


Figure 2.6: Boucle de régulation de courant I_d .

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant I_q .

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{bo}(P)$ est :

$$F_{bo}(P) = (K_p + K_i/P) \cdot (1/(R_s + P \cdot L_d)) \quad (\text{II.11})$$

Compensons le pôle (L_d/R_s) par (K_p/K_i) , ce qui se traduit par la condition :

$$(L_d/R_s) = (K_p/K_i) \quad (\text{II.12})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{bo} = (K_i / P \cdot R_s) \quad (\text{II.13})$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1er ordre avec une constante de temps:

$$\tau_{bf} = (R_s / K_i)$$

$$F_{bf}(P) = 1 / (R_s / K_i) \cdot P + 1 \quad (\text{II.14})$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suit: $K_i = R_s / \tau_{bf}$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep} = 3 \cdot \tau_{bf}$, on a:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_p = 3 \cdot L_d / t_{rep} \\ K_i = 3 \cdot R_s / t_{rep} \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

II .2.6. Détermination du régulateur de vitesse

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de vitesse. Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel (figure 2.6) où le régulateur adopté est un régulateur IP [ABE 02].

On a

$$\Omega (P) = (C_e (P) - C_r (P)) / (J \cdot P + f) \quad (\text{II.16})$$

$$C_e (P) = p \cdot \phi_{sf} \cdot I_{qref} = K_t \cdot I_{qref}$$

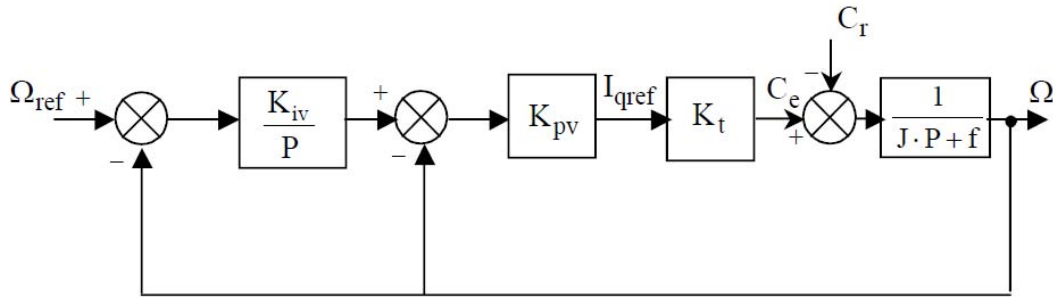


Figure 2.7: Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse(IP).

avec:

K_{pv}, K_{iv} Coefficients du régulateur IP

$$K_t = p \cdot \phi_{sf}$$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on dispose d'une fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne sous la forme :

$$F_{bf}(P) = \omega_0^2 / (P^2 + 2 \cdot \xi \cdot P + \omega_0^2) \quad (\text{II.17})$$

avec:

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_{pv} \cdot K_t \cdot K_{iv}}{J}} \\ 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 = \frac{f}{J} + \frac{K_{pv} \cdot K_t}{J} \end{cases}$$

(II.18)

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

II .2.7. Détermination du régulateur de position

Ce régulateur de position nous permet de générer la vitesse de référence $\Omega_{ref}(P)$ Par définition, on a :

$$\theta(P) / \Omega(P) = 1/P \quad (\text{II.19})$$

Le schéma fonctionnel de la boucle de position est présenté sur la figure 2.7 :

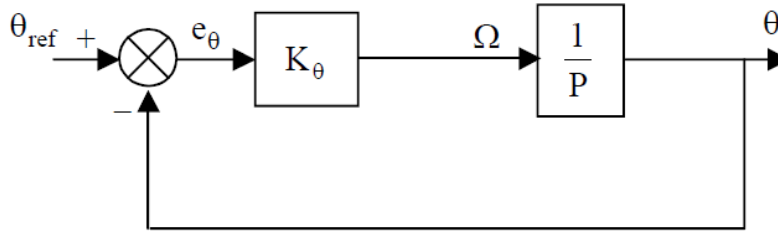


Figure 2.8: Schéma fonctionnel du régulateur de position.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\theta(P) / \theta_{ref}(P) = K_{\theta} / K_{\theta} + P \tag{II.20}$$

La cascade (position, vitesse et courant I_q) impose une dynamique de position très lente par rapport à celle de la vitesse. La constante de temps de position doit être 5 à 10 fois plus grande que celle de la vitesse. Ceci permet de déterminer le coefficient K_{θ} du régulateur de position [CAN 00].

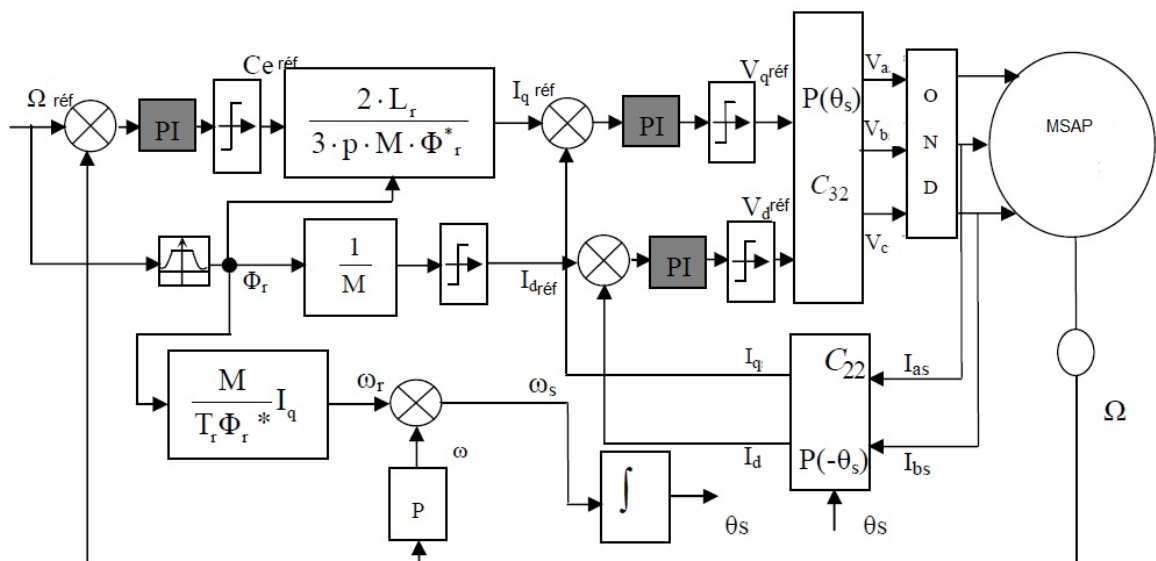


Figure 2.9 : Régulation de la vitesse par la commande vectorielle indirecte

II.3. Commande Vectorielle Directe

La méthode directe a été appliquée pour la première fois par «BLASCHKE ». Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase. Celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire considéré. Il faut donc procéder à

une série de mesure disponible au sein du processus. Le module de flux rotorique et le couple électromagnétique seront contrôlés par contre-réaction. La contre réaction du flux se fait à partir d'un capteur de flux rotorique qui est implanté directement dans la machine ce qui n'est pas souhaitable, car le moteur perd sa robustesse en plus de l'augmentation de son prix [BEL05].

II.3.1. Schéma complet de la Commande Vectorielle Directe à flux Rotorique orienté

Le schéma que nous proposons (Figure II.10) est une commande vectorielle de type directe : le flux rotorique est asservi à une consigne de flux [BUC01].

Nous utilisons les estimateurs de flux et de pulsation statorique déterminés précédemment.

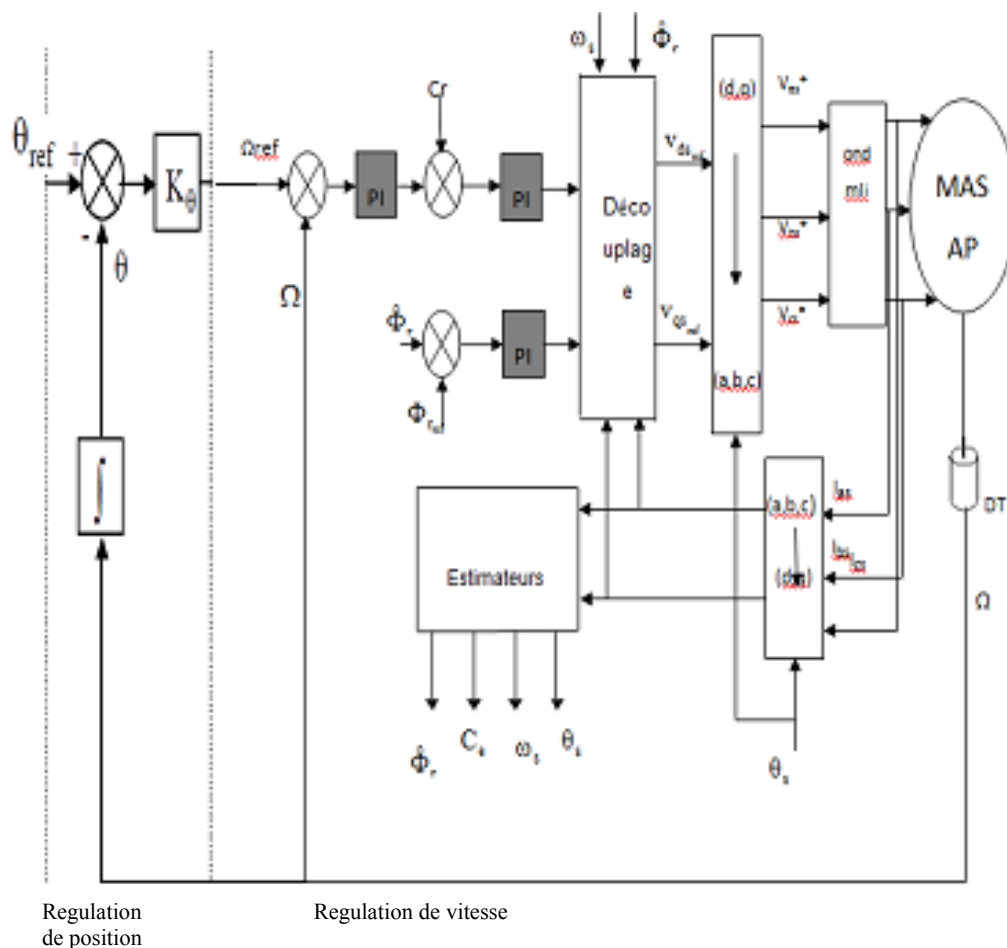


Figure II.10. Bloc de régulation de vitesse par la méthode directe

II.4.Simulations et interprétations

II.4.1 Résultats de simulation pour l'asservissement en vitesse

II.4.1.2. Commande en vitesse avec onduleur

La figure (II.11) représente les réponses de la MSAP avec onduleur, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise à la valeur de référence. La figure (II.12) représente les réponses de la MSAP à près l'application d'un charge ($C_r = 5 \text{ N.m}$ à $t = 0.2 \text{ s}$), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (200 rad/s). Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant après l'application de charge. Le courant 'd est nul qui montre le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP.

Le courant 'I_q est l'image du couple.

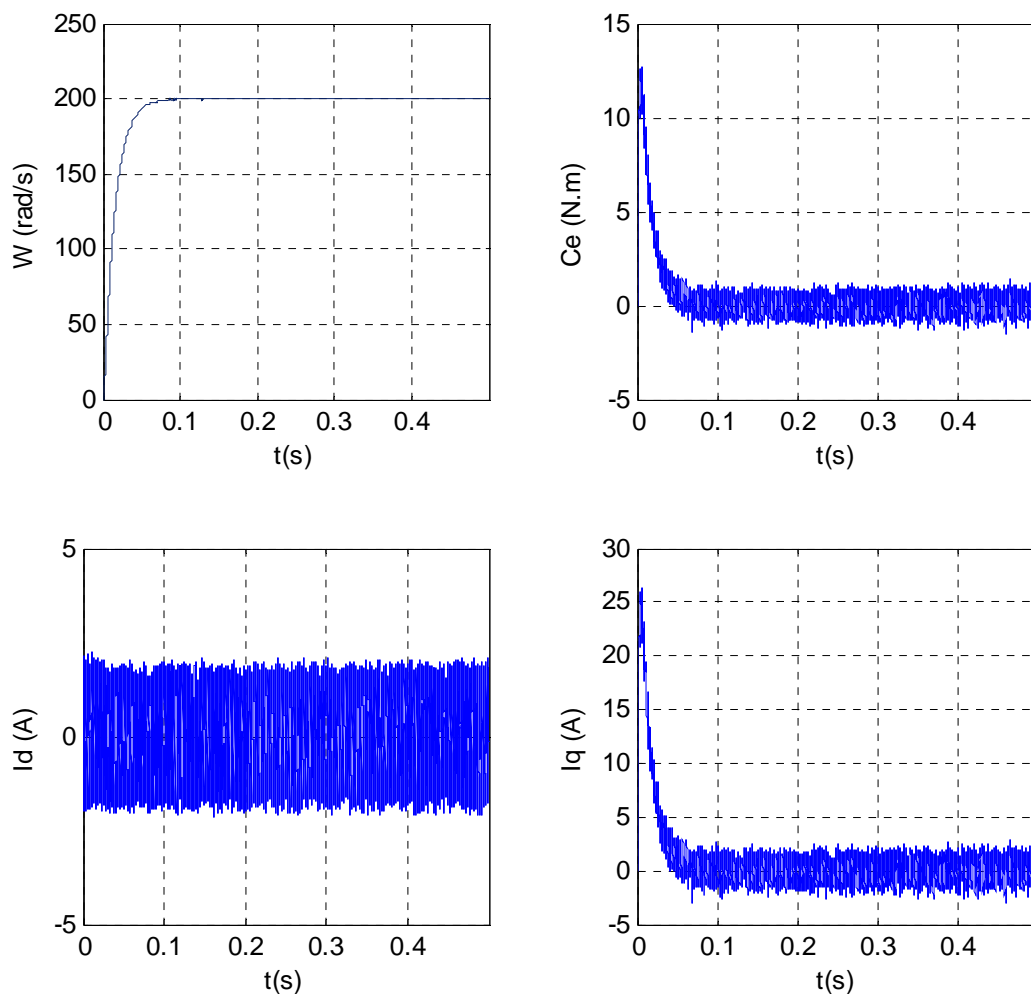


Fig.II.11 Réponses de la MSAP à vide

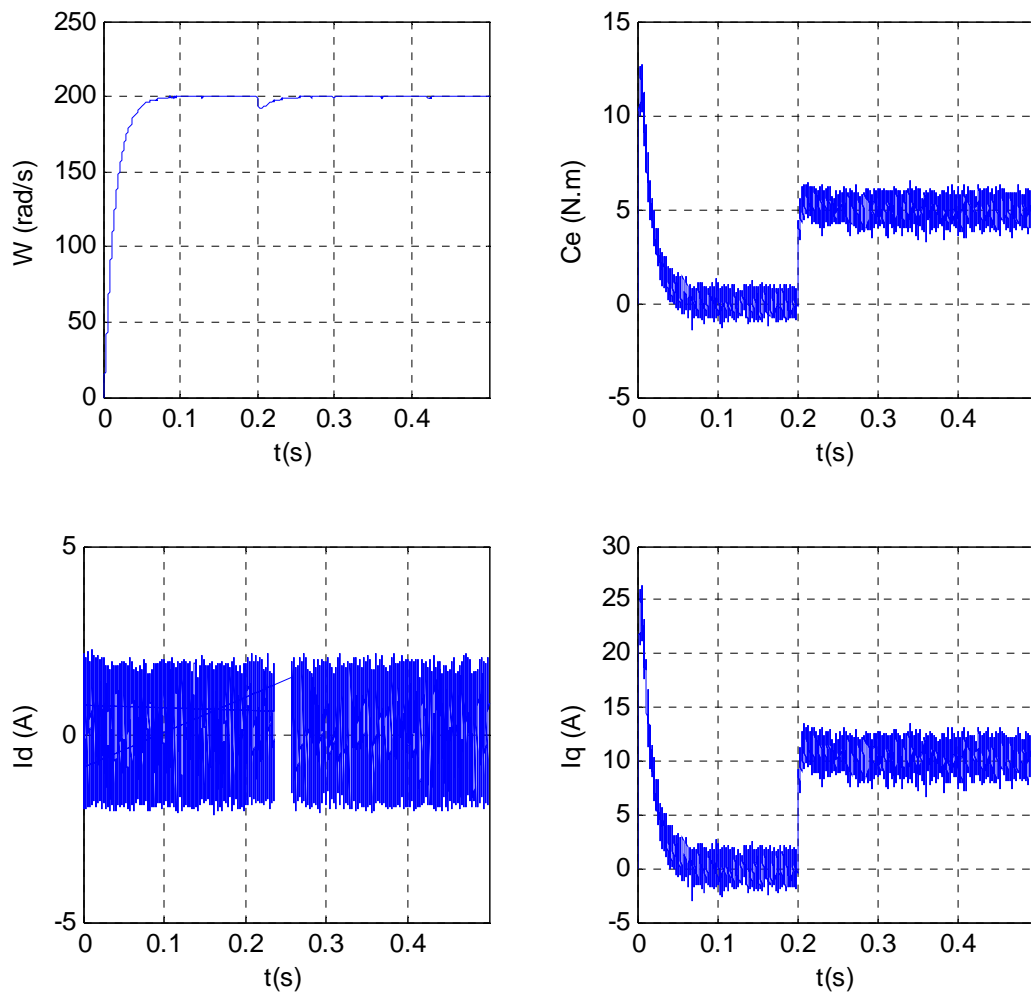
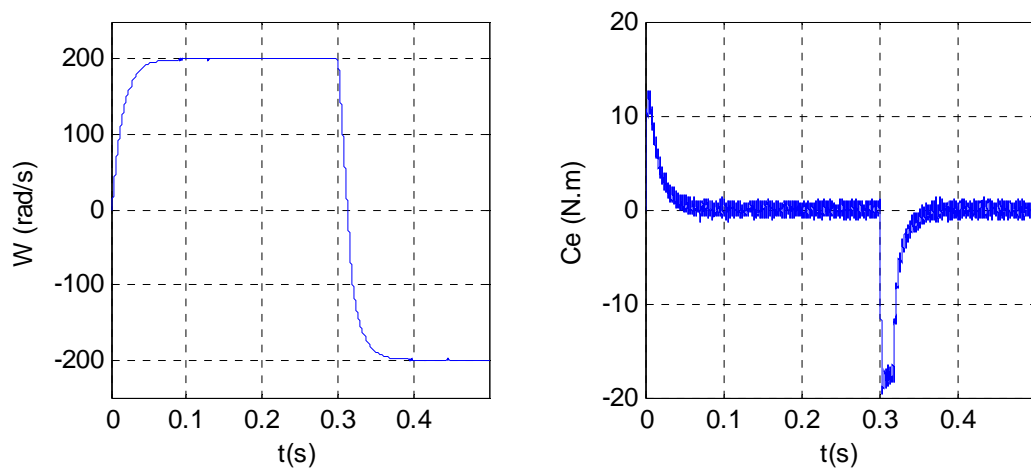


Fig.II.12. Réponses de la MSAP en charge a partir de $t = 0.2$ s



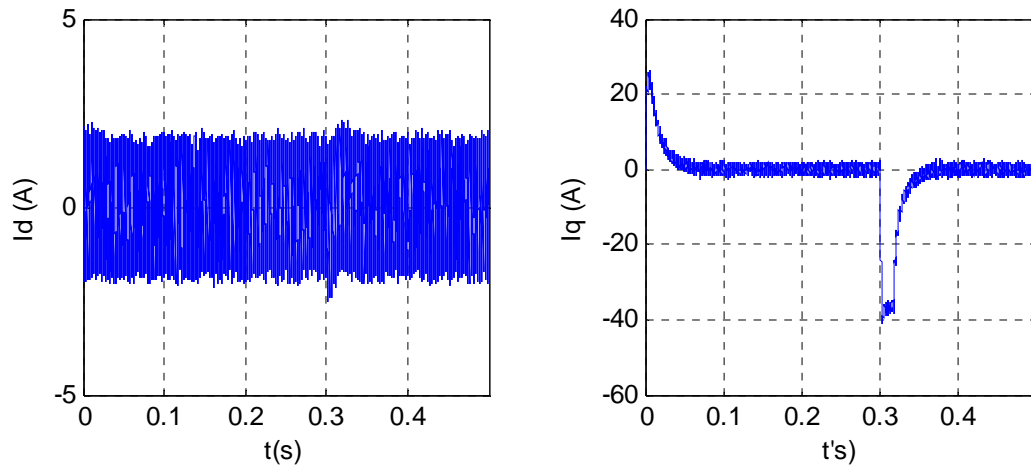
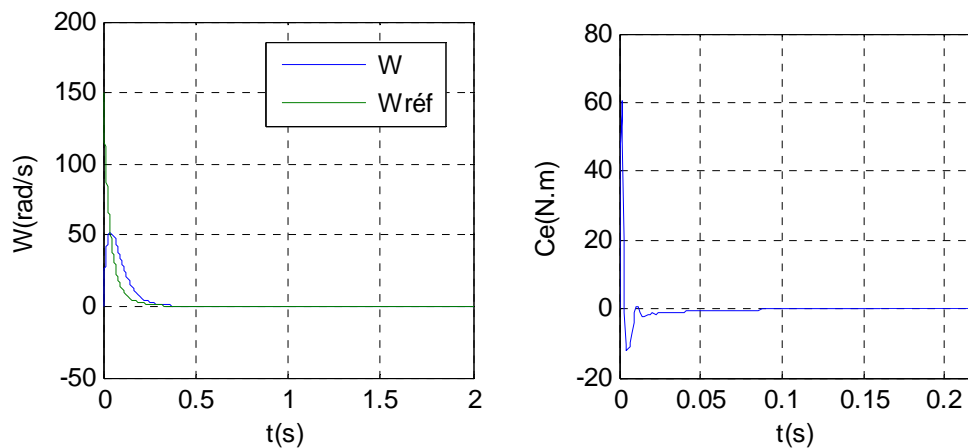
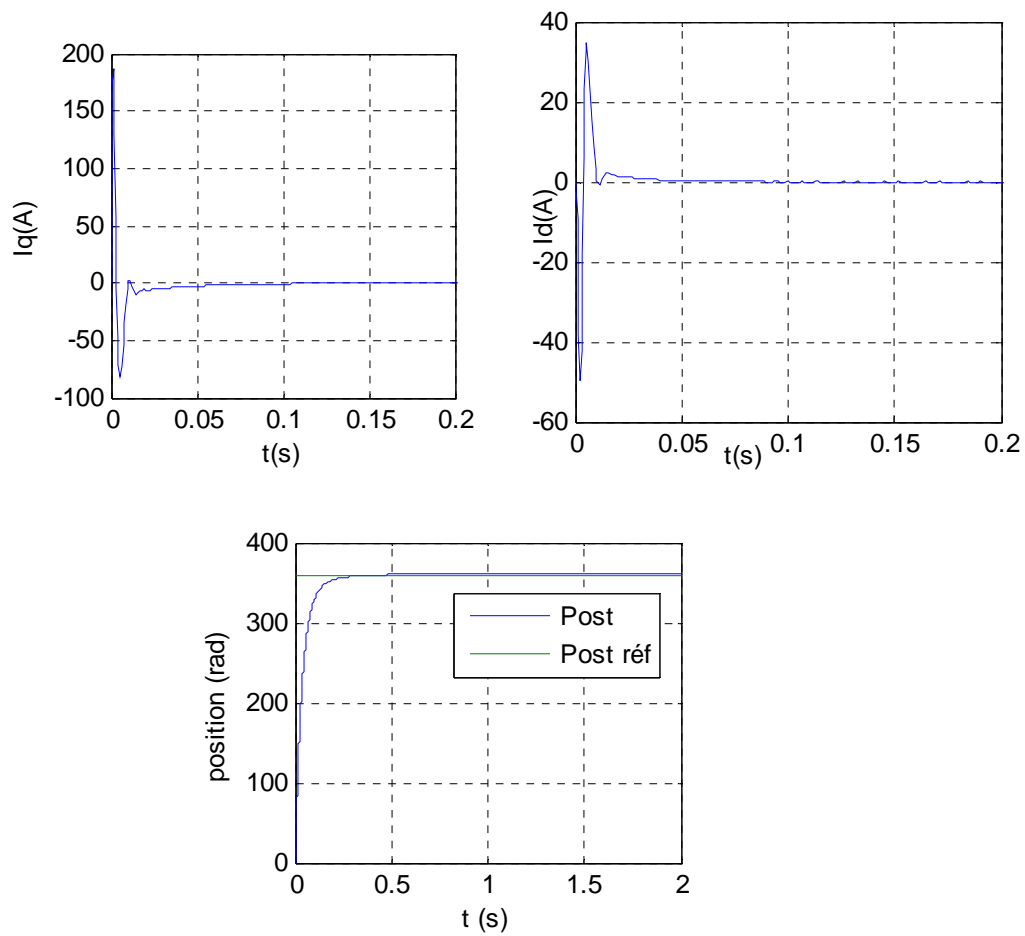
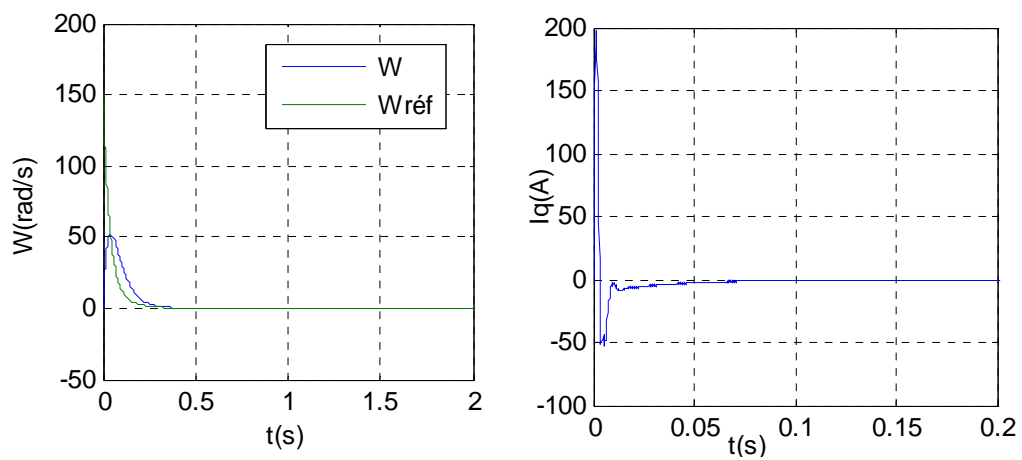


Fig.II.13. Réponses de la MSAP en inversion la vitesse

II.4.2. Résultats de simulation pour l'asservissement en position

Afin d'évaluer le comportement de la MSAP lors d'un réglage position, nous avons appliqué la régulation au l'ensemble onduleur-MSAP (fig.II. 15), pour les trois essais L'analyse des courbes obtenues montre que la poursuite pour une consigne de position de 350 est satisfaisante avec un faible temps de réponse, l'introduction d'un couple résistant n'influe pratiquement pas les performances de réglage. Comme on peut le constater l'inversion de la position du moteur est rapide. Le régime de fonctionnement imposé à la machine, n'infecte pas le découplage de celle-ci, comme le montre les courants I_d et I_q et celle du couple électromagnétique. On note que l'inversion de la position influe sur le courant I_d beaucoup plus au niveau du l'ensemble onduleur-MSAP.



**Fig.II.14.** Réponse de MSAP en position son onduleur

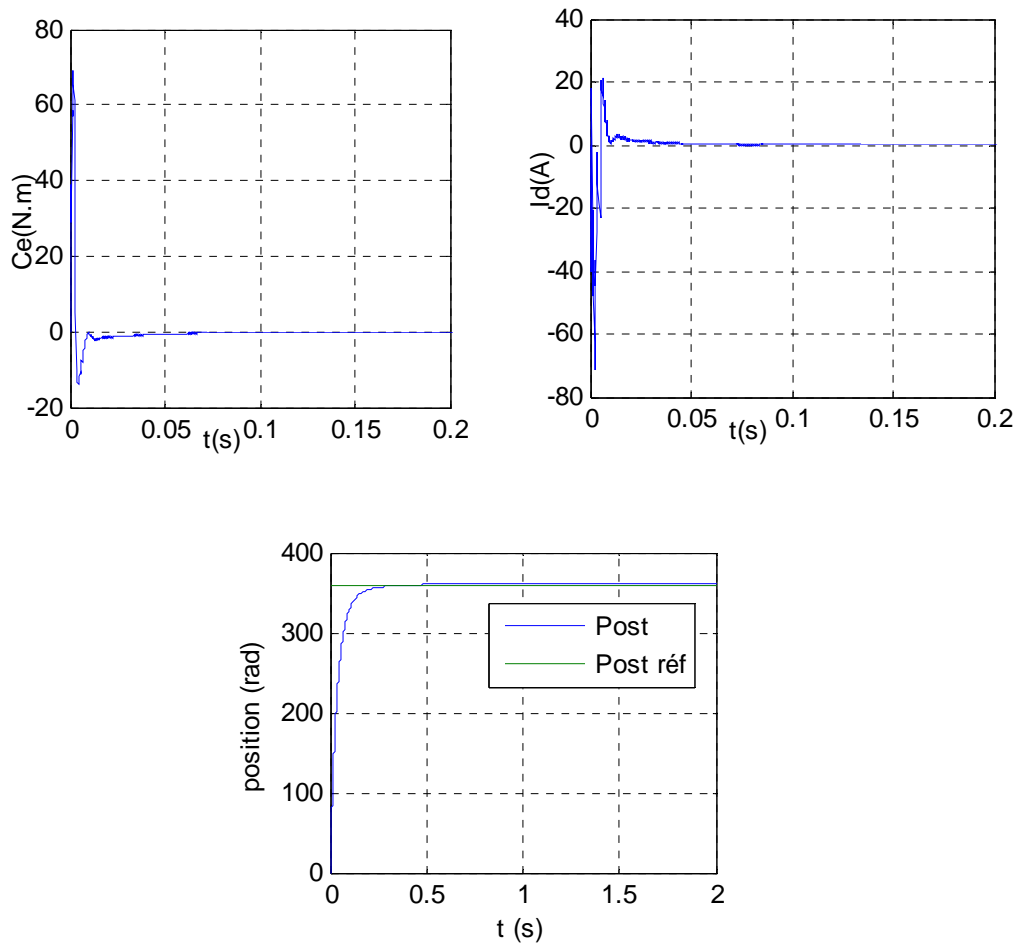


Fig.II.15. Réponse de MSAP en position avec onduleur

Conclusion

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimenté par un onduleur de tension et nous ont permis d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne où oscillations transitoires. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. A partir d'un modèle non linéaire et couplé, nous avons obtenu un modèle simple et découplé, qui permet de contrôler la vitesse du rotor.

Pour pouvoir réaliser la commande vectorielle PI, il est nécessaire de connaître à chaque instant certaines grandeurs dont les plus importantes sont le module et la phase du flux pour les méthodes directes et seulement la phase du flux pour les méthodes indirectes.

La commande PI donne des résultats dans le cas d'un système linéaire à paramètres constants, pour des systèmes non linéaire où ayant des paramètres non constants, ces lois peuvent être insuffisantes, pour cela, on va étudier dans le troisième chapitre la commande par mode glissant.

CHAPITRE III

COMMANDE

PAR MODE GLISSANT

DE LA MSAP

III-1. Introduction

Le mode glissant est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. Il est considéré comme un des approches les plus simples pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis. La caractéristique principale de la commande par mode glissant est que la loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une hypersurface dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système pour correspondre avec celle définie par l'équation de l'hypersurface.

Quand l'état du système est maintenu sur cette hypersurface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation dans une gamme qui reste relativement plus large, et à certaines perturbations.

Ce type de commande présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de simplification sur le modèle du système.

Dans ce chapitre, nous commençons par l'introduction des notions générales de la commande par mode de glissement. Ensuite nous étudions les types de lois de commande utilisés. Après, on présente l'application de cette technique pour la régulation de la vitesse et la position de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension. Un régulateur adaptatif par mode glissant a été proposé pour améliorer les performances du système. Enfin différents résultats de simulation obtenus sont présentés et discutés.

III-2 Bases mathématiques de la commande à mode glissant

La modélisation mathématique de la commande à structure variable (formalisation dans le contexte de la théorie des équations différentielles) conduit à des équations différentielles de la forme [BEN05]:

$$\frac{dx_i}{dt} = f_i(x_1, \dots, x_n, t) \text{ avec } i=1,2,\dots,n \text{ où } \frac{dx}{dt} = f(x, t) \quad (\text{III-1})$$

où x est un vecteur de dimension n : $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$

$f_i(x_1, \dots, x_n, t)$ Sont des fonctions continues par morceaux, présentant des discontinuités sur une surface S . La surface S peut s'écrire comme suit :

$$S(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0 \quad \text{ou} \quad S(x) = 0 \quad (\text{III-2})$$

Pour un système d'ordre trois, l'équation de la surface peut s'écrire sous la forme :

$$S(x) = c_1 x_1 + c_2 x_2 \quad (\text{III-3})$$

où c_1 et c_2 sont deux constantes positives.

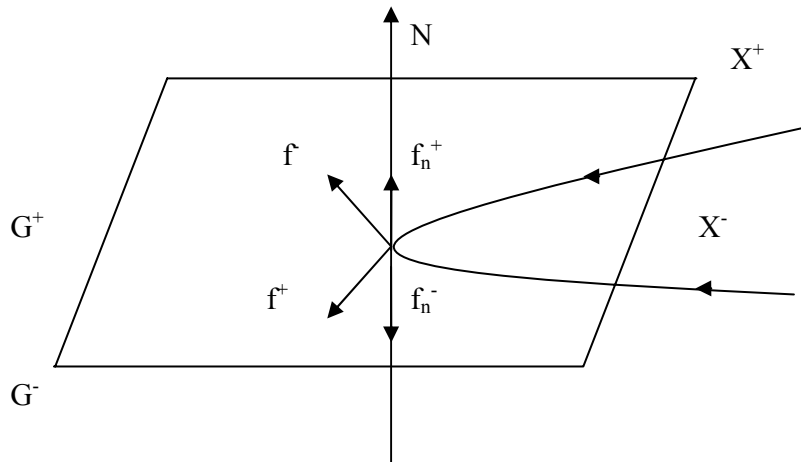
Cette hypersurface $S(x)=0$ de dimension $n-1$ divise l'espace d'état G en deux parties:

$$G = \begin{cases} G^+ & \text{si } S(x) > 0 \\ G^- & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-4})$$

La fonction $f(x, t)$ est discontinue autour de $S(x)=0$. Elle prend deux valeurs de chaque côté de la surface au voisinage d'un point x :

$$f = \begin{cases} f^+ & \text{dans } G^+ \\ f^- & \text{dans } G^- \end{cases} \quad (\text{III-5})$$

La figure (III-1) illustre le comportement du système décrit par l'équation (III-1) lorsque la trajectoire de phase rencontre la surface $S(x)=0$ dans l'espace de phase G (de dimension 3)



FigIII-1. Espace d'état et surface de glissement

N est le vecteur normal orienté de G^- vers G^+

$f_n^- > 0$, et $f_n^+ < 0$ sont les projections sur la normale de f^+ et f^-

La démonstration de l'existence du régime glissant sur la surface est basée sur le théorème de Filippov qui permet de préciser les conditions d'existence et d'unicité d'une solution à l'équation (III-1).

Soit le système décrit par (4.1) pour lequel on suppose que :

$$\frac{df_i}{dx_i} \leq K \quad (\text{III-6})$$

K étant une constante indépendante de t et de x . Cette condition doit être vérifiée pour tout x et t dans le domaine G^+ et G^- .

Soit une surface S deux fois différentiable, chacune des fonctions $f_n^- > 0$, et $f_n^+ < 0$ est continue par rapport à t et à $x = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in S(x)$ et le vecteur $h = f_n^+ - f_n^-$ est continûment différentiable.

Si en chaque point de S , les inégalités, $f_n^- > 0$, ou $f_n^+ < 0$ sont vérifiées, il existe alors dans le domaine G , une solution unique de l'équation (VI-1) qui dépend des conditions initiales de façon continue.

Cet énoncé conduit à remarquer que si l'on vérifie à la fois les conditions, $f_n^- > 0$, et $f_n^+ < 0$ une trajectoire de phase qui atteint la surface S reste dans S , puisque de chaque côté de S les vecteurs vitesse sont dirigés vers S .

Lorsque la trajectoire de phase reste sur la surface $S(x)$, le système est dit en régime glissant limite et cela jusqu'à ce qu'il arrive à un état d'équilibre. Ce mode de fonctionnement correspond à celui d'un relais commutant avec une fréquence infinie. Une fréquence d'oscillation infinie suppose des éléments idéaux de commutation (relais sans seuil, hystérésis, ni retard de commutation), ce n'est pas le cas en pratique. En présence d'imperfection (hystérésis, retard) la fréquence de commutation alors est finie, l'oscillation autour de S aura une amplitude d'autant plus grande et une fréquence d'autant plus basse que ces imperfections seront importantes

La condition nécessaire pour l'obtention de régime glissant est exprimée par la condition de glissement, $f_n^- > 0$, ou $f_n^+ < 0$ en fonction de l'hypersurface $S(x)$:

$$\begin{aligned} f_n^+ < 0 &\Rightarrow S(x) < 0 \quad \dot{S}(x) > 0 \\ f_n^- > 0 &\Rightarrow S(x) > 0 \quad \dot{S}(x) < 0 \end{aligned} \quad \text{(III-7)}$$

d'où la condition pour l'obtention du régime glissant :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad \text{(III-8)}$$

La condition formulée par l'équation (III-7), qui assure que la surface S est attractive pour les trajectoires de phase, est l'inégalité fondamentale pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable.

Dans ce contexte de l'équation (III-7) le système se trouve dans l'état d'un système de dimension égale ou inférieure à $n-1$. Ce dernier est appelé système réduit, puisqu'il est inférieur à la dimension du système.

Tant que $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ est vérifié, la dynamique du système sur $S(x)$ ainsi que sa stabilité sont indépendantes de la fonction $f(x,t)$ et dépendent uniquement des paramètres de l'hypersurface choisie, ceci expliquant l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commandée.

III-2-1 Définitions concernant la commande par mode glissant

Considérons le système suivant décrit par [MER 02]:

$$\dot{x}(t) = A(x, t) + B(x, t)u(t) \quad (\text{III-9})$$

Où $x \in R^n$ est le vecteur d'état, $u \in R^m$ le vecteur de commande avec $n < m$. La structure d'un système de commande à structure variable est définie par chacune des composantes du vecteur de commande, $u_i (i = 1, \dots, m)$, par :

- *m fonctions de commutations* représentées sous forme vectorielle par la fonction $S(x)$.
- une commande à structure variable,

$$u_i(x) = \begin{cases} u_i^+(x) & \text{pour } S_i(x) > 0 \\ u_i^-(x) & \text{pour } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{III-10})$$

La relation $S(x)=0$ forme *un hyperplan* d'ordre (n-1) dans l'espace d'état. Lorsque la trajectoire perse l'hyperplan la grandeur de commande change de u_i^+ à u_i^- ou vis versa. Par conséquent cet hyperplan est aussi *un hyperplan de commutation*.

Pour un système à régler de deuxième ordre, le plan de commutation se réduit à *une droite de commutation*.

Définition 1 : régime glissant

Si, pour tout vecteur d'état initial $x(t_0) \in S$ la trajectoire d'état reste dans l'hypersurface $S(x)$ $\forall t > t_0$, $x(t) \in S(x)$ alors le comportement du système est *un régime glissant*.

Définition 2 : surface de glissement

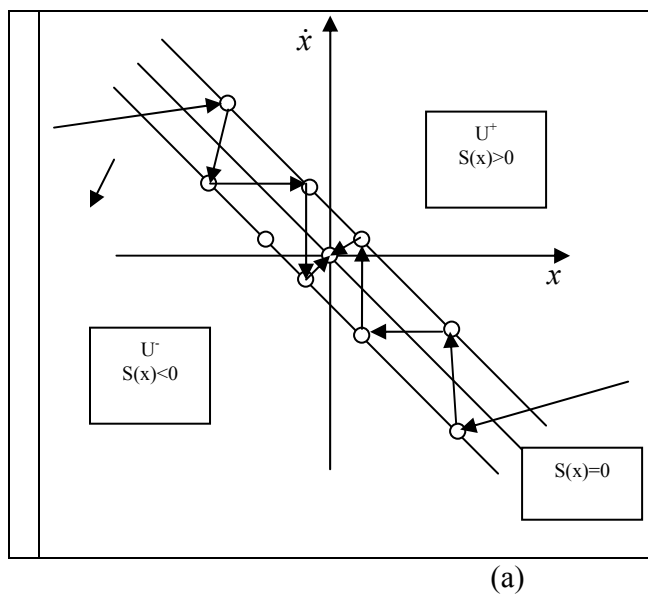
Si tout point de S est tel qu'il existe des trajectoires d'état hors de S le contenant alors la surface de commutation S est appelé *surface de glissement*.

Le but d'un système de commande à structure variable est d'amener asymptotiquement l'état de système à partir d'une condition initiale quelconque $x(0) = 0$ vers l'origine de l'espace d'état quand $t \rightarrow \infty$.

Dans la première phase, l'état de système, partant d'une condition initiale tend vers une surface de commutation sur la quelle il va glisser pour atteindre hypersurface de glissement S.

Ce mode de glissement est souvent qualifié d'idéal du fait qu'il requiert pour exister, une fréquence de commutation infiniment grande. De fait, tout système de commande comprend des imperfections telles que retard, hystérésis, qui imposent une fréquence de commutation finie.

La trajectoire d'état oscille alors dans un voisinage de la surface de glissement appelé *chattering* ou *broutement*.



FigIII-2 a: trajectoire en mode glissant dans le plan de phase

III-2-2 Convergence en temps fini vers la surface de glissement

Considérons le système suivant :

$$\dot{x} = f(x, t, u) \quad (\text{III-11})$$

où $x \in R^n$ est l'état, et $u \in R$ est le vecteur de contrôle.

Pour ce système, nous définissons la commande discontinue suivante :

$$u_i(x, t) = \begin{cases} u^+(x, t) & \text{si } s(x) > 0 \\ u^-(x, t) & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III-12})$$

$S(x) : R^n \longrightarrow R$ est une fonction analytique.

Le système en boucle fermé est noté :

$$\dot{x} = f(x, t) \quad (\text{III-13})$$

S'il existe une constante positive k telle que la fonction de Lyapunov définie par :

$$V = \frac{S^2}{2} \quad (\text{III-14})$$

vérifie :

$$\dot{V} \leq -k|S| = -k\sqrt{2V} = -k'\sqrt{V} \quad (\text{III-15})$$

Alors on dit qu'il y a glissement quand $S(x)=0$, la surface est attractive et $S(x)=0$ après un temps fini. Ainsi, l'existence d'une telle constante k implique qu'il existe une autre constante μ telle que :

$$V(t) \leq |\rho(t)|, \quad \dot{\rho} = \mu\sqrt{\rho}, \quad \rho(0) = V(0) \quad (\text{II-16})$$

La solution de cette équation différentielle $\rho(t)$ est :

$$\rho(t) = (V(0) - \mu t / 2)^2 \quad (\text{III-17})$$

Or, comme $V(t) \leq |\rho(t)|$, on a :

$$0 < V(t) < \rho(t) = (V(0) - \mu t / 2)^2 \quad (\text{III-18})$$

Comme $\rho(t) = 0$ en $t_1 = 2V(0) / \mu$ ceci donne :

$$V(t) = 0 \quad (S(t) = 0) \quad \text{pour } t > t_1 = 2V(0) / \mu \quad (\text{car } V \geq 0) \quad (\text{III-19})$$

III-3-Conception de la commande par mode glissant

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes, ces étapes sont [MER 02]:

- Le choix de la surface de glissement.
- L'établissement de condition d'existence.
- La détermination de la loi de commande.

III-3-1 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 l'objectif visé. La surface de glissement est une fonction scalaire tel que l'erreur sur la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface représente le comportement dynamique désiré. Dans la littérature, différentes formes de surface sont traités, dont chacune donne de meilleures performances par certaines utilisations.

Dans notre travail, on s'intéresse à une surface de forme non linéaire donné par J.J.Slotine :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (\text{III-20})$$

Avec :

$e(x)$: l'écart sur la variable à régler $e(x) = x^* - x$.

λ : une coefficient positif.

n : ordre du système.

x^* : valeur désiré

$$S(x) = \begin{cases} e(x) & \text{pour } n = 1 \\ \lambda e(x) + \dot{e}(x) & \text{pour } n = 2 \\ \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) & \text{pour } n = 3 \end{cases} \quad (\text{III-21})$$

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

III-3-2 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation.

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système. La loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de Lyapunov. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III-22})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) \quad (\text{III-23})$$

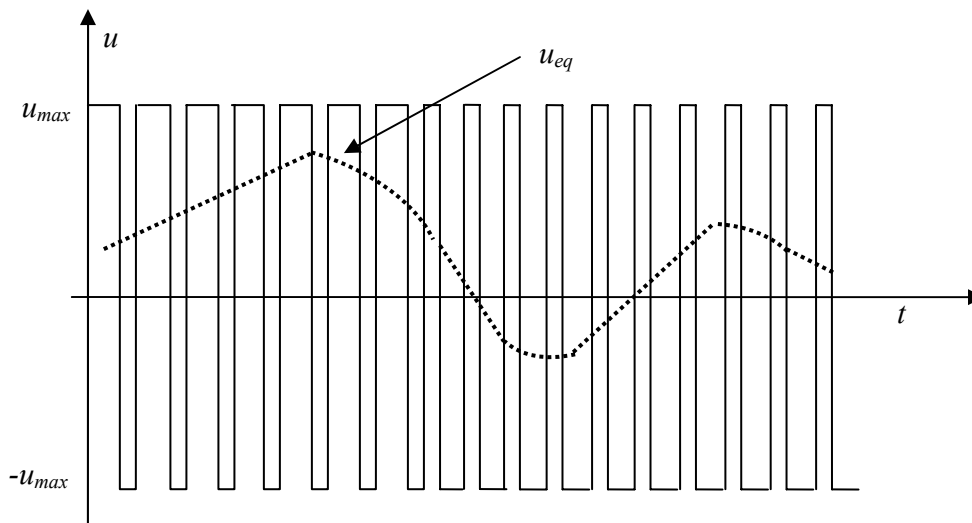
Pour que la fonction $V(x)$ décroisse, il suffit de s'assurer que sa dérivée est négative. L'équation (III-22) explique que le carré de la distance vers la surface mesurée par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface dans les deux côtés. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

III-3-3 La détermination de la loi de commande

On définit un vecteur commande équivalente u_{eq} comme étant la solution du régime glissant idéal du modèle mathématique de l'équation (III-9). Ce régime n'ayant lieu que sur $S_i(x) = 0$, $i=1,2,\dots,m$, on exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dS_i}{dt} = \dot{S}_i = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III-24})$$

La commande u_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande u lors des commutations rapides entre $u^+(u_{max})$ et $u^-(u_{max})$ (figure III-3).



FigIII-3 : valeur continue de la commande u_{eq}

Tant que le régime glissant est assuré (condition (III-8) vérifiée), le système décrit par l'équation (III-9) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur elle. Il admet en outre des erreurs de modélisation, tant que ces variations et erreurs maintiennent les conditions de régime glissant qui s'effectue alors au voisinage de l'hypersurface de glissement $S_i(x) = 0$.

En présence des imperfections mentionnées et pour se prémunir des oscillations résiduelles la commande effective u_i pour $i=1, 2, \dots, m$ peut être constituée par une composante u_{ieq} de basse fréquence (moyenne de u), et une composante u_{in} de haute fréquence.

Pour chaque composante u_i de u on obtient [MER 02]:

$$u_i = u_{ieq} + u_{in}.$$

Avec:

$$u_{in} = \begin{cases} u_{in}^+ & \text{si } S_i > 0 \\ u_{in}^- & \text{si } S_i < 0 \end{cases} \quad (\text{III-25})$$

En introduisant la commande équivalente, les amplitudes des oscillations sur les réponses du système en régime glissant peuvent être fortement réduites.

III-3-3-1 La commande discontinue de base

Plusieurs choix pour la commande discontinue (u_n) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $u_n = [u_1, u_2, \dots, u_m]$ avec la fonction signe par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$:

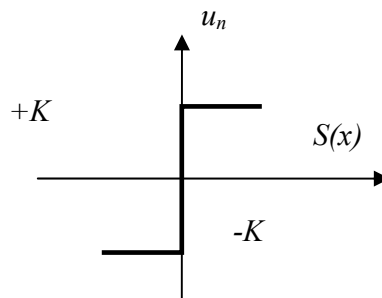
$$\text{sgn}(S) = \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III-26})$$

u_n s'exprime donc comme :

$$u_n = K \text{sgn}(S) \quad (\text{III-27})$$

Où K est un gain positif.

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (VI-4).



FigIII-4 Définition de la fonction signe

Si le gain K est très petit, le temps de réponse sera long, si K est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (couramment appelées chattering) sur les réponses en régime permanent.

Dans le but de réduire les oscillations de hautes fréquences (indésirables sur les réponses), des solutions classiques qui consiste à imposer une variation de la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement.

Certaines de ces méthodes introduisent des seuils (zone morte) sur la commutation de la fonction signe, ce qui peut être vu comme une bande entourant la surface de commutation.

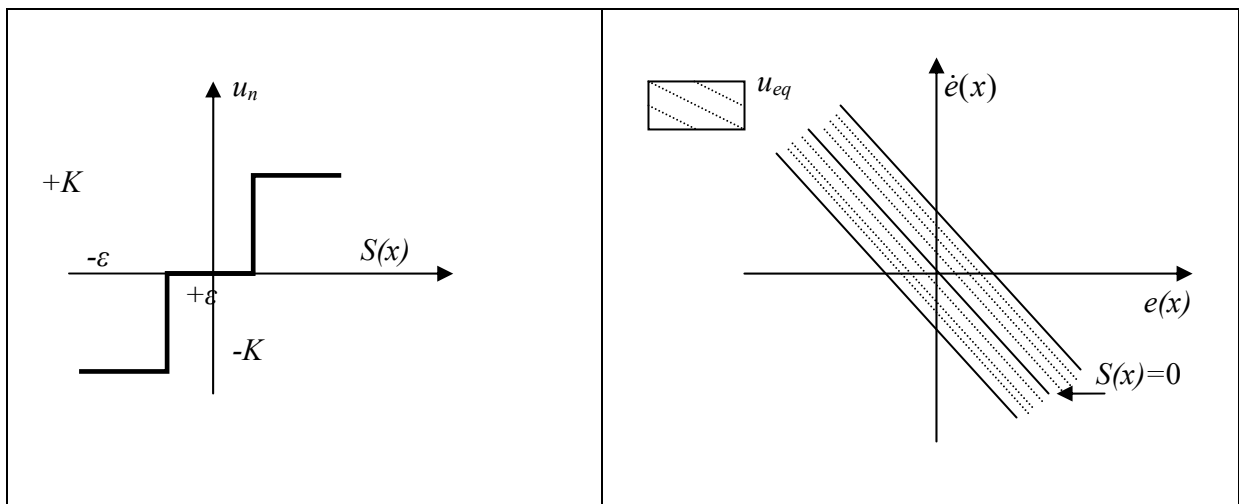
III-3-3-2 Commande avec un seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil ε (figure (III-4)). Dans la bande qui entoure la surface de glissement $S(x)$, seule la composante continue (u_{eq}) de la de tension de commande ($u = u_{eq} + u_n$) agit. La partie discontinue (u_n) étant égale à zéro, les oscillations sur les réponses fortement atténuées. Cependant lorsque ε augmente, il apparaît un écart statique sur la réponse en régulation [34].

La commande discontinue a l'expression suivante :

$$u_n = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x) < \varepsilon| \\ K \operatorname{sgn}(S(x)) & \text{si } |S(x) \geq \varepsilon| \end{cases} \quad (\text{III-28})$$

Ce choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (4 .5).



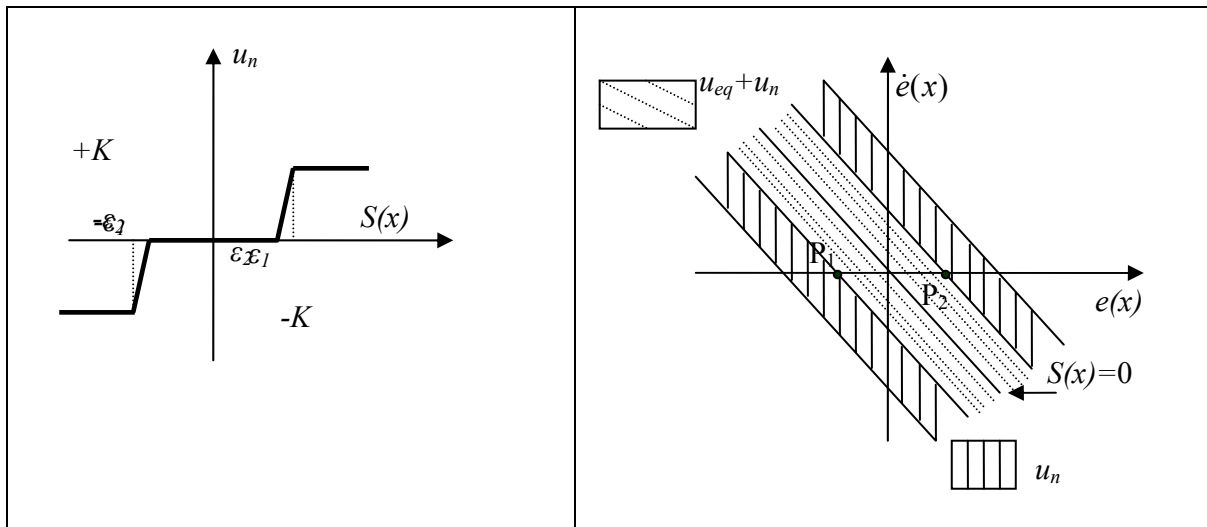
FigIII-5 Fonction signe avec un seuil.

Ce type de commande n'est pas très utilisé car, outre le problème d'erreur statique, en présence d'une perturbation, u_n intervient avec toute sa valeur et des oscillations peuvent persister en régime permanent. Un adoucissement de la commande u_n est donc nécessaire.

III-3-3-3 Commande adoucie

Cette commande est caractérisée par un seuil ε_1 ou deux seuils ($\varepsilon_1, \varepsilon_2$) pour diminuer progressivement la valeur de la commande u_n . Dans cette configuration présentée par la figure (4.6), on peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement [OUN 03].

- que la distance est supérieure au seuil ε_2 et alors la fonction signe est effective.
- que la distance est inférieure au seuil ε_1 et alors u_n est nul (zone morte)
- que le point est dans la bande $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ et alors u_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}$).



FigIII-6 Fonction signe de la commande adoucie

Dans cette méthode d'adoucissement utilisée pour limiter les oscillations, plus le seuil est grand, moins il y a des commutations. Néanmoins s'il est trop important, il y a problème de précision. En effet le système va évoluer dans la bande et risque donc de ne jamais atteindre le point désirer (origine du plan de phase).

En conclusion, nous pouvons résumer qu'en commande adoucie :

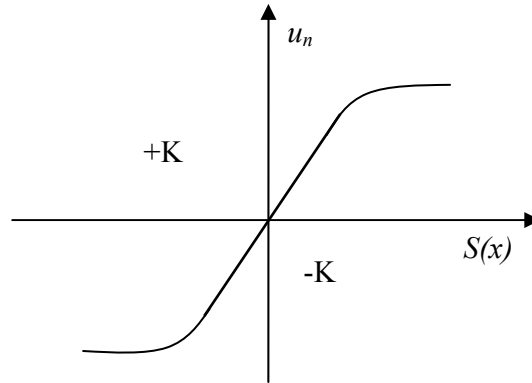
- il y a limitation, élimination des oscillations de glissement.
- le système ayant deux points d'équilibre (P1 et P2) et par conséquent, en régime permanent, un écart statique apparaît et dépend du seuil utilisé.
- de point de vue théorique, le mode de glissement n'existe plus parce que la trajectoire d'état n'est pas forcée de rester sur $S(x)=0$.

III-3-3-4 Commande continue avec composante intégrale

Les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évités en rendant continue la commande discontinue u_n , en remplaçant la fonction signe par la fonction continue voisine [OUN 03] :

$$u_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x) + \lambda|} \quad (\text{III-29})$$

où λ est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque λ tend vers zéro, on tend vers la même commande discontinue défini par (III.2). La fonction u_n continue est illustrée sur la figure (III.7).



FigIII-7 Fonction intégrale de u_n .

Pour augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale qui devient active lorsque le point est proche de la surface.

En général, le compensateur intégral diminue l'erreur en régime permanent, mais il est souvent indésirable pour les régimes transitoires brusques, car il provoque des oscillations supplémentaires sur la réponse. La commande u_n dans ce cas devient :

$$u_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x) + \lambda|} + \eta \quad (\text{III-30})$$

Avec

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma| \quad (\text{III-31})$$

$$\gamma = \begin{cases} \gamma_0 \cdot \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ 0 & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III-32})$$

$$\eta = \begin{cases} \eta_0 \cdot \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ 0 & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (\text{III-33})$$

Où $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0, \varepsilon$ sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

Ce type de commande est difficile à mettre en œuvre car il y a un grand nombre de paramètres à déterminer.

III-3-3-5 Utilisation d'une surface augmentée

Le phénomène des oscillations peut être résolu par une méthode différente des méthodes décrites ci-dessus et qui consiste à augmenter faiblement l'ordre de la surface de glissement [10], [34], en introduisant la dérivée de l'erreur dans le calcul de la surface (ce qui revient à introduire un terme d'accélération dans le cas de l'asservissement de vitesse).

$$S(x) = K_1 e(x) + K_2 \dot{e}(x) \quad (\text{III-34})$$

Où K_1, K_2 sont deux constantes positives.

L'emploi d'une surface augmentée entraîne une augmentation de la fréquence de commutation de la commande d'où une diminution des oscillations

III-4 Application sur la machine synchrone à aimants permanents :

En utilisant le modèle de la machine synchrone à aimants permanents de référence basé sur l'orientation du flux qui peut être écrit par :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -a_1 i_d + a_2 i_q \Omega + a_3 v_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -b_1 i_q - b_2 i_d \Omega - b_3 \Omega + b_4 v_q \\ \frac{d\Omega}{dt} &= -c_3 \Omega - c_4 C_r + (c_1 i_q + c_2) i_d \end{aligned} \quad (\text{III-35})$$

Où les coefficients (a_1, \dots, c_4) correspondent à :

$$\begin{aligned}
 a_1 &= \frac{R}{L_d}, & a_2 &= p \frac{L_q}{L_d}, & a_3 &= \frac{1}{L_d}, \\
 b_1 &= \frac{R}{L_q}, & b_2 &= p \frac{L_d}{L_q}, & b_3 &= p \frac{\varphi_f}{L_q}, & b_4 &= \frac{1}{L_q}, \\
 c_1 &= \frac{p(L_d - L_q)}{J}, & c_2 &= p \frac{\varphi_f}{J}, & c_3 &= \frac{F_C}{J}, & c_4 &= \frac{1}{J}
 \end{aligned}
 \tag{III-36}$$

III-4-1 Réglage de la vitesse

Le réglage de la vitesse se fait à structure en cascade, la boucle interne permet le contrôle du courant I_q , ayant une dynamique plus rapide, tandis que la boucle externe permet le contrôle de la vitesse. Afin de limiter tout dépassement du courant statorique (couple) qui peut endommager le système, une fonction de saturation est choisie.

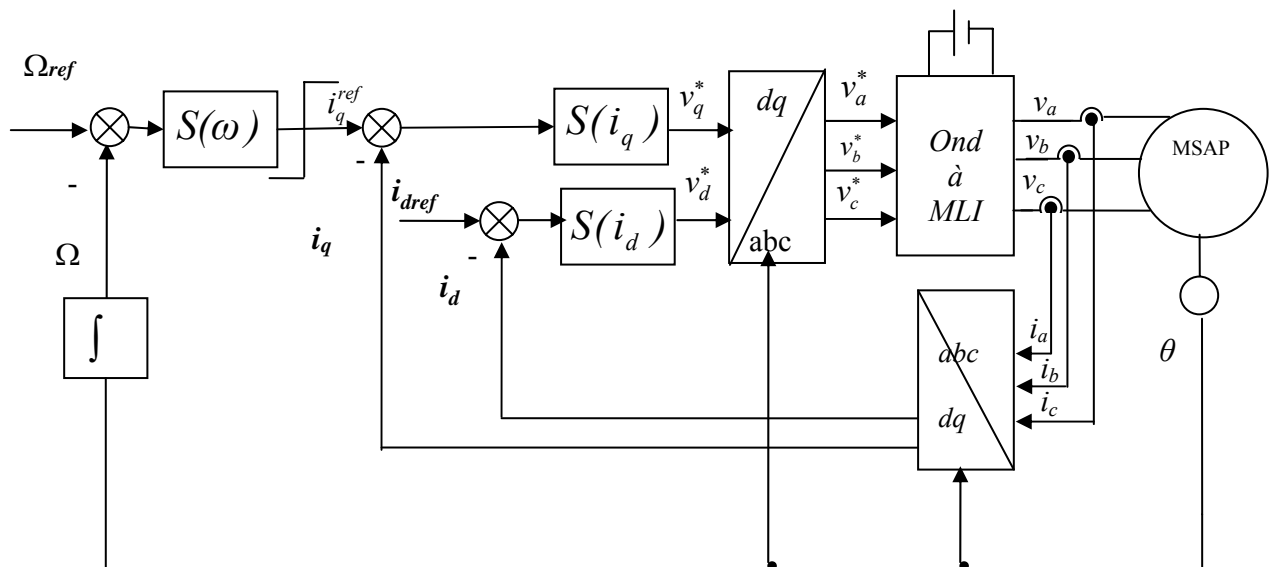


Fig III-8 Schéma bloc de la régulation de la vitesse par mode glissant

La conception du régulateur de vitesse par mode glissant de la MSAP s'effectue en trois étapes.

1. La surface de glissement de la régulation de la vitesse choisie est celle proposée par J.J.Slotine avec $n=1$ de sorte que la commande apparaisse explicitement dans la dérivée.

2. La fonction de Lyapunov choisie $V(x) = \frac{1}{2}(S(x))^2$ (III-37)

$$3. \text{ La loi de commande équivalente } IQ = I_q + I_q^n \quad (\text{III-38})$$

L'expression de la surface a pour forme :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (\text{III-39})$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \quad (\text{III-40})$$

Avec

$$\frac{d\Omega}{dt} = -c_3\Omega - c_4C_r + (c_1i_d + c_2)i_q \quad (\text{III-41})$$

En remplaçant l'équation mécanique (4.39) dans l'équation de la surface de commutation, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - (-c_3\Omega - c_4C_r + (c_1i_d + c_2)i_q) \quad (\text{III-42})$$

En remplaçant le courant I_q par le courant $I_{qref} = I_q + I_q^n$, on constate que la commande apparaît explicitement dans la dérivée de la surface, cette dernière sera écrite de la forme suivante :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - (-c_3\Omega - c_4C_r + (c_1i_d + c_2)(i_{qref} + i_q^n)) \quad (\text{III-43})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0, \quad \dot{S}(\Omega) = 0, \quad I_q^n = 0 \quad (\text{III-44})$$

D'où l'on tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente I_q^{eq} s'écrit :

$$i_{qref} = \frac{\dot{\Omega}_{ref} + c_3\Omega + c_4C_r}{(c_1i_d + c_2)} \quad (\text{III-45})$$

Durant le mode de convergence, la condition $\dot{V}(\Omega) = S(\Omega)\dot{S}(\Omega) \leq 0$ doit être vérifiée. En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = -(c_1 \dot{i}_d + c_2) i_q^n \quad (\text{III-46})$$

On pose :

$$I_{sq}^n = K_{iq} \text{sign}(S(\Omega)) \quad (\text{III-47})$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre K_{iq} doit être positif, ainsi la somme des grandeurs I_q et I_q^n représente la commande I_q

$$I_{q\text{réf}} = I_q + I_q^n \quad (\text{III-48})$$

Afin d'atténuer tout dépassement possible du courant de référence I_q , Il est souvent utile de rajouter un limiteur de courant qui s'exprime par :

$$I_{q\text{lim}} = I_{q\text{max}} \text{sign}(I_q) \quad (\text{III-49})$$

III-4-3 Réglage du courant i_d

La conception du régulateur du courant par mode glissant de la MSAP s'effectue en trois étapes aussi.

L'expression de la surface a pour forme :

$$S(i_d) = i_{d\text{réf}} - i_d \quad (\text{III-50})$$

La dérivée de cette surface est :

$$\dot{S}(i_d) = \dot{i}_{d\text{réf}} - \dot{i}_d \quad (\text{III-51})$$

Avec

$$\frac{di_d}{dt} = -a_1 i_d + a_2 i_q \Omega + a_3 v_d \quad (\text{III-52})$$

En remplaçant l'équation mécanique (III-39) dans l'équation de la surface de commutation, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(i_d) = i_{dref} + a_1 i_d - a_2 i_q \Omega - a_3 v_d$$

En remplaçant le courant v_d par la tension $v_{dref} = v_d + v_d^n$, on constate que la commande apparaît explicitement dans la dérivée de la surface, cette dernière sera écrite de la forme suivante :

$$\dot{S}(i_d) = i_{dref} + a_1 i_d - a_2 i_q \Omega - a_3 (v_d + v_d^n) \quad (\text{III-53})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0, \quad \dot{S}(\Omega) = 0, \quad v_d^n = 0 \quad (\text{III-54})$$

D'où l'on tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente v_d s'écrit :

$$v_d = \frac{i_{dref} + a_1 i_d - a_2 i_q \Omega}{a_3} \quad (\text{III-55})$$

Durant le mode de convergence, la condition $\dot{V}(\Omega) = S(\Omega)\dot{S}(\Omega) \leq 0$ doit être vérifiée. En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = -a_3 v_d^n \quad (\text{III-56})$$

On pose :

$$v_d^n = K_{id} \text{sign}(S(i_d)) \quad (\text{III-57})$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre K_{id} doit être positif, ainsi la somme des grandeurs v_d et v_d^n représente la commande v_d

$$v_{dref} = v_d + v_d^n \quad (\text{III-58})$$

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

$$v_{dréf} = \frac{\frac{di_{dref}}{dt} + a_1 i_d - a_2 i_q \Omega + K_d \text{Sign}S(i_d)}{a_3} \quad (\text{III-59})$$

III-4-4 Réglage du courant I_q

Pour le réglage de courant I_q on prend l'expression de la surface comme suit:

$$S(i_q) = I_{qréf} - i_q \quad (\text{III-60})$$

La dérivée de cette surface est :

$$\dot{S}(i_q) = \dot{i}_{qréf} - \dot{i}_q \quad (\text{III-61})$$

Avec

$$\frac{di_q}{dt} = -b_1 i_q - b_2 i_d \Omega - b_3 \Omega + b_4 v_q \quad (\text{III-62})$$

En remplaçant l'équation mécanique (4.39) dans l'équation de la surface de commutation, la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(i_q) = \dot{i}_{qréf} + b_1 i_q + b_2 i_d \Omega + b_3 \Omega - b_4 v_q \quad (\text{III-63})$$

En remplaçant le courant v_q par la tension $v_{qréf} = v_q + v_q^n$, on constate que la commande apparaît explicitement dans la dérivée de la surface, cette dernière sera écrite de la forme suivante :

$$\frac{di_q}{dt} = -b_1 i_q - b_2 i_d \Omega - b_3 \Omega + b_4 (v_q + v_q^n) \quad (\text{III-64})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(i_q) = 0, \quad \dot{S}(i_q) = 0, \quad v_q^n = 0 \quad (\text{III-65})$$

D'où l'on tire de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente v_d^{eq} s'écrit :

$$v_q = \frac{\dot{i}_{qréf} + b_1 i_q + b_2 i_d \Omega + b_3 \Omega}{b_4} \quad (\text{III-66})$$

Durant le mode de convergence, la condition $\dot{V}(i_q) = S(\Omega) \dot{S}(i_q) \leq 0$ doit être vérifiée. En remplaçant l'expression de la commande équivalente dans l'expression de la dérivée de la surface, on obtient :

$$\dot{S}(\Omega) = -b_4 v_q^n \quad (\text{III-67})$$

On pose :

$$v_{sd}^n = K_{iq} \text{sign}(S(i_q)) \quad (\text{III-68})$$

Pour vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre K_{iq} doit être positif, ainsi la somme des grandeurs v_q et v_q^n représente la commande v_q

$$v_{qréf} = v_q^{eq} + v_q^n \quad (\text{III-69})$$

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

$$v_q = \frac{\dot{i}_{qréf} + b_1 i_q + b_2 i_d \Omega + b_3 \Omega + K_{iq} \text{sign}(S(i_q))}{b_4} \quad (\text{III-70})$$

III-5. Simulations et interprétations

Nous avons analysé le comportement du système à structure variable (CSV) pour diverses formes de la commande discontinue dans le cas d'asservissement de en vitesse. Les résultats obtenus avec la CSV sont comparés entre eux afin de montrer la meilleure structure de commande. Les critères pris en compte sont: rapidité de réponse, erreur statique nulle, oscillations sur les réponses faibles (élimination du phénomène de chattering). L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences. Pour cette raison, on va appliquer seulement la commande intégrale pour l'asservissement de la vitesse ou de la position en tenant compte de la présence de l'onduleur.

III.5.1. Résultats de simulation pour l'asservissement de la vitesse

Dans l'essai de la figure (III.9), nous avons simulé un démarrage à vide avec application d'une charge égale 5 Nm à $t=0.2$ s pour une vitesse de référence de 200rad / s dans la fig(III.110)

Pour l'essai de la figure (III.11) , nous avons inversé le sens de rotation de

+200 rad / s à -200 rad / s à l'instant $t = 0.2$ s.

Les résultats de simulation montrent que la réponse en vitesse est rapide et précise.

L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément. L'inversion du sens de rotation permet de déduire que la commande est robuste.

Le courant I_q est l'image du couple. Les seules oscillations résiduelles observables sur le couple aux instants $t=0.2$ s et $t = 0.21$ s correspondent à une oscillation autour de la variété de glissement qui est très rapidement atténuée, car la commande passe de la commande discontinue à la commande continue et le système entre en régime glissant de $S(\omega) = 0$.

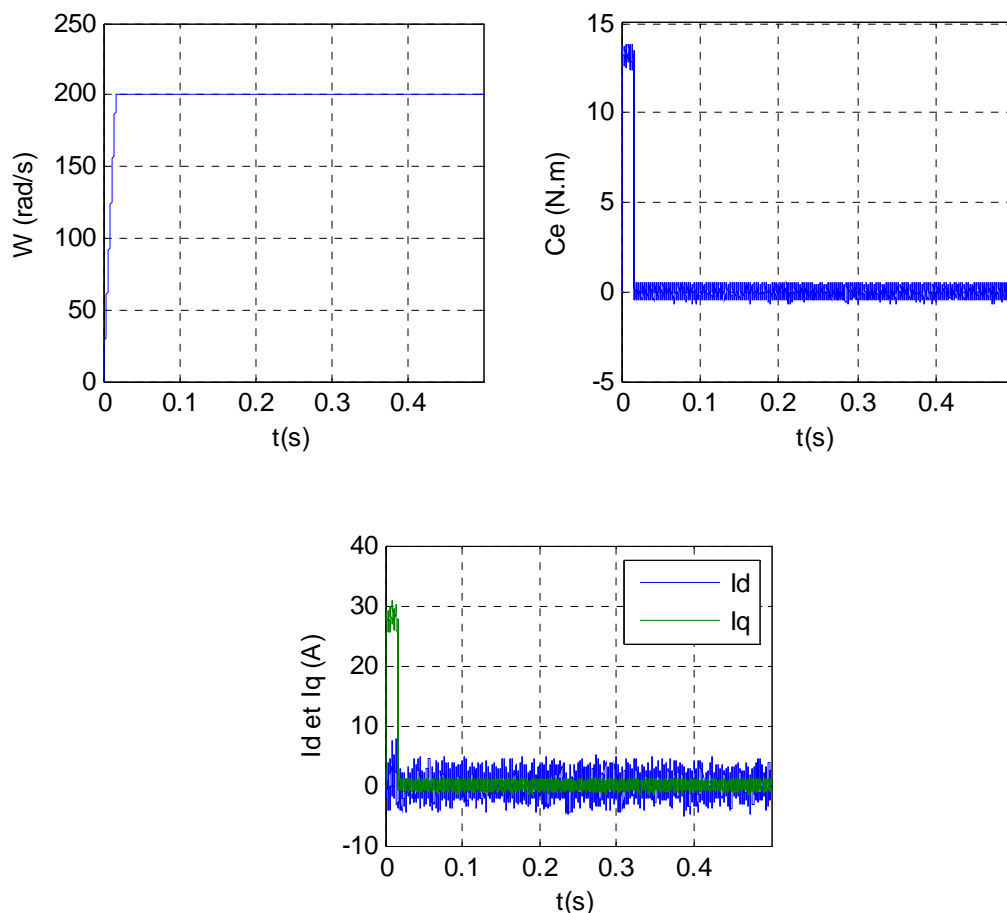


Fig.III.9 Réponse mode glissant de la MSAP pour l'asservissement en Vitesse a vide

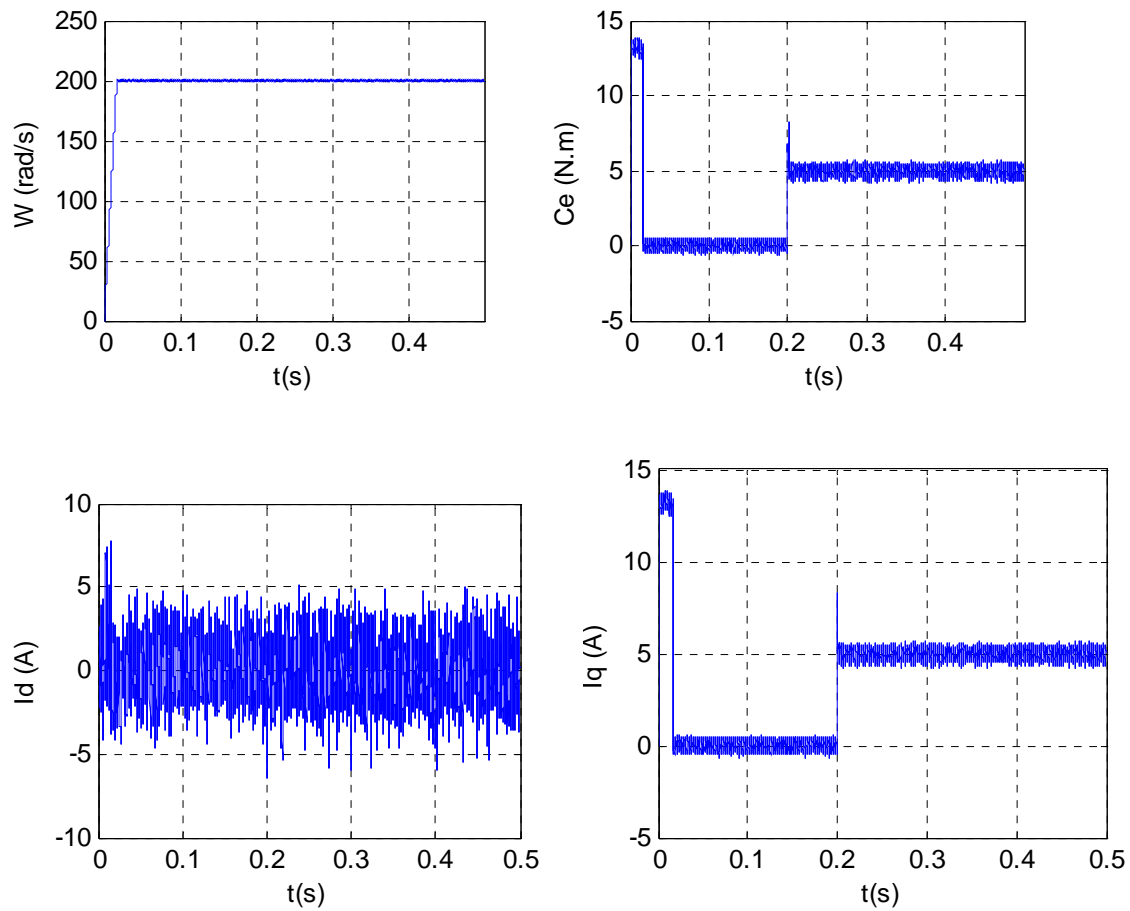
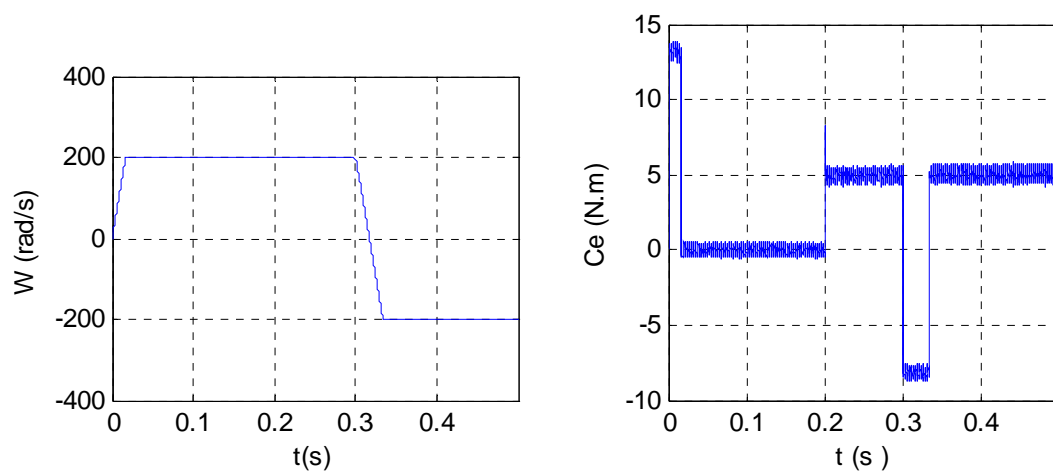


Fig.III.10 Réponse mode glissant de la MSAP pour l’asservissement en Vitesse en charge à $t= 0.2s$



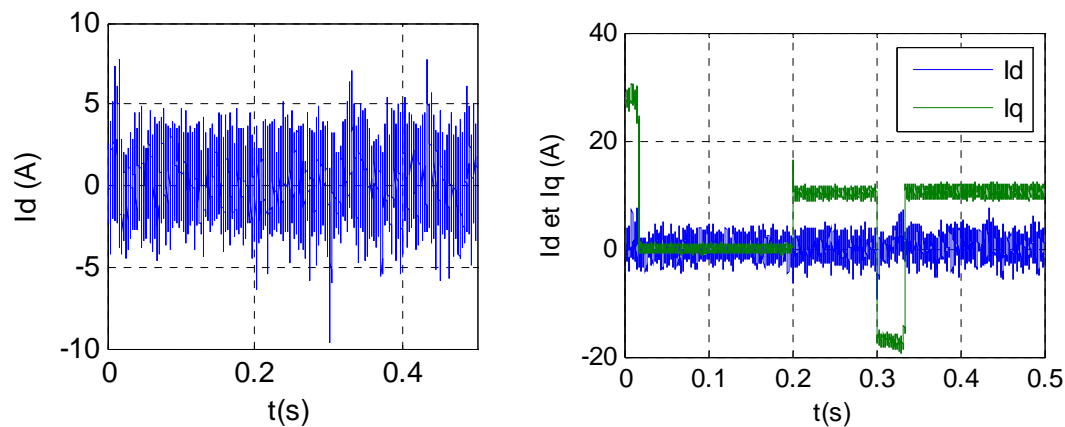


Fig.III.11 Réponse mode glissant de la MSAP pour l'asservissement en inverse la Vitesse en charge à $t= 0.2s$

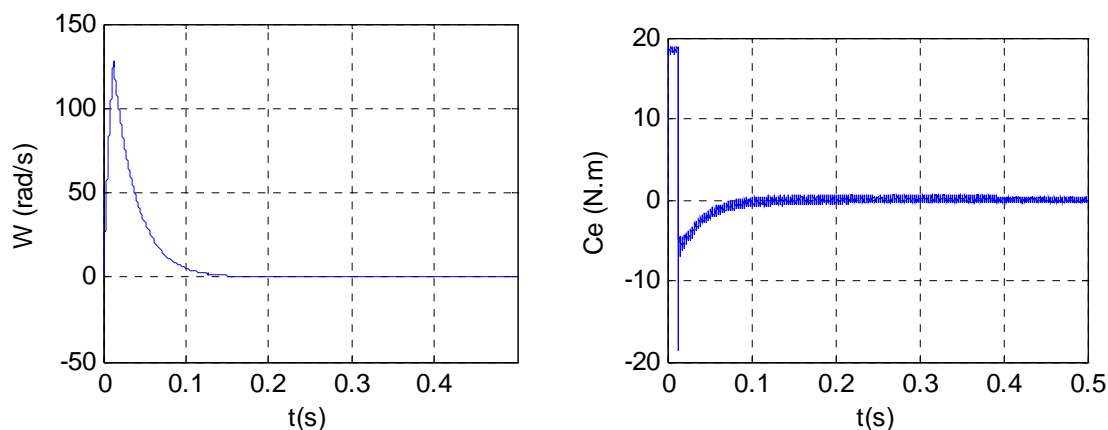
III.5.2. Résultats de simulation pour l'asservissement de la position

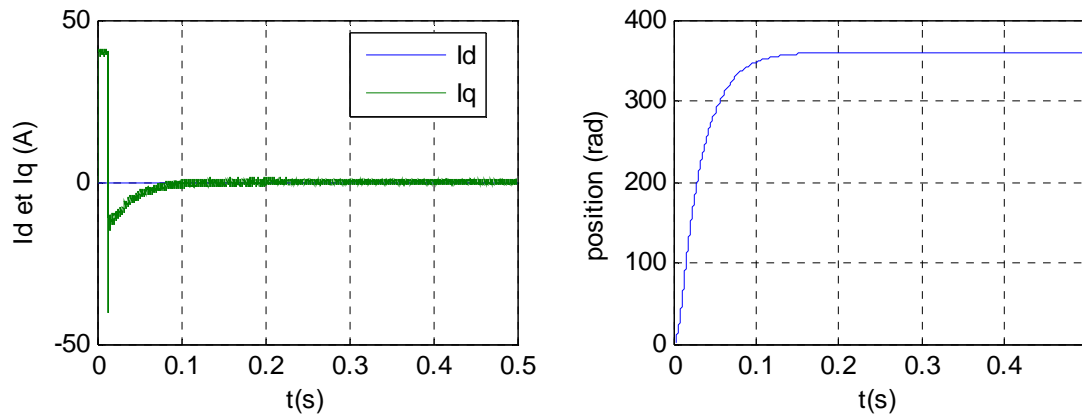
Les résultats de simulation d'une CSV de trois surfaces pour la commande en position, sont représentés dans la figures (III.12) ces résultats sont obtenus dans les conditions suivantes:

Lors de démarrage à vide (figure III.12), on applique un échelon de référence de position de 360° (1 tour mécanique). Une fois que nous atteignons le régime permanent, nous appliquons un échelon de couple résistant de 5 Nm quand $t=0.2$ s .

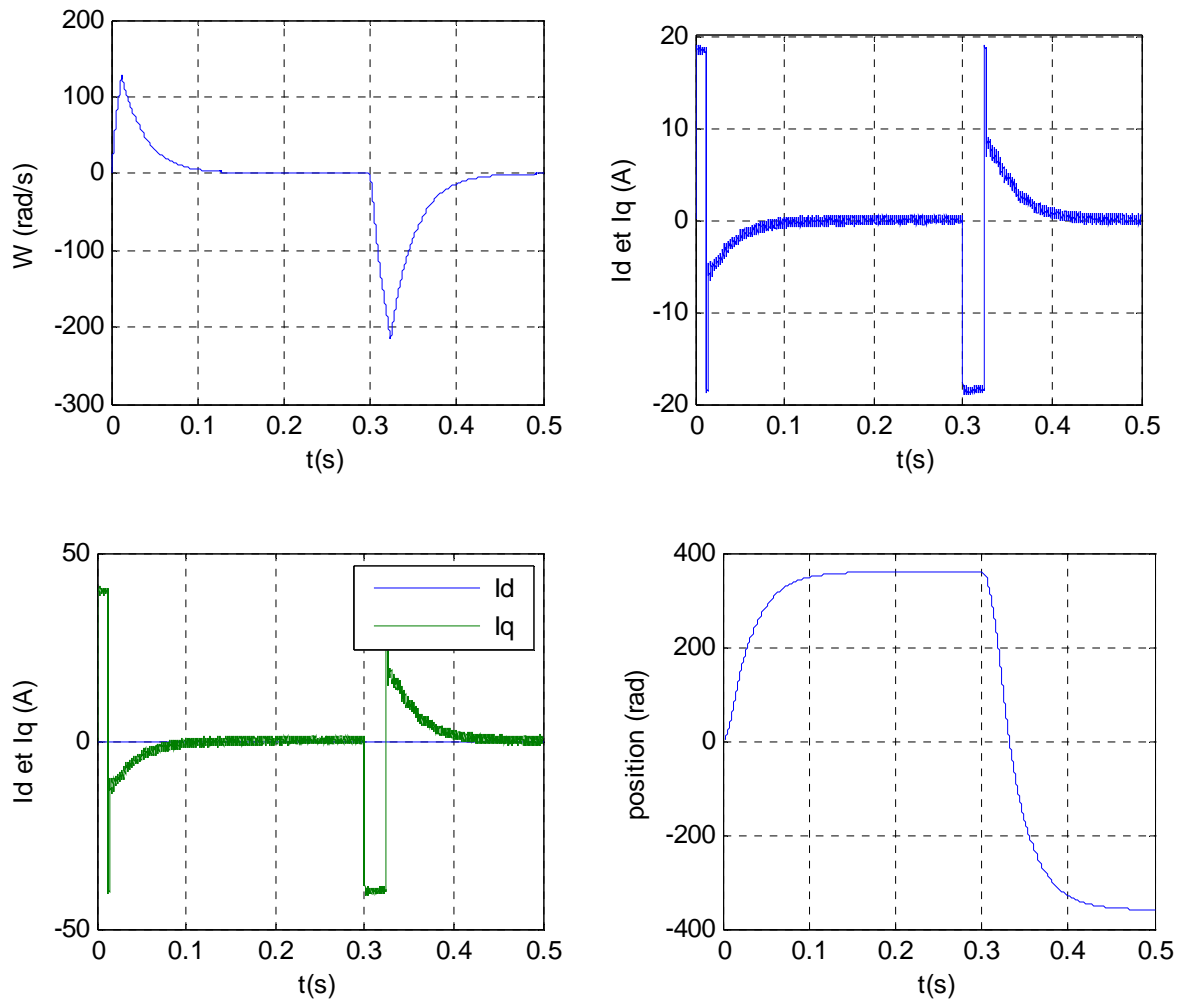
Nous constatons que l'allure de la position est obtenue sans dépassement et que l'arbre du MSAP suit l'angle de référence avec un temps de réponse acceptable. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément.

Nous constatons aussi que le courant Iq est limité à sa valeur de référence. Cela explique que le système utilise son maximum d'énergie. Le courant Iq est l'image du couple. $C_e(Nm)$





.fig.III.12 Réponse de MSAP en position avec onduleur



.fig.III.13 Réponse de MSAP en inversion la position avec onduleur

Conclusion

Les notions de base de la commande du mode glissant ont tout d'abord été présentées dans ce chapitre. Trois régulateurs par mode glissant sont conçus, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants i_d et i_q .

Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations internes et externes. Cependant le principal inconvénient du réglage par mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de chattering.

Les réponses en vitesse poursuivent correctement la consigne de référence choisie malgré les proportions importantes des perturbations et rejettent instantanément la perturbation de la charge

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande en vitesse ou en position par PI et mode de glissant d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents.

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de *Park* pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. En suite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à *MLI* sinus triangle.

Le deuxième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la MSAP pour son asservissement en vitesse et en position. Les résultats de simulation de l'association (commande vectorielle, onduleur de tension et moteur) sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle: la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable sauf lors de l'asservissement en position. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique de commande se manifeste lors des variations paramétriques de la machine. En effet, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient stables.

Dans le dernier chapitre nous avons appliqué la commande par mode glissant à Ce type de commande a montre plusieurs avantages tels que la robustesse de la commande faible temps de réponse. Différents tests de simulation sont également effectués afin de vérifier les performances de l'asservissement en vitesse et en position par la CSV . Les résultats obtenus sont satisfaisants. En effet, le système est rapide, la charge n'a pas d'influence sur le comportement du moteur et l'inversion du sens de rotation se fait en suivant précisément la consigne

En perspectives, l'étude réalisée dans le cadre de cette thèse pourrait être mené en utilisant les réseaux neurones, la logique floue et les techniques DTC pour la commande de la machine.

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée [BEN 05] :

Puissance nominale $P_n = 3\text{Kw}$

Tension nominale $V = 220\text{v}$

Vitesse nominale $\Omega = 230\text{rad / s}$

Résistance statorique $R_s = 0.6\Omega$

Inductance suivant l'axe d $L_d = 1.4 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

Inductance suivant l'axe q $L_q = 2.8 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

Nombre de paire de pôles $p = 1$

Flux permanent $\phi_{sf} = 0.12\text{Wb}$

Moment d'inertie $J = 1.1 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$

Coefficient de frottement visqueux $f = 1.1 \cdot 10^{-3} \text{ Nm/ rad / s}$

[**ABE 02**] **Abed. A**, "Contribution à l'étude et au diagnostic de la machine asynchrone", thèse de doctorat, Université Henri Poincaré Nancy, 2002.

[**ACH07**] **Achouri.R**, "Commande vectorielle de la machine asynchrone" Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique, juin 2007.

[**BAG 99**] **Baghli. L**, " Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisations de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", thèse de doctorat .Université Henri Poincaré Nancy, 99

[**BEL05**] **Belhamdi.S**, "Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'une MAS", Thèse de Magister, Université Med Khider Biskra, 2005.

[**BEN 05**] **Benchabane. F**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering ", Thèse de Magister, Université Med Khider Biskra, 2005

[**BEN 98**] **Benchab, R**. " Application Des Modes De Glissement Pour La Commande En Temps Réel De La Machine Asynchrone". Thèse de doctorat de l'université de Picardie Jules Vernes. France.1998.

[**BOU08**] **Boutata.B**, " Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur" Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, juillet 2008.

[**BUC01**] **Buche.G**, " Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/Simulink" Mémoire d'ingénieur de C.N.A.M, 2001.

[**BOU 96**] **Boussak, M. Pilioua-Sendo, R**. " Commande vectorielle sans capteur mécanique avec l'estimation de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants". 16^{ème} journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre 1996.

[**CAR 95**] **Caron J.P. Hautier, J.P**. " Modélisation et Commande De La Machine Asynchrones" Edition Technico, 1995.

[CAN 00] Canudas, C. " Commande Des Moteurs Asynchrones 1 : Modélisation, Control Vectoriel et DTC". Volume 1.Paris Hermès Science Publication, 2000.

GRE 00] Grellet.G, Clerc, G. " Actionneurs Electriques, Principe/Modèle/Commande" Eyrolles, Deuxième Edition 2000.

[HCH 99] Hchour, A. " Synthèse De Commande Et D'observateurs Par La Passivité : Application à La Machine synchrone à Aimants Permanents". Mémoire de Magister, E.N.P, El-Harrach ,1999.

[HAD 02] HadeF, M. " Contrôle Direct Du Couple Des Machines synchrones Avec Et Sans Capteur Mécanique ". Mémoire de Magister de l'université de Bejaia ,2002.

[KHE 01] Khelfa, S. " Commande Vectorielle D'une Machine à Induction ; Impact De :

- La Saturation De La Machine
- La Modulation Du Convertisseur "

Thèse De Magistère, Université De Batna, 2001.

[LAA 01] Laala, W. " Commande Vectorielle De La Machine synchrone A Aimants permanents Sans capteurs De Position Et De Vitesse". Mémoire de Magister de l'université de Biskra, 2001.

[MER 02] Meroufel, A. "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à MLI". 2002 ; université de Batna.

[OUN 03] Ounissi, A." Contribution à la commande par mode glissant d'une machine synchrone à aimant permanent". Thèse De Magister, Université De Batna, 2003.

[ROB 95] Robyns, B. Fu, Y. Labrique, F. " Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance". Université Catholique de Louvain, Laboratoire d'électrotechnique, Belgique. Les Editions de physique 1995.

[SMI 00] Smigiel, E. Sturtzer, G. " Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses, 2000.

[ZIA 02] Ziane, H. Rekioua, T. " Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur" 3ème Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002; université de Batna.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Année Universitaire : 2010 / 2011

Proposé et dirigé par : Monsieur : Saad BELHAMDI

Présenté par : HADJ LARBI ELYAMINE
BEN YAHIA SABAH

THEME :

**COMMANDE EN POSITION ET EN VITESSE D'UN MOTEUR
SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS**

Résumé :

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont très utilisés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, faibles et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisqu'ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci leur durée de vie et ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse.

Le but de travail est d'étudier la commande d'une machine synchrone à aimants permanents. Nous avons étudié la modélisation de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé par technique de modulation de largeur d'impulsion MLI, puis nous avons appliqué la commande vectorielle à la machine et nous avons effectué un réglage de vitesse et de position, en utilisant des régulateurs PI. Nous avons terminé ce travail par une commande en vitesse et en position par mode glissant.

Mots Clés : Machine synchrone, Modélisation, Onduleur, Commande vectorielle, Commande par mode glissant.