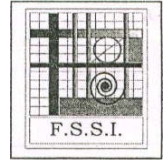


République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de
La Recherche Scientifique



UNIVERSITE MOHAMMED KHIDER DE BISKRA
FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° d'ordre:.....

Série:.....

Mémoire

Présenté pour obtenir le diplôme de Magister Nouveau régime en

Electrotechnique

Option

Electricité industrielle

-Thème-

**Commande en position et en vitesse par mode de glissement
d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents
avec minimisation du chattering**

Par

BENCHABANE Fateh

Soutenu le :/...../2005

Devant le jury

Président	: Dr S. E. ZOUZOU	Pr	Univ. Biskra
Rapporteur	: Dr A. H. BENAKCHA	MC	Univ. Biskra
Co-rapporteur	: Mr A. MENACER	MACC	Univ. Biskra
Examineurs	: Dr M. S. NAIT SAID	Pr	Univ. Batna
	Dr M. KADJOUJ	MC	Univ. Batna

Année Universitaire 2004/2005

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein de l'institut d'électrotechnique de l'université de Biskra.

*Ainsi, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **Abdelhamid BENAÏCHA**, Maître de Conférences à l'Université de Biskra, président de la comité scientifique de l'institut d'électronique, pour avoir dirigé ce travail, pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Mes remerciements vont également à Monsieur **Arezki MENACER**, Maître Assistant Chargé de Cours à l'université de Biskra, pour son importante participation dans l'élaboration de ce travail à travers ses nombreux conseils et idées éclairées.*

*Je remercie vivement Monsieur **Salah-eddine ZOOUZOU**, professeur à l'université de Biskra, président du comité scientifique de l'institut d'électrotechnique, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de mon mémoire.*

*J'adresse mes respectueux remerciements à Monsieur, **M. S. NAIT. SAID** professeur à l'université de Batna, pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*J'exprime également ma gratitude à Monsieur **Amar MOUSSI** professeur à l'université de Biskra, pour m'avoir accepté d'examiner ce travail.*

*Mes remerciements vont également à Monsieur **A. BOUHANTELLA**, Maître Assistant Chargé de Cours à l'université de Biskra, pour m'avoir accepté d'examiner ce travail au titre d'invité, soit aussi bien remercié pour avoir su donné un plus au débat.*

*Il me tient tout particulièrement à cœur de remercier monsieur **Djamel TAIBI**, Post graduant en électrotechnique à l'université de Batna pour ses encouragements et ses aides, particulièrement, dans le côté du programmation. Il trouve ici toute ma sympathie!*

*Je remercie aussi M^{elle} **Naima RAHOUA**, M^{elle} **Aicha SAADI**, M^{elle} **Nadjiba TERKI** qui n'ont pas cessé de m'encourager pour pouvoir mener à terme ce travail.*

*Mes remerciements s'adresse aussi à mon ami **Khaled YAHIA**, Post graduant en électrotechnique à l'université de Biskra, pour sa disponibilité et ses qualités humaines.*

Je tiens également à remercier tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.

A mon père et à ma mère

Mes Sœurs, mes Frères et mes Proches,

A tous ceux qui m'ont nourri de leur savoir,

Et à ceux avec qui je partage de bons souvenirs.

Sommaire

Remerciements.....	I
Dédicace.....	II
Sommaire.....	III
Notations et symboles.....	IV
Introduction	1
Chapitre I: Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Structure des machines synchrones triphasées	3
I.2.1 Le stator.....	3
I.2.2 Le rotor.....	4
I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	6
I.3.1 Mise en équation de la MSAP.....	6
I.3.2 Application de la transformation de <i>Park</i>	7
I.3.2.1 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère lié au rotor	8
I.3.2.2 Représentation d'état.....	9
I.4 Modélisation de l'onduleur de tension	10
I.5 Commande de l'onduleur de tension à <i>MLI</i> naturelle (sinus-triangle).....	12
Conclusion.....	14
Chapitre II: Commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement en vitesse ou en position	
II.1 Introduction.....	15
II.2 Commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse ou de la position	15
II .2.1 Principe.....	15
II .2.2 Description du système global.....	16
II .2.3 Découplage.....	17
II .2.4 Détermination des régulateurs de courants	19
II .2.5 Détermination du régulateur de vitesse	21
II .2.6 Détermination du régulateur de position	22
II.3 Résultats de simulation.....	23
II.3.1 Commande en vitesse.....	23
II.3.2 Commande en position	25
Conclusion.....	26

Chapitre III: Commande à structure variable

III.1 Introduction.....	27
III.2 Principe de la commande par mode de glissement.....	28
III.2.1 Bases mathématiques de la commande à structure variable.....	28
III.2.2 Exemple de synthèse d'une commande à structure variable.....	29
III.2.3 Démonstration du mode de glissement.....	32
III.2.4 Conditions d'existence du mode de glissement.....	33
III.2.5 La commande équivalente.....	34
III.2.6 La commande discontinue de base.....	36
III.2.6.1 Commande sign.....	36
III.2.6.2 Commande avec un seul seuil.....	37
III.2.6.3 Commande adoucie.....	37
III.2.6.4 Commande intégrale.....	38
Conclusion.....	39

Chapitre IV: Commande par mode glissant de la MSAP pour l'asservissement en vitesse ou en position

IV.1 Introduction.....	40
IV.2 Application de la CSV à la machine synchrone à aimants permanents.....	40
IV.2.1 L'asservissement de la vitesse.....	40
IV.2.2 L'asservissement de la position.....	43
IV.3 Résultats de simulation.....	44
IV.3.1 Elimination du phénomène de chattering.....	44
IV.3.1.1 L'asservissement de vitesse.....	45
a. Commande de type relais.....	45
b. Commande adoucie.....	46
c. Commande intégrale.....	46
IV.3.2 Résultats de simulation pour l'asservissement de la vitesse.....	48
IV.3.3 Résultats de simulation pour l'asservissement de la position.....	50
Conclusion.....	51

Chapitre V: Etude comparative entre la CSV et la commande PI pour l'asservissement en vitesse ou en position du MSAP

V.1 Introduction.....	53
V.2 Etude comparative de la CSV et la commande PI pour l'asservissement en vitesse du MSAP.....	53
V.2.1 Réponse pour une variation de la vitesse de référence.....	53
V.2.2 Réponse pour une variation de la charge.....	54
V.2.3 Réponse pour une variation du moment d'inertie de la machine.....	56

V.3 Etude comparative entre la CSV et la commande PI pour l'asservissement en position du MSAP	
V.3.1 Réponse pour une variation de la position de référence	57
V.3.2 Réponse pour une variation de la charge	58
V.3.3 Réponse pour une variation du moment d'inertie de la machine	59
Conclusion.....	60
Chapitre VI: Commande sans capteurs mécaniques de vitesse et de position	
VI.1 Introduction.....	61
VI.2 Filtre de Kalman étendu.....	61
VI.2.1 Principe.....	61
VI.2.2 Algorithme.....	62
VI.3 Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP.....	63
VI.3.1 Détermination des matrice F et H.....	64
VI.3.2 Choix des matrices de covariance Q et R :	66
VI.4 Simulation d'une commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse et de position.....	67
VI.4.1 Présentation du système simulé.....	67
VI.4.2 Résultats de simulation.....	67
a. Asservissement de vitesse.....	67
b. Asservissement de position.....	68
VI.5 Simulation d'une commande par mode glissant sans capteur mécanique de vitesse et de position	
VI.5.1 Présentation du système simulé.....	70
VI.5.2 Résultats de simulation.....	71
a. Asservissement de vitesse.....	71
b. Asservissement de position.....	72
Conclusion.....	73
Conclusion générale.....	74
Résumé.....	7 6
Annexe.....	77
Bibliographie.....	78

Notations et symboles

MSAP	Moteur synchrone à aimants permanents
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
α, β	Référentielle fixe lié au stator
f.m.m	Force magnétomotrice
CSV	Commande à structure variable
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
t	Temps [s]
P	Opérateur de Laplace ($= \frac{d}{dt}$)
v_s	Tension instantanés des phases statoriques [V]
i_s	Courant instantanés des phases statoriques [A]
i_a, i_b, i_c	Courants des phases statoriques [A]
v_a, v_b, v_c	Tensions des phases statoriques [V]
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases a, b, c, respectivement, [H]
M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}	Mutuelle inductance entre phases (a et b), (a et c), (b et c), respectivement [H]
ϕ_s	Flux statoriques [Wb]
L_{ss}	Inductance statorique [H]
R_s	Résistance statorique [Ω]
f	Coefficient de frottement visqueux [Nm/rad/s]
J	Inertie de l'entraînement [kg.m ²]
p	Nombre de paire de pôles
Ω	Vitesse de rotation mécanique [rad/s]
Ω_{ref}	La vitesse de référence [rad/s]
ω	Pulsation électrique du rotor ($\omega = p \cdot \Omega$) [rad/s]
T	Matrice de <i>Park</i> normalise
C_e	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
θ_{ref}	La position de référence [rad]
θ	La position réelle [rad]

K_{θ}	Gain de régulateur de position
V_d, V_q	Tensions statoriques du repère de <i>Park</i> [V]
I_d, I_q	Courants statoriques du repère de <i>Park</i> [A]
ϕ_d, ϕ_q	Flux du stator selon les axes d,q [Wb]
L_d, L_q	Inductance du stator les axes d,q [H]
ϕ_{sf}	Flux des aimants [Wb]
x	Vecteur d'état
u	Vecteur de commande
u_{\min}, u_{\max}	La commande minimale, maximale, respectivement [V]
u_{eq}	La commande équivalente [V]
u_n	La commande discontinue [V]
$S(\Omega)$	La surface de glissement de la vitesse [rad/s]
$S(\theta)$	La surface de glissement de la position [rad]
$S(I_d)$	La surface de glissement du courant I_d [A]
$S(I_q)$	La surface de glissement du courant I_q [A]
I_{dref}	Le courant de référence suivant l'axe d [A]
I_{qeq}	Le courant de référence suivant l'axe q [A]
I_{qn}, I_{dn}	Les courants de commande discontinue suivant l'axe d,q [A]
V_{deq}, V_{qeq}	Les tensions de commande équivalente suivant l'axe d et q [V]
V_{dn}, V_{qn}	Les tensions de commande discontinue suivant l'axe d et q [V]
K_v, K_d, K_q	Les paramètres de la commande par mode de glissement
R_1, R_2	Les paramètres de la variété de glissements
w	Bruit d'état
v	Bruit de mesure
y	Vecteur d'observation
Q	Matrice de covariance de bruit d'état
R	Matrice de covariance de bruit de mesure
P	Matrice de covariance de l'erreur
\hat{x}	Vecteur d'état estimé
\hat{Y}	Vecteur de sortie estimé
$K(K)$	Gain du filtre de Kalman

Introduction

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 à structure variable (CSV) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissement 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].

La commande sans capteurs de vitesse et de position est devenue un axe de recherche et de développement intensif. Les chercheurs veulent éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces derniers dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. Elle peut aussi dégrader les performances de la régulation. Pour ces raisons, la suppression des ces capteurs est indispensable.

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de six 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 (IP) 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.
- Le quatrième chapitre traite de l'application de la CSV au MSAP pour l'asservissement de vitesse ou de position, avec minimisation du phénomène de chattering. On a utilisé la stratégie à 3 surfaces, l'une pour la vitesse ou la position et l'autre pour les courants.
- Le cinquième chapitre montre l'efficacité et la robustesse de la CSV. Une étude comparative entre cette dernière et la commande PI est accomplie à travers des simulations numériques appliquées à la machine.
- L'intégration d'un filtre de Kalman étendu, pour atteindre un réglage total, constitue l'objet du sixième chapitre. Ce dernier permet d'estimer la vitesse et la position, afin de les introduire dans la commande vectorielle et la commande par mode de glissement pour l'asservissement de vitesse ou de position.

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

Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction

Les machines électriques sont, en général, modélisées par des équations non linéaires. Cette non linéarité est due 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 de puissances, dans les systèmes d'entraînements, allant de quelques centaines de watts jusqu'à plus de 50 MW [SMI 00].

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.

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 de tensions, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est 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 :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (I.1)$$

1.2.2 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 .

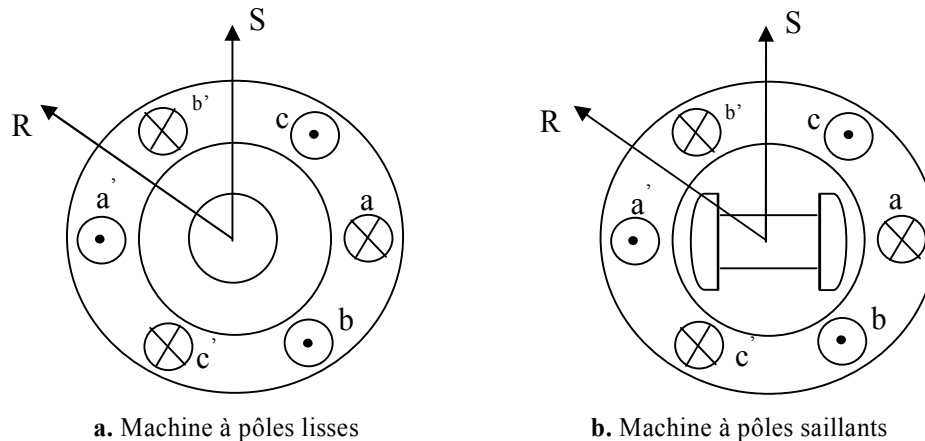


Figure 1.1: Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.

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 (0.5 MW à 50 MW). 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 [HCH 99].

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.

Le rotor possède différentes configurations [BUH 97], [LAA 01]. La figure 1.2 montre trois cas typiques 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.

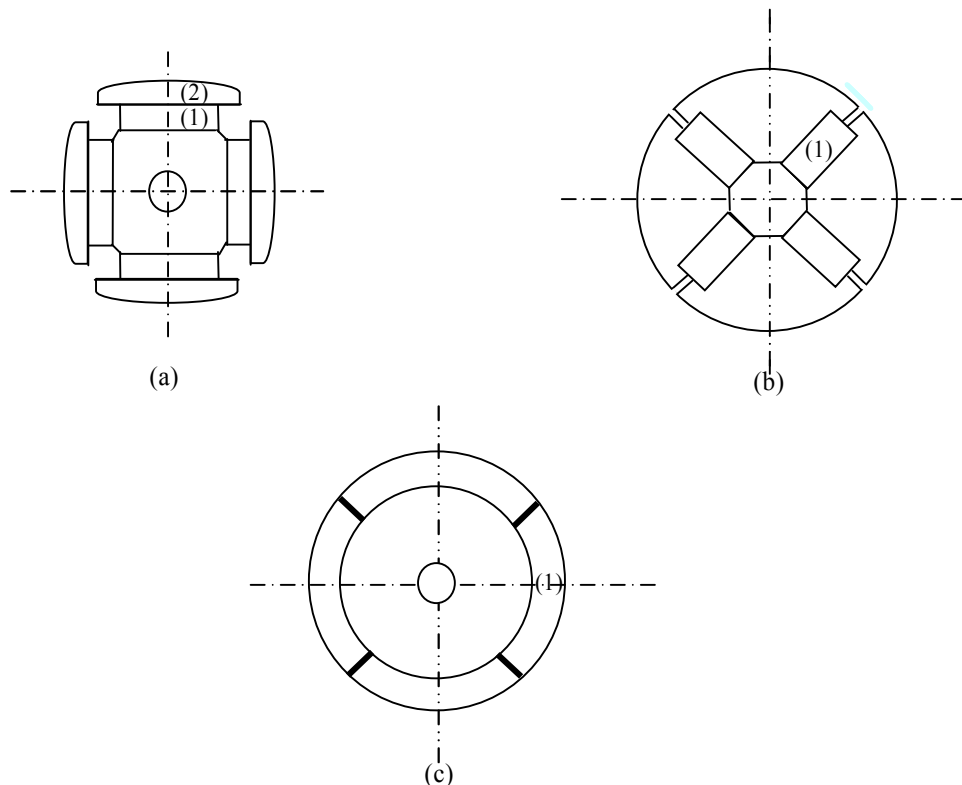


Figure 1.2: Différents types de rotors d'une MSAP.

- (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 :

- le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- les f.e.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.

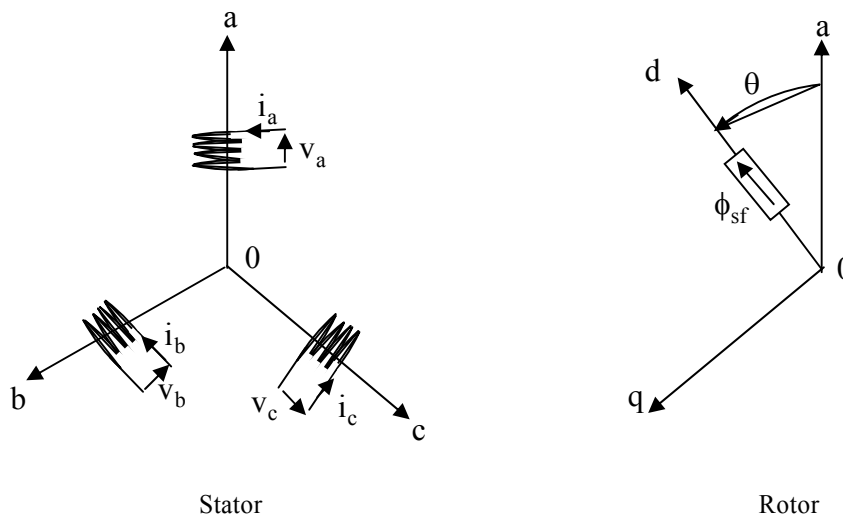


Figure 1.3: Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

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

- Expression des tensions statoriques

$$[v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (I.2)$$

- Expression des flux statoriques

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

où :

$$[v_s] = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \quad : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

$$[i_s] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T \quad : \text{Vecteur courants statoriques}$$

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

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

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

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

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 trois 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].

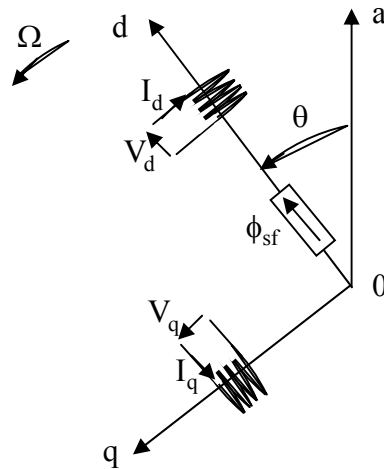


Figure1.4: Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

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

- Expressions des tensions

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \dot{\phi}_d - \omega \cdot \phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \dot{\phi}_q + \omega \cdot \phi_d \end{cases}
 \tag{I.6}$$

- 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 :

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

- Equation mécanique :

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

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.

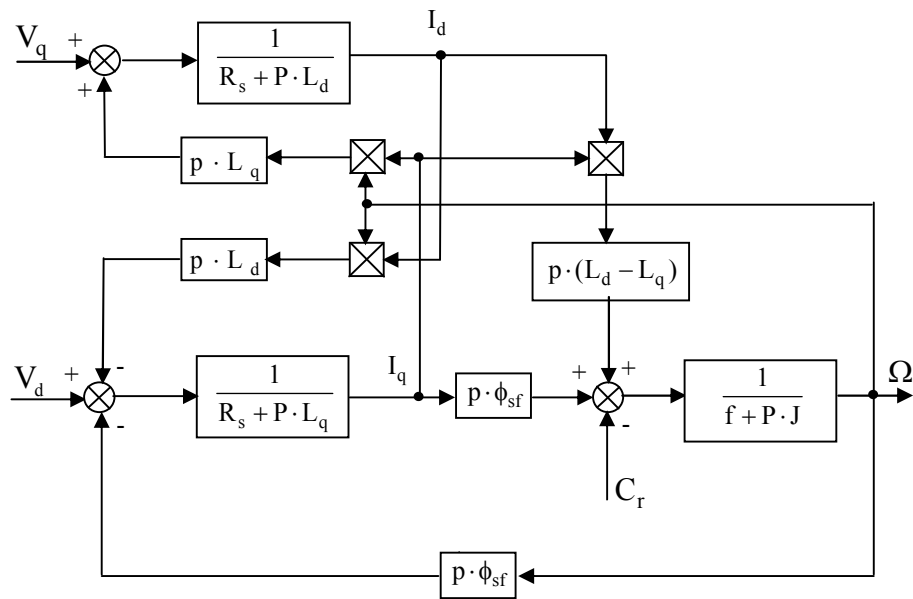


Figure 1.5: Le modèle de la machine dans le repère de Park.

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 [11].

- $S_{a,b,c} = 1$: 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] :

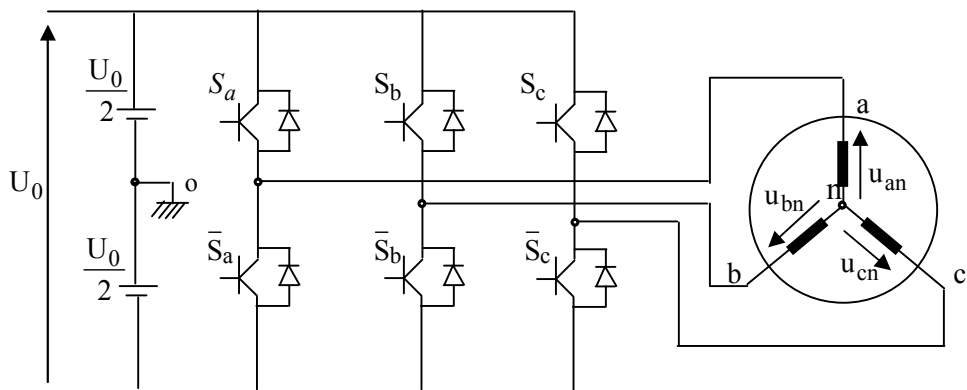


Figure 1.6: Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

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 :

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

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:

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

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 MAS 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:

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

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

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

alors:

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

Comme on peut le voir, les combinaisons $(S_a S_b S_c) = (111)$ et $(0\ 0\ 0)$ correspondent au vecteur nul. La figure 1.7 montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé.

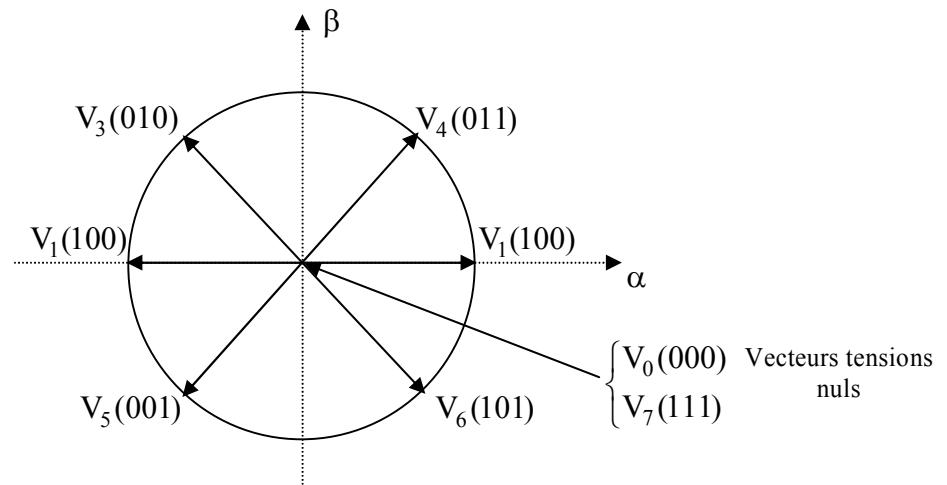


Figure 1.7 Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans (α, β) .

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] :

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

Les 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.

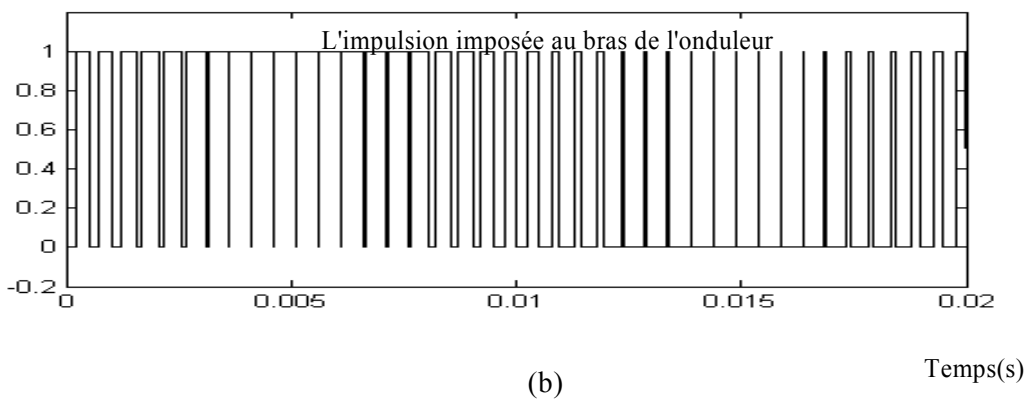
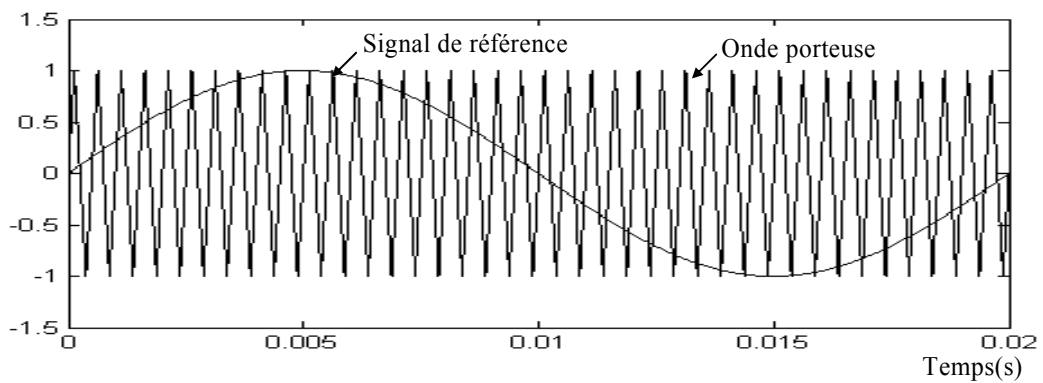
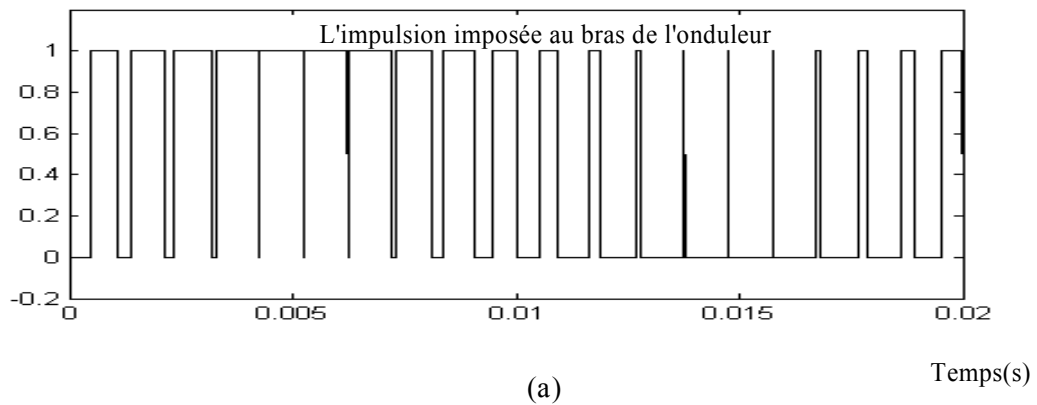
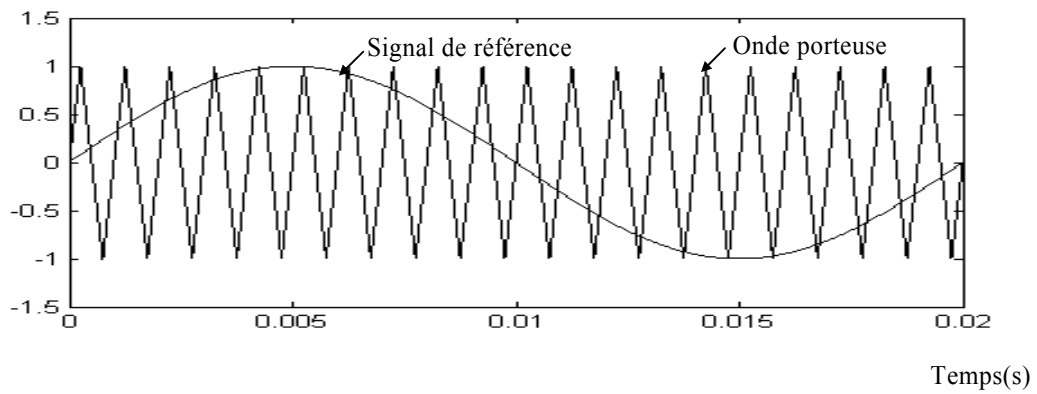


Figure 1.8 Génération d'une *MLI* naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2 kHz (b).

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.

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 ou de la position.

On a également présenté la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande à *MLI* sinus triangle.

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

II.1 Introduction

Le développement de nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques a permis une augmentation des fréquences de commutation et, par conséquent, une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calcul ont considérablement évolué. Tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire et permanent [HAD 02].

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [GRE 00].

Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Ceci est possible en contrôlant instantanément soit son amplitude et son retard par rapport à la f.e.m, soit ces composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature.

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant [HCH 99]:

- l'une ne nécessite pas la connaissance au préalable du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence: c'est la méthode de contrôle par régulateurs à hystérésis,
- l'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet, en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références, de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (*MLI*).

II.2 Commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse ou de la position

II .2.1 Principe

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c-à-d un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [GRE 00], [BUH 97].

L'équation (II.1), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables qui sont choisies comme variables d'états I_d et I_q (respectivement courants longitudinal et en quadrature).

$$C_e = p \cdot [(L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + \Phi_{sf} \cdot I_q] \quad (\text{II.1})$$

Il s'agit donc de définir une relation entre ces deux variables, puisqu'il n'y a qu'une grandeur à commander (le couple) et deux variables à réguler (I_d et I_q).

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_d nulle. Nous contrôlons le couple uniquement par le courant I_q . On règle ainsi la vitesse ou la position par la composante I_q [BOU 96] [ZIA 02].

II.2.2 Description du système global

La figure 2.1 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse ou en position d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

La référence du courant direct I_{dref} est fixe et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple C_e^* . Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^*, V_q^* .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse ou de position, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas.

Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a, b, c), servent de références de tensions (V_a^*, V_b^*, V_c^*) pour la commande de l'onduleur à *MLI*.

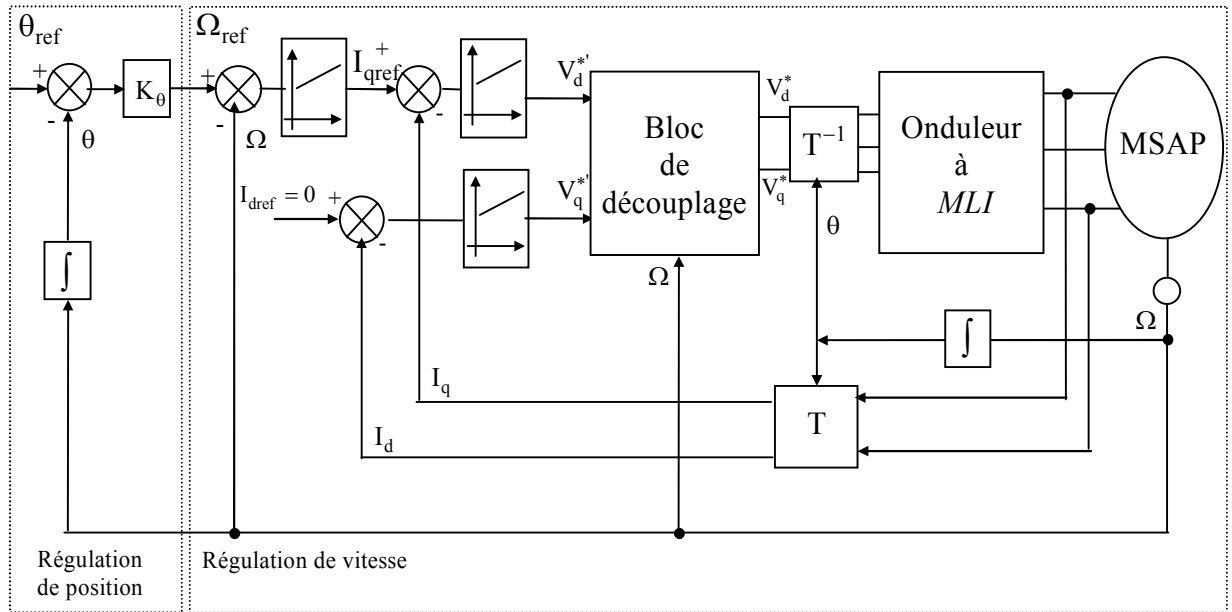


Figure 2.1: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

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:

$$\begin{cases} V_d = (R_s + P \cdot L_d) \cdot I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q \\ V_q = (R_s + P \cdot L_q) \cdot I_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \phi_{sf} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

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

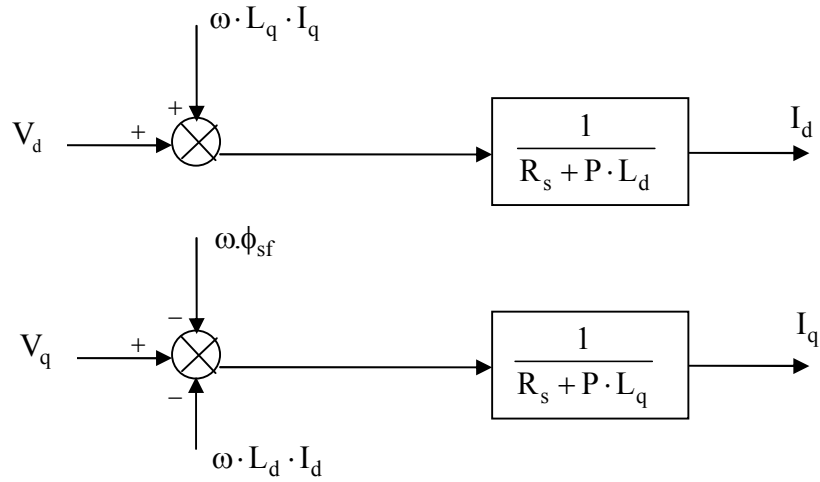


Figure 2.2: Description des couplages.

A partir des équations (II.2), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure 2.3).

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega \cdot L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

alors:

$$\frac{I_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + P \cdot L_d} \quad (\text{II.4})$$

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 :

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \phi_{sf} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

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

$$\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + P \cdot L_q} \quad (\text{II.6})$$

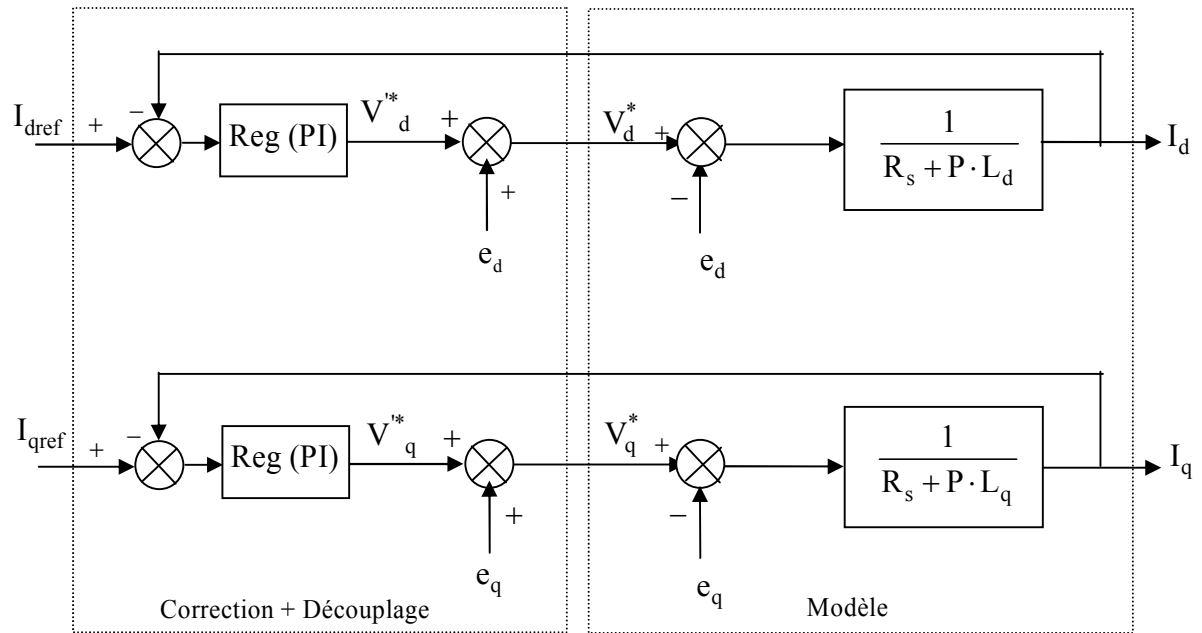


Figure 2.3: Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

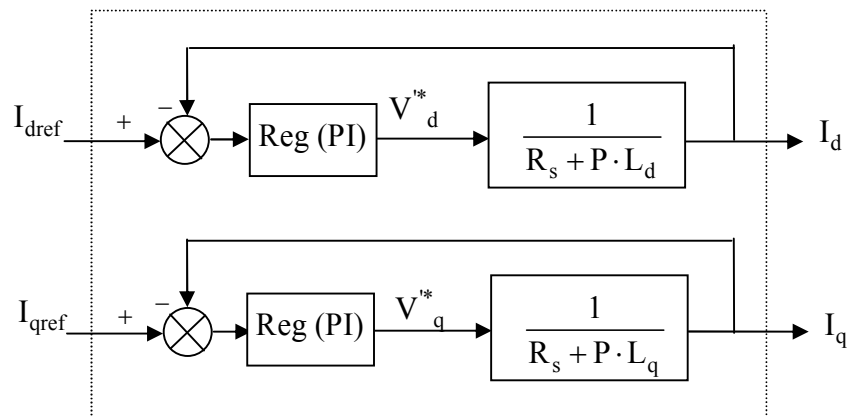


Figure 2.4: Commande découplée.

II .2.4 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.

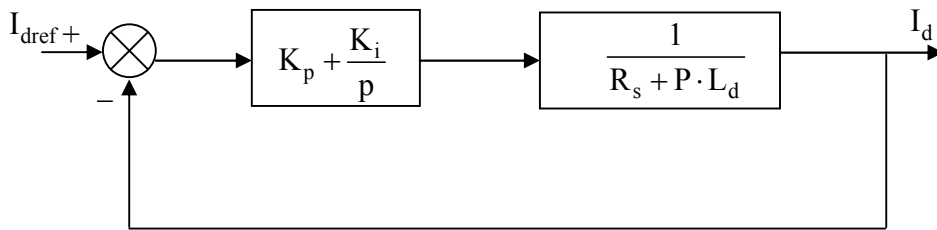


Figure 2.5: Boucle de régulation de courant I_d .

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

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

$$F_{bo}(P) = \left(K_p + \frac{K_i}{P}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + P \cdot L_d}\right) \quad (\text{II.7})$$

Compensons le pôle $\left(\frac{L_d}{R_s}\right)$ par $\left(\frac{K_p}{K_i}\right)$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{II.8})$$

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

$$F_{bo}(P) = \frac{K_i}{P \cdot R_s} \quad (\text{II.9})$$

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

$$\tau_{bf} = \frac{R_s}{K_i}$$

$$F_{bf}(P) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i} \cdot P + 1} \quad (\text{II.10})$$

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

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

$$\begin{cases} K_p = \frac{3 \cdot L_d}{t_{rep}} \\ K_i = \frac{3 \cdot R_s}{t_{rep}} \end{cases} \quad (II.11)$$

II .2.5 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 :

$$\Omega(P) = \frac{1}{J \cdot P + f} (C_e(P) - C_r(P)) \quad (II.12)$$

avec:

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

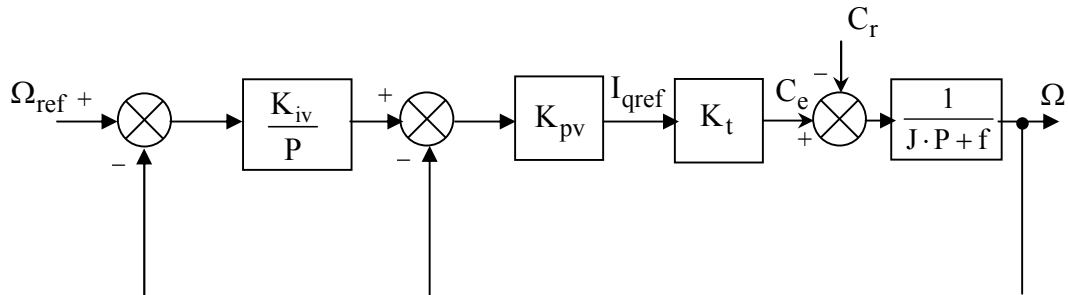


Figure 2.6: Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.

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 :

$$F_{bf}(P) = \frac{\omega_0^2}{P^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot P + \omega_0^2} \quad (II.13)$$

avec:

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_{pv} \cdot K_t \cdot K_{iv}}{J}} \\ 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 = \frac{f}{J} + \frac{K_{pv} \cdot K_t}{J} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

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 .2.6 Détermination du régulateur de position

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

$$\frac{\theta(P)}{\Omega(P)} = \frac{1}{P} \quad (\text{II.15})$$

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

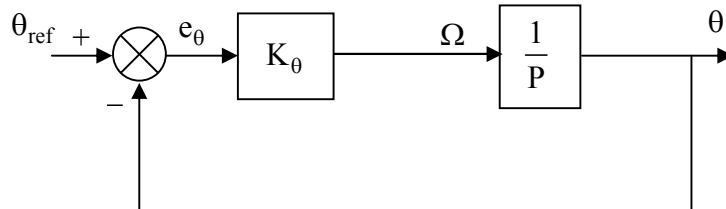


Figure 2.7: Schéma fonctionnel du régulateur de position.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\theta(P)}{\theta_{ref}(P)} = \frac{K_{\theta}}{K_{\theta} + P} \quad (\text{II.16})$$

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].

II.3 Résultats de simulation

Nous avons testé en simulation la loi de commande vectorielle de la vitesse ou de la position sur la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

II.3.1 Commande en vitesse

On remarque d'après la figure 2.8 que, lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 200 rad/s , suivie d'une application de charge de 5 Nm à partir de $t=0.2 \text{ s}$ que:

- L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 5 Nm .

- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP (le courant I_d est nulle).
- le courant I_q est l'image du couple.

Dans l'essai de la figure 2.9. On a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle $+200 \text{ rad/s}$ à la valeur -200 rad/s à l'instant $t=0.3 \text{ s}$. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

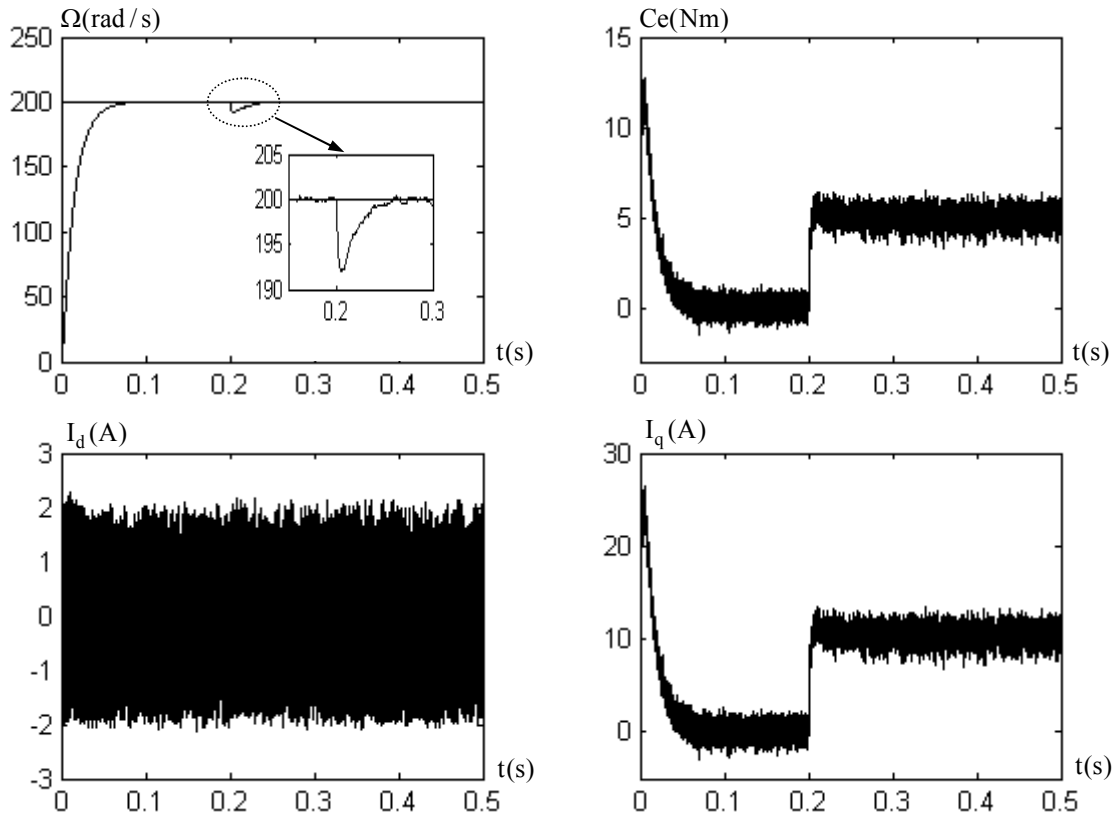


Figure 2.8: Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r=5$ N.m à $t=0.2$ s)

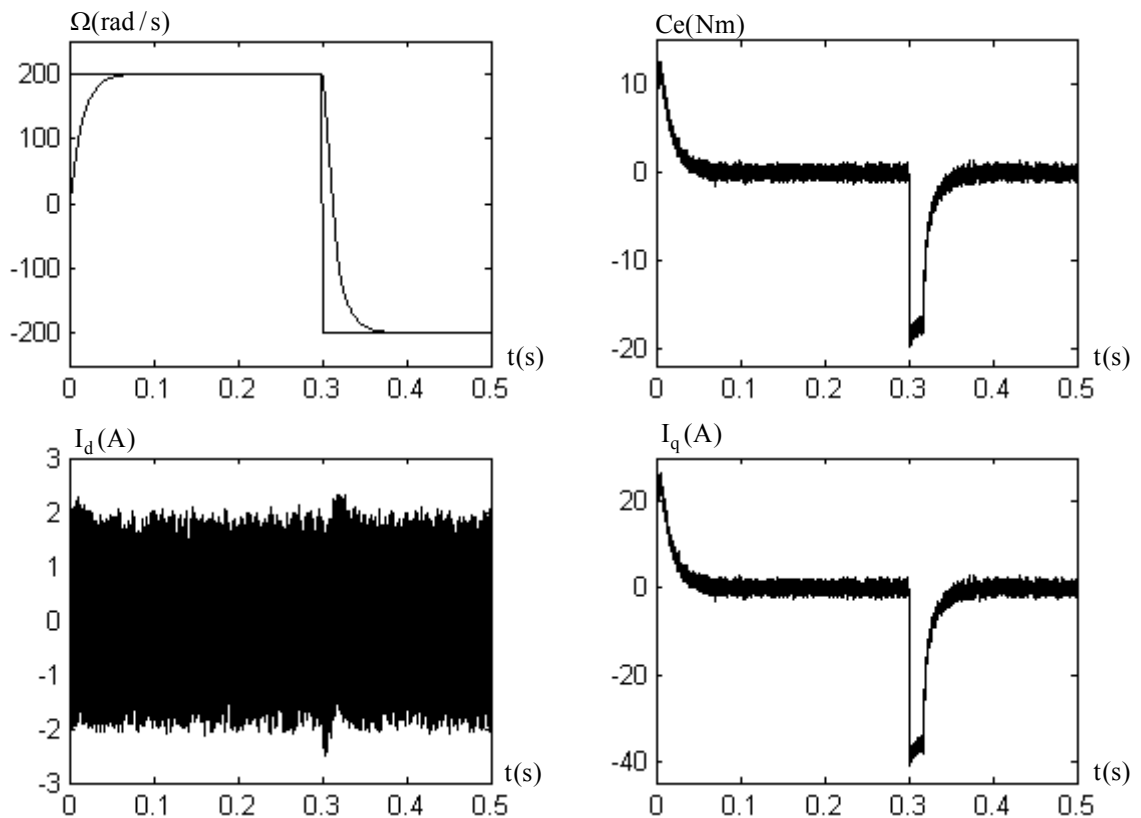


Figure 2.9: Réponse de la MSAP pour une inversion de la vitesse à $t = 0.3$ s .

II.3.2 Commande en position

La figure 2.10 représente la réponse en position, le couple, la vitesse et les courants I_d, I_q pour une consigne de position de 360° (1 tour mécanique), suivi d'un échelon de couple résistant de 5 Nm à $t=0.2 \text{ s}$. On remarque que l'arbre du MSAP suit l'angle de référence avec un temps de réponse et un dépassement acceptable. Les courants montrent bien le découplage (I_d est nulle, I_q est l'image du couple).

Quand on change le sens de rotation de l'arbre du moteur de 360° à -360° à $t=0.2 \text{ s}$ sans charge, la réponse est donnée dans les courbes de la figure 2.11. La position suit sa référence avec un léger dépassement. La vitesse s'annule quand la position atteint sa valeur désirée en régime permanent. Le courant I_d est nul, Le courant I_q est l'image du couple.

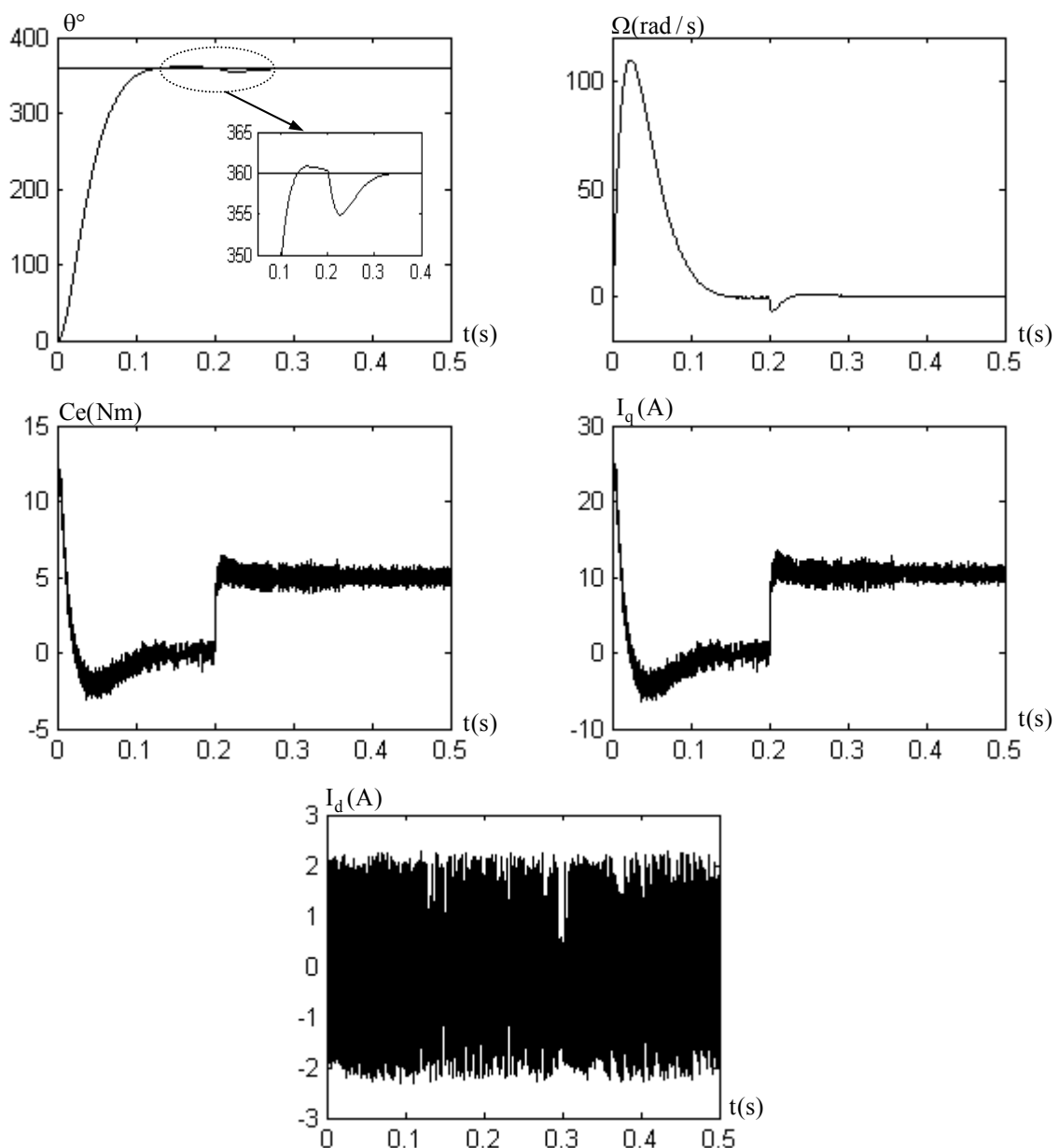


Figure 2.10: Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r=5 \text{ Nm}$ à $t = 0.2 \text{ s}$)

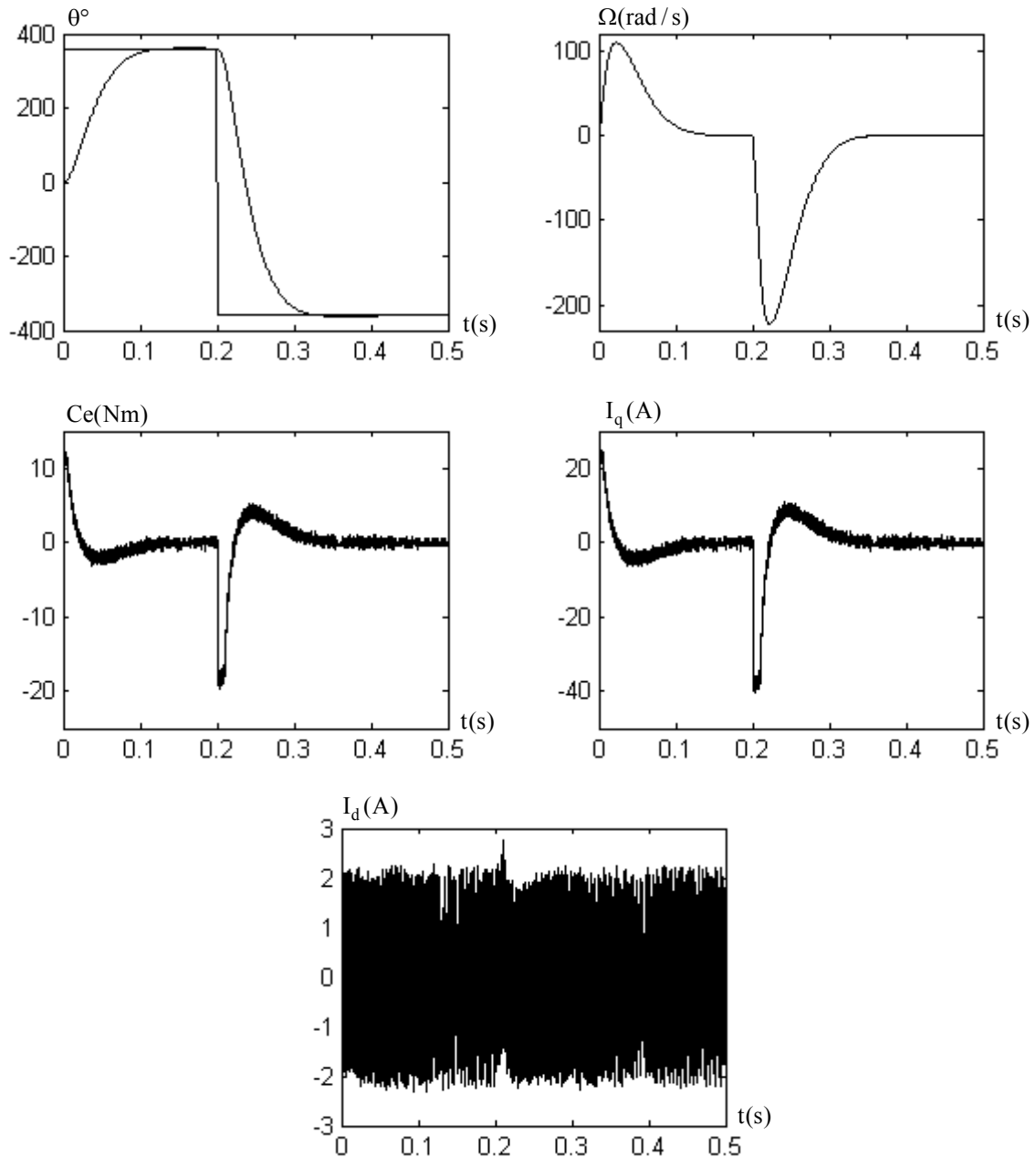


Figure 2.11: Réponse de la MSAP pour une inversion de la position à $t = 0.2s$.

Conclusion

Ce chapitre présente la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse ou de la position. Les résultats de simulation obtenus montrent bien les performances de la commande vectorielle: la perturbation est rejetée en un temps très court, une réponse rapide et un dépassement négligeable sauf lors de l'asservissement de position.

Les régulateurs PI dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge. Ceci nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante. Il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste telle que la commande par mode de glissement qui est le sujet du chapitre suivant.

Commande à structure variable

III.1 Introduction

De nombreux systèmes réels et notamment les machines électriques présentent, en plus des perturbations extérieures, des non linéarités et des erreurs paramétriques.

Les lois de commande utilisant les régulateurs de type PID donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles ne sont pas robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités.

Le recours à des algorithmes de commande robuste est donc souhaitable aussi bien en stabilisation qu'en poursuite de trajectoire.

La commande à structure variable (CSV) qui par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété (ou surface) de glissements, dont le but de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de surface [UTK 93]. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres tant que les conditions du régime glissant sont assurées [ZAH 98].

Dans la pratique, l'utilisation de cette technique de commande a été longtemps limitée par les oscillations liées aux commutations de la commande et qui peuvent se manifester sur les grandeurs asservies. Depuis de nombreuses solutions ont été proposées permettant de réduire ces oscillations : augmentation de la fréquence de commutation, commande continue dans une bande autour de la variété de glissements ou décomposition de la commande en une composante continue de basse fréquence et en commande discontinue de haute fréquence [OUN 03].

L'étude présentée dans ce mémoire concerne des algorithmes de CSV appliqués à un moteur synchrone à aimants permanents pour le contrôle en vitesse ou en position.

III.2 Principe de la commande par mode de glissement

III.2.1 Bases mathématiques de la commande à structure variable

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 [UTK 93] [KOU 02]:

$$\dot{x}(t) = F(x, t, u) = f(x, t) + B(x, t) \cdot u(x, t) \quad (\text{III.1})$$

où :

x (vecteur d'état) $\in \mathcal{R}^n$,

f (vecteur de fonctions de x et t) $\in \mathcal{R}^n$,

B (matrice de fonctions de x et t) $\in \mathcal{R}^{n \times m}$,

u (vecteur de commande) $\in \mathcal{R}^m$.

F représente des fonctions continues par morceaux, ayant des discontinuités sur une surface S .

Ainsi la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée [MAD 98]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} \cdot e(x) \quad (\text{III.2})$$

avec :

$$e(x) = x_{\text{ref}} - x$$

où:

$e(x)$: écart de la variable à régler .

λ_x : Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

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

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

Après le choix de la surface S , le vecteur de commande u , dont chaque composante u_i subit une discontinuité sur $S_i(x) = 0$, est donné par [BRO 94] [UTK 77] :

$$\begin{cases} u_i(x) = u_i^+(x) & \text{si } S_i(x) > 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \\ u_i(x) = u_i^-(x) & \text{si } S_i(x) < 0 \text{ pour } i = 1, 2, \dots, m \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

L'équation (III.3) nous montre que le changement de valeur du vecteur de commande u dépend du signe de la surface $S(x)$. La surface $S(x) = 0$ s'appelle surface de commutation et la commande est indéterminée sur cette surface.

III.2.2 Exemple de synthèse d'une commande à structure variable

Le réglage par mode de glissement, connu aussi comme système de réglage à structure variable (CSV), est fondamentalement une méthode qui s'adapte bien lorsque la réponse est forcée à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. De plus, un système à structure variable peut posséder de nouvelles propriétés qui ne sont pas présentées dans les structures individuelles. Par exemple, un système asymptotiquement stable peut être composé de deux structures qui sont, asymptotiquement, non stables.

Dans cette section, cette possibilité est éclairée par deux exemples très simples, dont le but est de présenter les avantages de changement des structures pendant une phase de contrôle.

- Considérons, pour le premier exemple, un système de 2^{ème} ordre [UTK 77] [YAN] :

$$\square \quad \dot{x} = -\Psi \cdot x \quad (\text{III.4})$$

avec :

Ψ : la commande du système.

x : la variable d'état.

Le comportement du système dépend de la valeur de la commande Ψ . Ce système à deux structures est définies par :

$$\Psi = \alpha_1^2 \quad \text{et} \quad \Psi = \alpha_2^2, \quad \text{avec} \quad \alpha_1^2 > \alpha_2^2.$$

Le système change de structure et sa représentation dans le plan de phase est donnée par les figures 3.1.a, 3.1.b. Par conséquent, aucune des deux structures n'est asymptotiquement stable. Cependant, pour aboutir à une structure asymptotiquement stable, on fait une combinaison entre les deux structures.

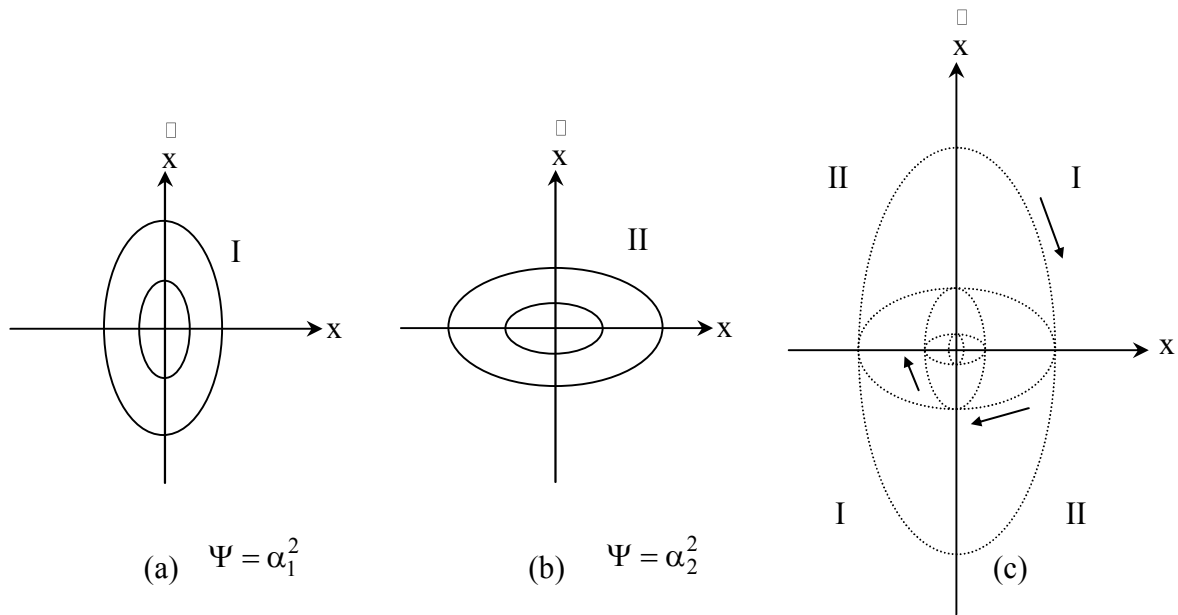


Figure 3.1: Stabilisation asymptotique d'un CSV constitué de deux structures marginalement stables.

Le système est donc stable (figure 3.1.c) lorsque sa structure varie selon la commutation suivante:

$$\Psi = \begin{cases} \alpha_1^2 & \text{si } x \cdot x > 0 \\ \alpha_2^2 & \text{si } x \cdot x < 0 \end{cases} \tag{III.5}$$

- pour le deuxième exemple [UTK 77] [YAN], on a le système suivant :

$$\ddot{x} - \xi \cdot \dot{x} + \Psi \cdot x = 0, \quad \xi > 0 \tag{III.6}$$

où la structure linéaire correspond aux réactions négative et positive quand ψ est équivalent soit à $\alpha > 0$ ou à $-\alpha$.

1^{ère} cas: $\psi = \alpha$

Les racines de ces équations sont complexes. Par conséquent, le système représenté dans le plan diverge avec un point d'équilibre instable à l'origine (figure 3.2). (a,b).

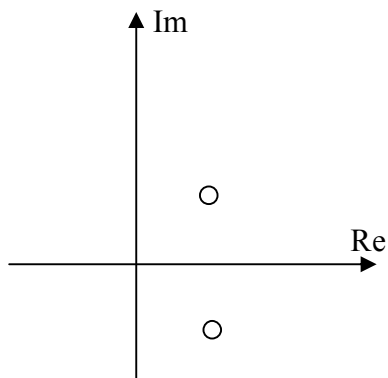


Figure 3.2.a: Lieu de racines pour $\psi = \alpha$

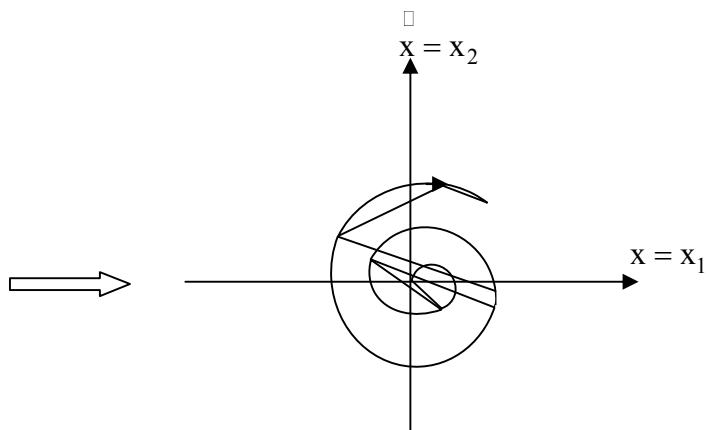


Figure 3.2.b: Plan de phase

2^{ème} cas: $\psi = -\alpha$

Le portrait de phase du système ayant des racines réelles, représente une colle avec des asymptotes (figure 3.2). (c,d).

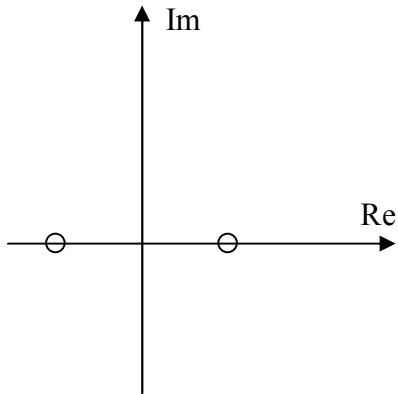


Figure 3.2.c: Lieu de racines pour $\psi = -\alpha$

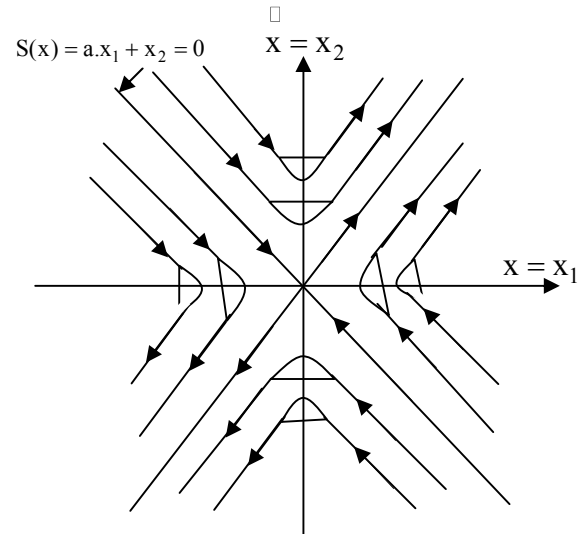


Figure 3.2.d: Plan de phase

Les deux structures présentées par ce système sont donc instables. Nous remarquons qu'un seul mouvement qui converge vers l'origine le long d'un vecteur stable de la structure qui correspond à $\psi = -\alpha$.

Si la commutation se trouve au niveau de cette ligne et à $x_1 = 0$ avec la loi de commutation:

$$\psi = \begin{cases} \alpha & \text{si } x_1 \cdot S(x) > 0 \\ -\alpha & \text{si } x_1 \cdot S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

où $S(x) = a \cdot x_1 + x_2$, $a = \lambda = -\frac{\zeta r}{2} \pm \sqrt{\frac{\zeta^2 r^2}{4} + \alpha}$

alors, le système CSV résultant sera asymptotiquement stable (figure 3.2.e).

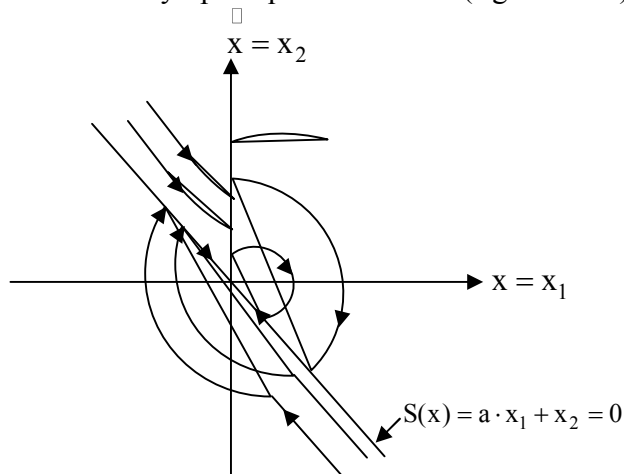


Figure 3.2.e: Stabilité asymptotique d'un système CSV constitué de deux structures instables.

III.2.3 Démonstration du mode de glissement

Les deux structures traitées ci-dessus sont instables. Les propriétés du nouveau système sont obtenues par la composition des trajectoires désirées à partir de celles des différentes structures. Pour montrer comment un tel mouvement a lieu, nous reconsidérons le deuxième exemple avec $0 < a < \lambda$ au lieu de $a = \lambda$ (figure 3.3). On y remarque que les trajectoires de phase sont dirigées vers la ligne de commutation $S(x) = a \cdot x_1 + x_2 = 0$ [UTK 77].

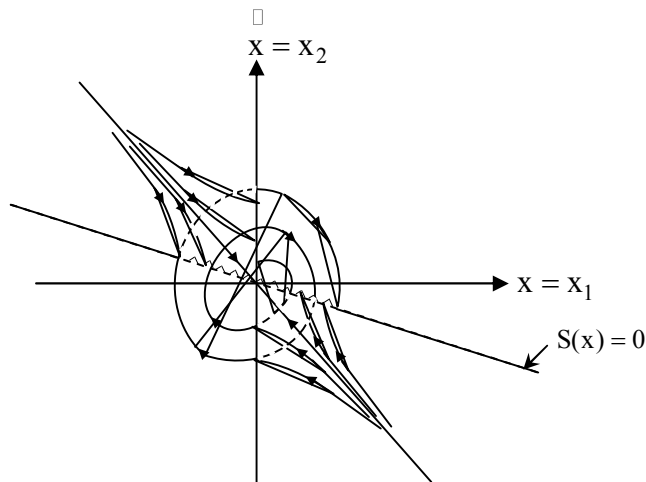


Figure 3.3: modes de glissement d'un système à structure variable du 2^{ème} ordre

Le mouvement le long de la ligne, qui ne représente la trajectoire d'aucune des deux structures, crée le mode de glissement.

Le phénomène de commutation le long de cette ligne de glissement peut être démontré à l'aide de la figure 3.4.

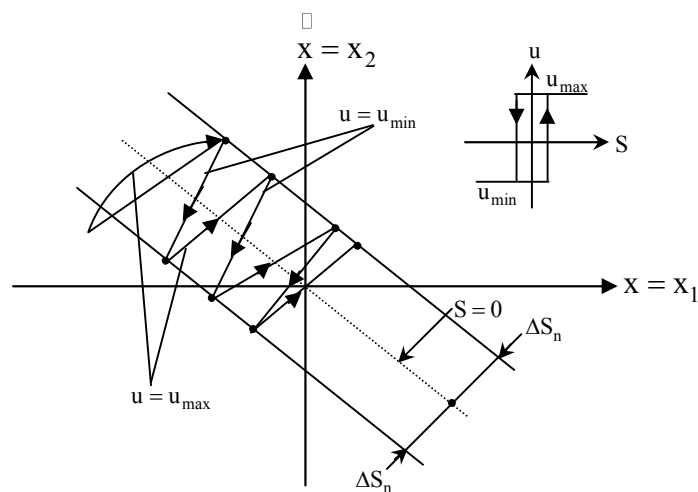


Figure 3.4: Démonstration du mode de glissement

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [FAQ 03], (figure 3.5).

- **Le mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x) = 0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état a atteint la surface glissante et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = 0$.
- **Le mode de régime permanent (MRP)** : il est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

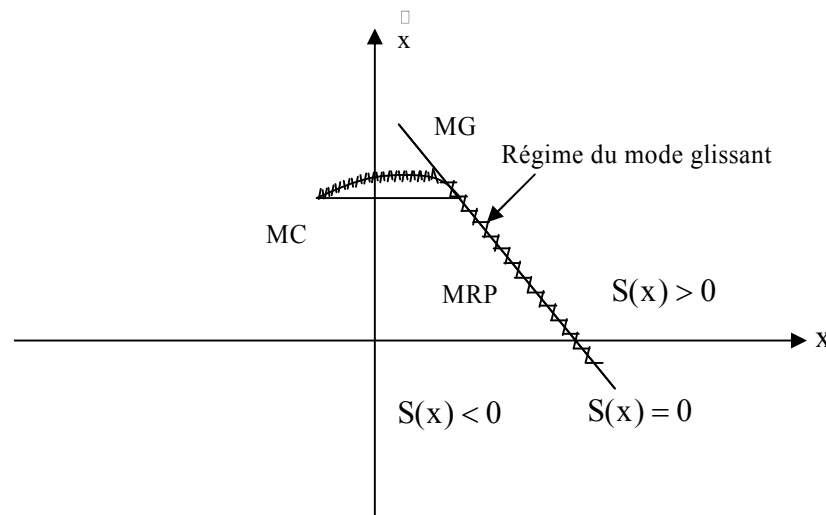


Figure 3.5: Les différents mode de trajectoire dans le plan de phase.

III.2.4 Conditions d'existence du mode de glissement

Le deuxième aspect important, après la conception de la surface de commutation, est d'assurer l'existence du mode de glissement.

Le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé. La deuxième méthode de Lyapunov nous fournit un milieu naturel pour l'analyse. Spécifiquement, la stabilité de la surface de commutation exige le choix d'une fonction scalaire généralisée de Lyapunov $V(x, t)$ définie positive. C'est la première condition de convergence qui permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement.

Cette fonction de Lyapunov est définie comme suit:[MER 02] [BEL 02] :

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

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

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.9})$$

Cette inégalité fondamentale, connue comme une condition d'existence, est utilisée pour résoudre le problème de la synthèse des systèmes à structure variable. Elle nous permet donc de déterminer les paramètres de réglage.

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 $f(x,t)$. Elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie. Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commande.

D'autre part, comme on l'a mentionné ci-dessus (figure 2.4), il existe le mode de glissement lorsque les commutations ont lieu continûment entre u_{\max} et u_{\min} . Alors, la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminée, désignée par : grandeur de commande équivalente " u_{eq} ", d'où la condition d'existence [ZAH 98], [KOU 02] :

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

III.2.5 La commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente u_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.1).

Le vecteur u est composé de deux grandeurs u_{eq} et u_n soit :

$$u = u_{\text{eq}}(t) + u_n \quad (\text{III.11})$$

Utilisons l'équation (III.1) et (III.11) permet obtenir la commande équivalente u_{eq} :

Nous avons :

$$\square \quad \dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + B(x, t)u_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)u_n] \quad (III.12)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérivée de la surface est nulle (parce que $S(x) = 0$). Ainsi nous obtenons :

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right], \quad u_n = 0 \quad (III.13)$$

En portant u_{eq} dans l'équation (III.1), on obtient l'équation du régime glissant idéal [20] :

$$\square \quad \dot{x}(t) = f(x, t) - B(x, t) \cdot \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \right]^{-1} \cdot \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \quad (III.14)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement [KOU 02].

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_{min}) (figure 3.6).

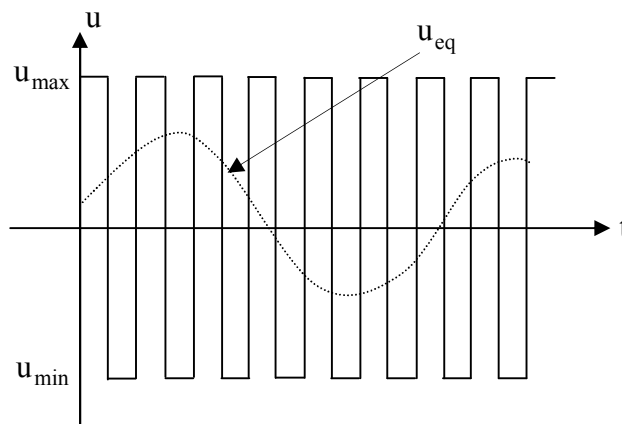


Figure 3.6: Commande équivalente u_{eq} .

Tant que le régime glissant est assuré [condition (III.9) vérifiée], le système d'écrit par l'équation (III.1) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur lui. Il admet en outre des erreurs de modélisation, tant que ces variations et erreurs maintiennent les conditions du régime glissant qui s'effectue alors au voisinage de l'hyper surface de glissement $S_i(x) = 0$.

III.2.6 La commande discontinue de base

L'addition du terme u_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement S . Celle-ci est attractive si seulement si $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$. Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe.

Durant le mode de convergence, on remplace le terme u_{eq} par sa valeur donnée par (III.13) dans l'équation (III.12). Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t) \cdot u_n\} \quad (III.15)$$

Le problème revient à trouver u_n tel que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{B(x, t) u_n\} < 0 \quad (III.16)$$

La solution la plus simple est de choisir u_n sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) = K \cdot |S(x)| \quad (III.17)$$

En remplaçant l'expression (III.17) dans (III.16) on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} B(x, t) \cdot K |S(x)| < 0 \quad (III.18)$$

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

Le gain K doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité.

Cependant l'utilisation de la commande de type relais peut provoquer des dynamiques indésirables caractérisées par le phénomène de chattering.

III.2.6.1 Commande sign

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

$$\begin{cases} \text{sign}(S(x)) = +1 & \text{si } S(x) > 0 \\ \text{sign}(S(x)) = -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (III.19)$$

u_n s'exprime donc comme :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x))$$

où K est un gain positif.

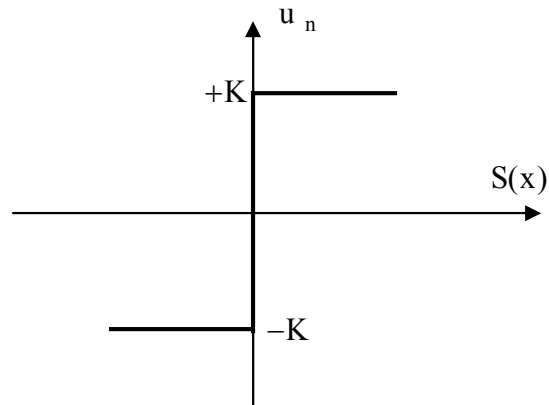


Figure 3.7: Définition de la fonction sign.

III.2.6.2 Commande avec un seul seuil

Cette commande est caractérisée par un seul seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

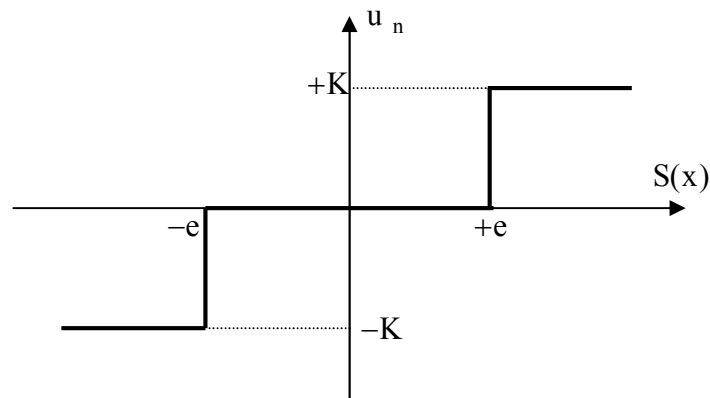


Figure 3.8: Fonction sign de la commande avec un seul seuil.

III.2.6.3 Commande adoucie

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande u_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler et la surface de glissement, on doit encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil e_2 , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 , alors u_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande (e_1, e_2) , alors u_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $\frac{K}{e_1 - e_2}$). (figure 3.9).

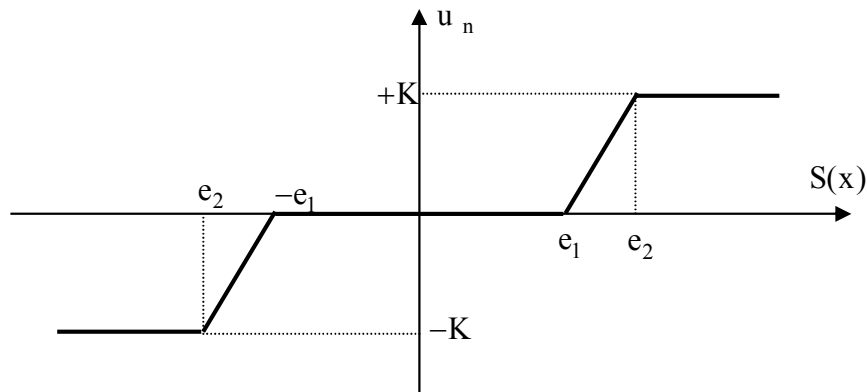


Figure 3.9: Fonction sign de la commande adoucie.

III.2.6.4 Commande intégrale

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande discontinue u_n . Pour cela, on remplace la fonction sign par la fonction intégrale.

$$u_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + 1} + h \quad (\text{III.21})$$

tel que :

$$l = l_0 + |g|$$

avec:

$$\begin{cases} g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

et

$$\begin{cases} h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases}$$

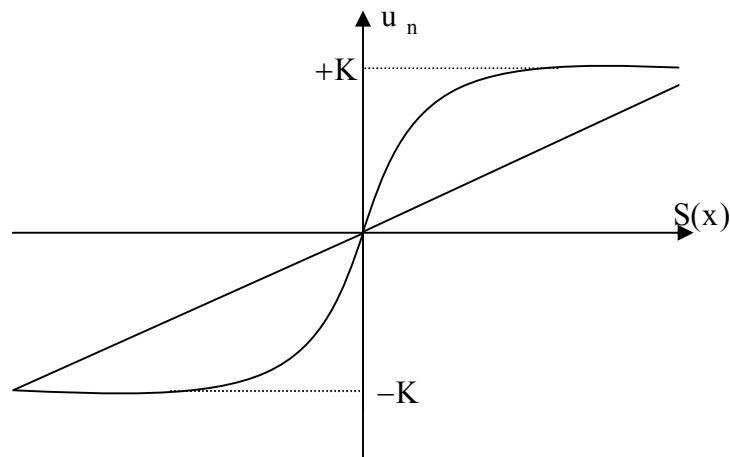


Figure 3.10: CSV rendu continue.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a abordé une méthode de réglage moderne, c'est le réglage par mode glissant. On a présenté le principe de la CSV pour les différentes structures de la commande non linéaire u_n . Nous avons étudié les techniques de conception des régulateurs par mode glissants. En effet, la conception de ces régulateurs prend en charge les problèmes de stabilité et les performances désirées d'une façon systématique.

La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes:

- *Le choix de la surface*: 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.
- *L'établissement des conditions de la convergence*: c'est la première condition de convergence qui permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement.
- *La détermination de la commande*: une fois la surface de glissement 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.

L'étude présentée dans le chapitre suivant, concerne l'application de la CSV à un moteur synchrone à aimants permanents pour le contrôle en vitesse ou en position.

Commande par mode glissant de la MSAP pour l'asservissement en vitesse ou en position

IV.1 Introduction

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode de glissement à la régulation de la vitesse ou de la position du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée par des résultats de simulation.

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

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

IV.2 Application de la CSV à la machine synchrone à aimants permanents

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine (voir chapitre I).

$$\begin{cases} \square \\ I_d = \frac{-R_s}{L_d} \cdot I_d + \frac{p \cdot \Omega}{L_d} \cdot I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \square \\ I_q = \frac{-p \cdot \Omega \cdot L_d}{L_q} \cdot I_q - \frac{R_s}{L_q} \cdot I_q - \frac{p \cdot \phi_{sf}}{L_q} \cdot \Omega + \frac{V_q}{L_q} \\ \square \\ \theta = \Omega \\ \square \\ J \cdot \Omega = C_e - C_r - f \cdot \Omega \end{cases} \quad (IV.1)$$

IV.2.1 L'asservissement de vitesse

▪ Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure 4.1 représente la structure

cascade de régulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

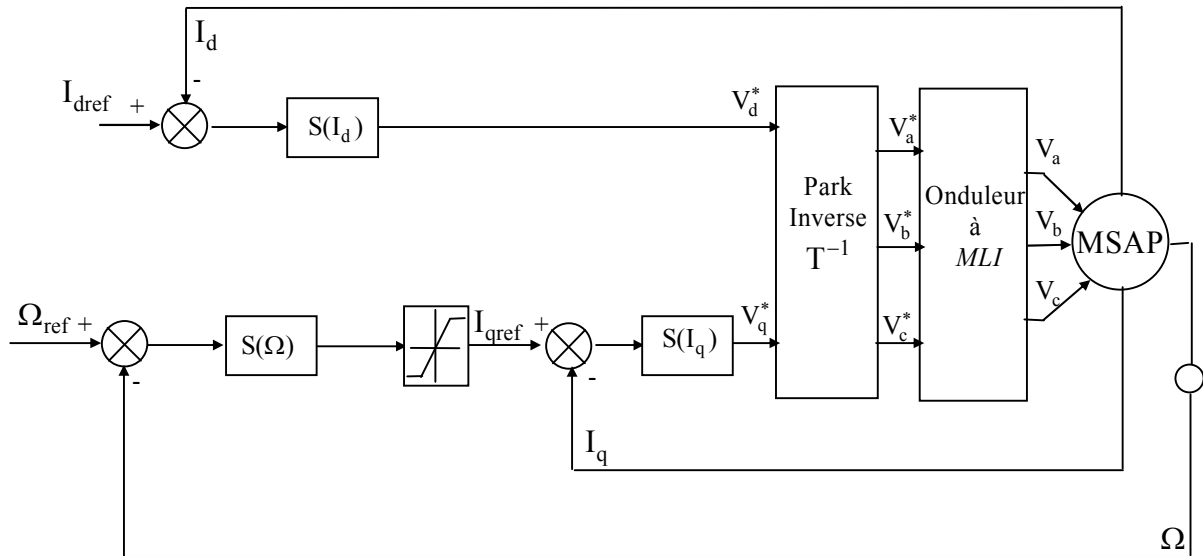


Figure 4.1: Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.

Nous définissons les trois surfaces par :

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

$$S(\Omega) = \Omega_{\text{ref}} - \Omega \quad (\text{IV.2})$$

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

$$S(\Omega) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad (\text{IV.3})$$

D'où nous déduisons :

$$I_{\text{qn}} = 0$$

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow I_{\text{qeq}} = \frac{f \cdot \Omega + C_r}{p \cdot [\phi_{\text{sf}} - (L_d - L_q)I_d]} \quad (\text{IV.4})$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro.

Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivant :

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0 \quad (\text{IV.5})$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (IV.3) dans (IV.4), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{p}{J} [\phi_{\text{sf}} - (L_d - L_q)I_d] I_{\text{qn}} \quad (\text{IV.6})$$

avec:
$$I_{qn} = K_v \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (\text{IV.7})$$

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

$$I_{qref} = I_{qeq} + I_{qn} \quad (\text{IV.8})$$

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

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (\text{IV.9})$$

la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \cdot \Omega \cdot p}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} \cdot I_q + \frac{p \cdot \Omega \cdot \phi_{sf}}{L_q} + \frac{V_q}{L_q} \quad (\text{IV.10})$$

Étant donné que : $V_q = V_{qeq} + V_{qn}$

on obtient:

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

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

$$S(I_q) = 0 \text{ alors } \dot{S}(I_q) = 0 \quad (\text{IV.11})$$

avec:
$$V_{qn} = 0$$

on obtient :
$$V_{qeq} = R_s \cdot I_q + p \cdot \Omega [\phi_{sf} + L_d \cdot I_d] \quad (\text{IV.12})$$

et

$$V_{qn} = K_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (\text{IV.13})$$

D'où l'expression de V_{qc} :
$$V_{qc} = V_{qeq} + V_{qn} \quad (\text{IV.14})$$

- La troisième surface est celle du contrôle du courant I_d . Elle est décrite par :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (\text{IV.15})$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$V_{deq} = R_s \cdot I_d - p \cdot L_q \cdot I_q \cdot \Omega \quad (\text{IV.16})$$

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{IV.17})$$

$$V_{dc} = V_{deq} + V_{dn} \quad (\text{IV.18})$$

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

Ces paramètres sont choisis de façon à :

- assurer la rapidité de la convergence,
- imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement,
- limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

Dans le régime permanent, on a :

$$\overset{\square}{I}_d = 0, \quad \overset{\square}{I}_q = 0, \quad \overset{\square}{\Omega} = 0 \quad (\text{IV.19})$$

En remplaçant (IV.19) dans (IV.1), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q \cdot I_q + V_d = 0 \\ -R_s \cdot I_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d + V_q - \omega \cdot \phi_{sf} = 0 \\ C_e - C_r = f \cdot \Omega \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

Les conditions d'existence du mode de glissement sont donc :

$$\begin{aligned} K_v &\geq \left| \frac{1}{p \cdot \phi_{sf}} (-f \cdot \Omega - C_r) \right| \\ K_d &\geq \left| -R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q \cdot I_q \right| \\ K_q &\geq \left| -R_s \cdot I_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d - \omega \cdot \phi_{sf} \right| \end{aligned} \quad (\text{IV.21})$$

IV.2.2 L'asservissement de la position

La CSV pour la position est élaborée à partir d'une variété de glissements de type une droite :

$$S(\theta) = R_1 \cdot e_\theta + R_2 \cdot \overset{\square}{e}_\theta \quad (\text{IV.22})$$

avec :

$$e_\theta = \theta_{ref} - \theta$$

e_θ : l'écart entre la consigne de position θ_{ref} et la position mesurée θ .

$\overset{\square}{e}_\theta$: est la dérivée de l'erreur de position.

R_1, R_2 : sont les paramètres de la variété de glissements.

On utilise un asservissement à structure variable de position qui génère le courant de référence. L'asservissement de vitesse ne figure plus sur le schéma de commande (figure 4.2). Par contre, la CSV utilise l'information sur la vitesse (un retour tachymétrique existe).

La condition nécessaire et suffisante pour l'obtention d'un régime glissant sur $S(\theta)$ est que R_1 et R_2 doivent être positifs. Le rapport R_2/R_1 détermine la constante de temps du régime glissant sur la variété et, par conséquent, la rapidité du système commandé [12].

La commande pour l'asservissement de position est composée uniquement d'une partie commande rendue continue. Ceci est vrai d'autant plus que l'addition d'une commande équivalente pour cet asservissement ne modifie pas la réponse en position [12] [18].

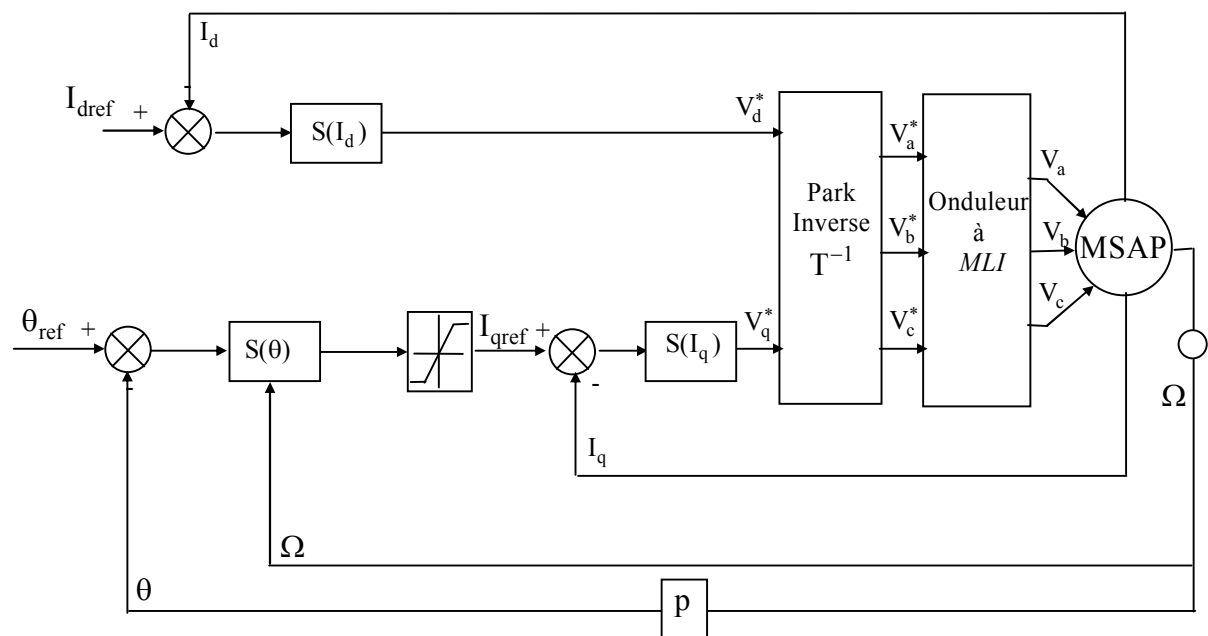


Figure 4.2 :Schéma global du réglage de la position par mode de glissement d'une MSAP.

IV.3 Résultats de simulation

Nous avons testé en simulation (logiciel MTLAB simulink) la loi de commande par mode de glissement de la vitesse et de la position sur la MSAP.

IV.3.1 Elimination du phénomène de chattering

Le phénomène de chattering est provoqué par une commutation rapide de la commande quand les modes techniques des modes glissants sont utilisés [25].

Dans la but de réduire les broutements (phénomène de chattering haute fréquence), nous pouvons 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.

IV.3.1.1 L'asservissement de vitesse

a. Commande de type relais

La fonction « relais » est définie par : $u_n = K \cdot \text{sign}(S(x))$. 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 sur les réponses en régime permanent. Le modèle de la MSAP, présenté au premier chapitre a été testé en charge (figure 4.3).

La figure 4.3 représente les résultats de l'essai à vide pour une référence de (200 rad/s), avec l'application de charge de 5 Nm à l'instant $t = 0.2$ s. La réponse de la vitesse obtenue avec la CSV est très rapide et sans aucune déformation. La réponse du couple est pratiquement instantanée.

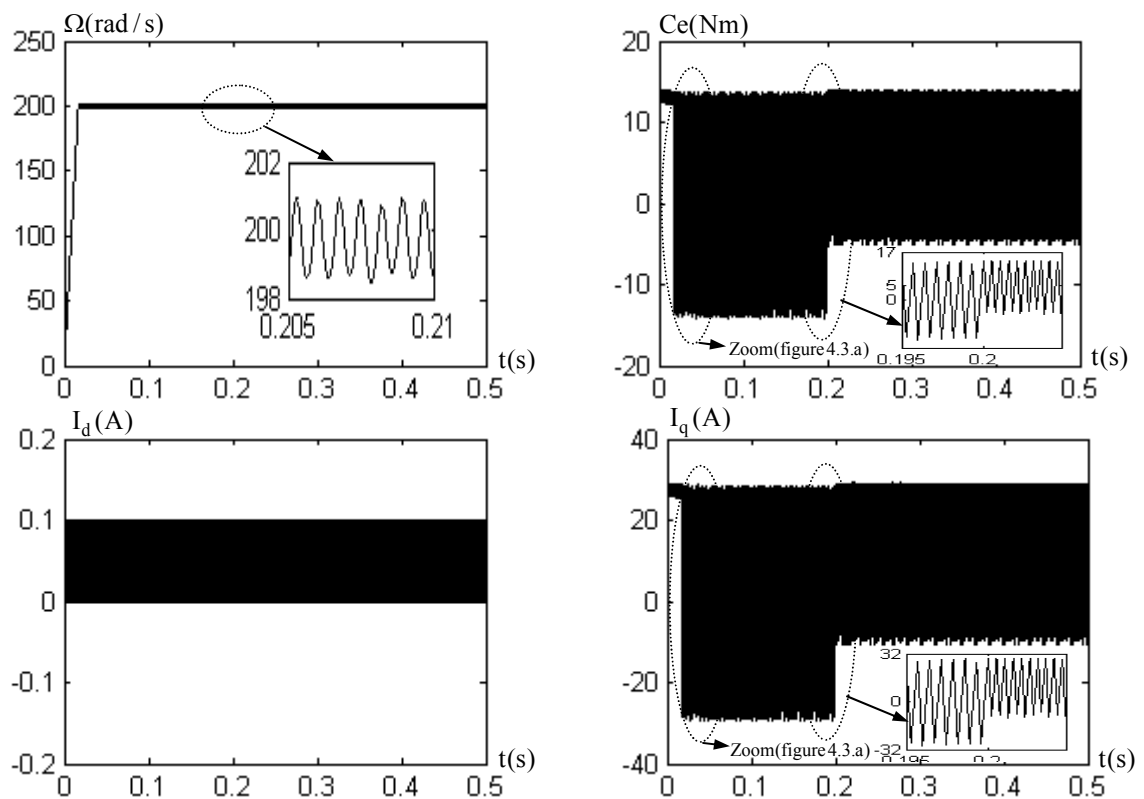


Figure 4.3: Résultats de simulation en charge pour une commande discontinue de type « relais ».

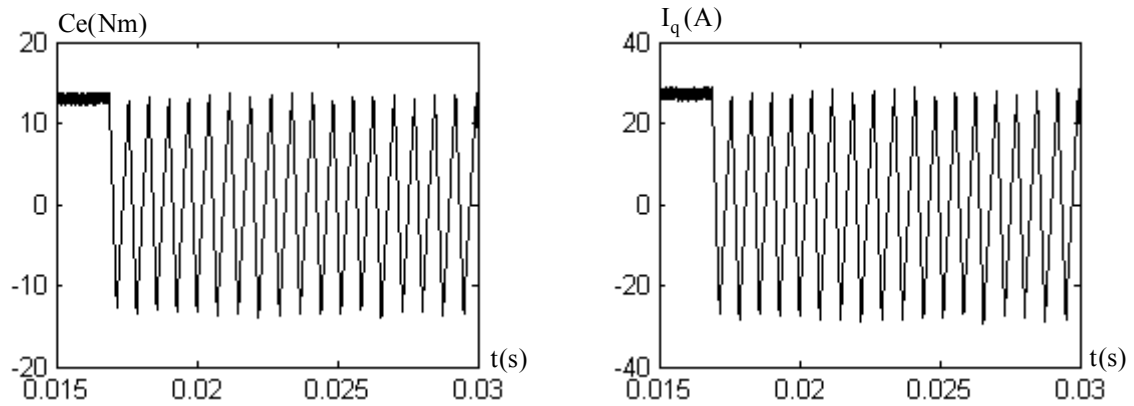


Figure 4.3.a : Agrandissement des oscillations générées par la commande « relais » au niveau de C_e et I_q .

La figure 4.3.a représente un agrandissement d'une zone de la figure 4.3. Les oscillations de haute fréquence et d'amplitude élevée que l'on remarque sur les courbes du couple et du courant sont dues à la partie discontinue de la commande qui prend des valeurs importantes. Ceci est gênant car cela peut induire des oscillations sur la réponse en vitesse. Pour palier cet inconvénient, on a recours à une autre commande dite « commande adoucie ».

b. Commande adoucie

Le résultat présenté sur la figure 4.4 est obtenu en remplaçant la fonction « relais » par une fonction adoucie.

Ce résultat représente un essai à vide suivi de l'introduction d'un couple de charge égal à 5 Nm à $t=0.2$ s. On y remarque qu'il n'y a plus d'oscillations sur les réponses du couple et des courants.

On constate que la réponse en vitesse, obtenue avec la CSV pour un démarrage à vide est rapide mais on observe une erreur statique persistante provoquée par la perturbation de la charge. Cette erreur statique reste l'inconvénient majeur de l'utilisation de cette configuration. Pour palier cet inconvénient, le recours à une autre forme de commande dite intégrale est obligatoire.

c. Commande intégrale

La figure 4.5 représente les résultats de l'essai à vide suivi d'application d'une charge de 5 Nm à l'instant $t = 0.2$ s. On remarque qu'il n'y a plus d'oscillations sur le couple et les courants. On constate que la vitesse garde toujours sa forme et l'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément.

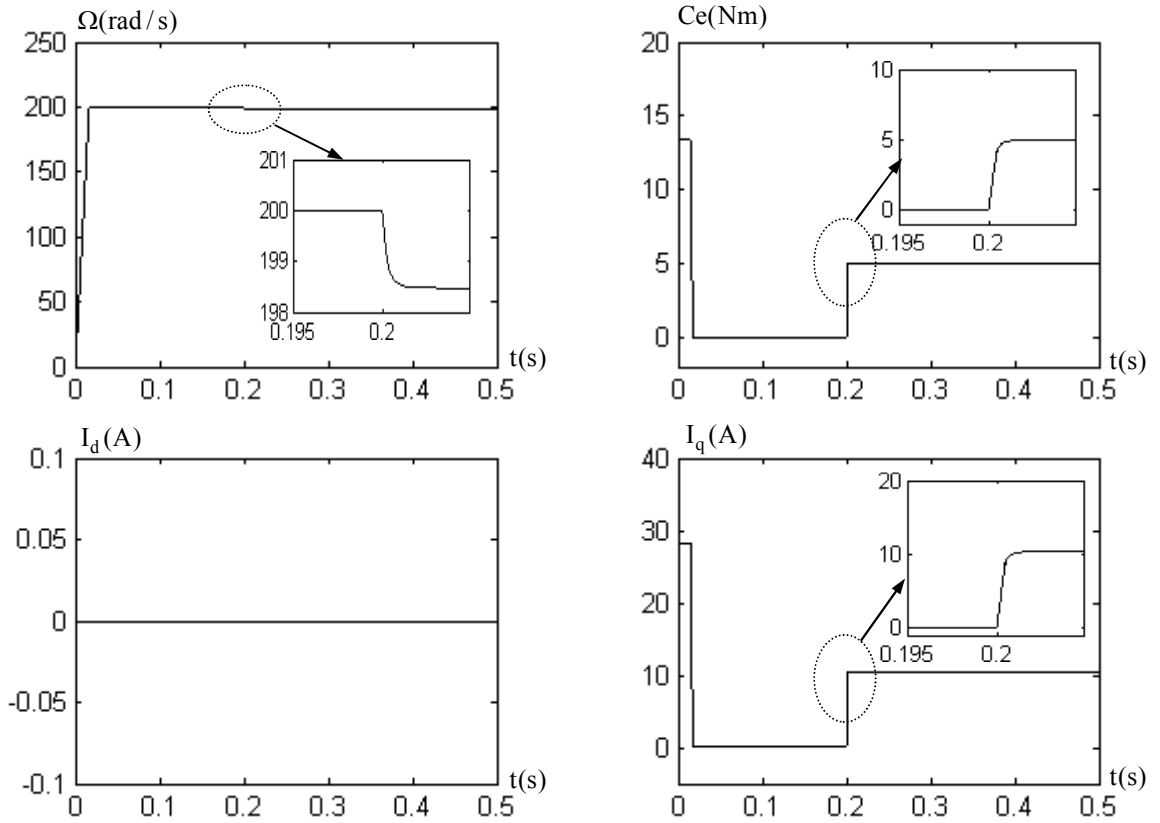


Figure 4.4: Résultats de simulation en charge pour une commande discontinue de type «adoucie».

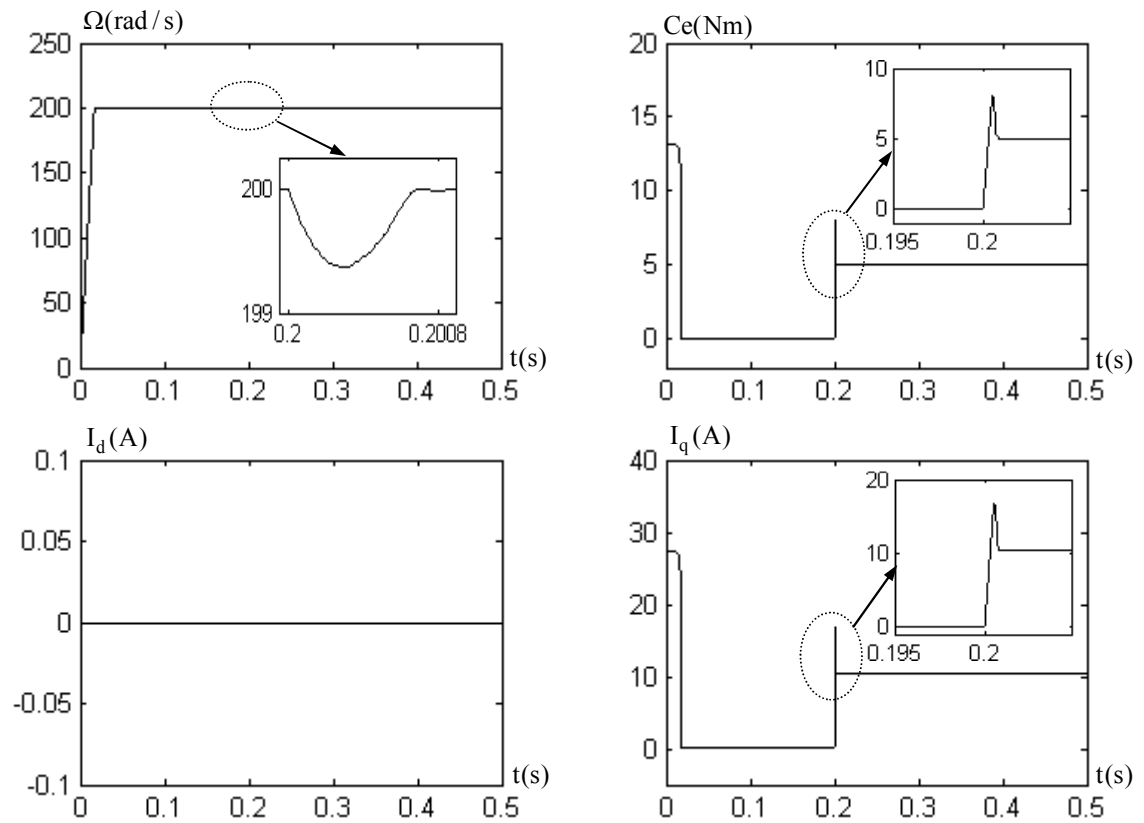


Figure 4.5: Résultats de simulation en charge pour une commande discontinue de type «intégrale».

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.

IV.3.2 Résultats de simulation pour l'asservissement de la vitesse

Dans l'essai de la figure 4.6, 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 200 rad/s. Pour l'essai de la figure 4.7, nous avons inversé le sens de rotation de +200 rad/s à -200 rad/s à l'instant $t = 0.3$ 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 $S(\omega) = 0$.

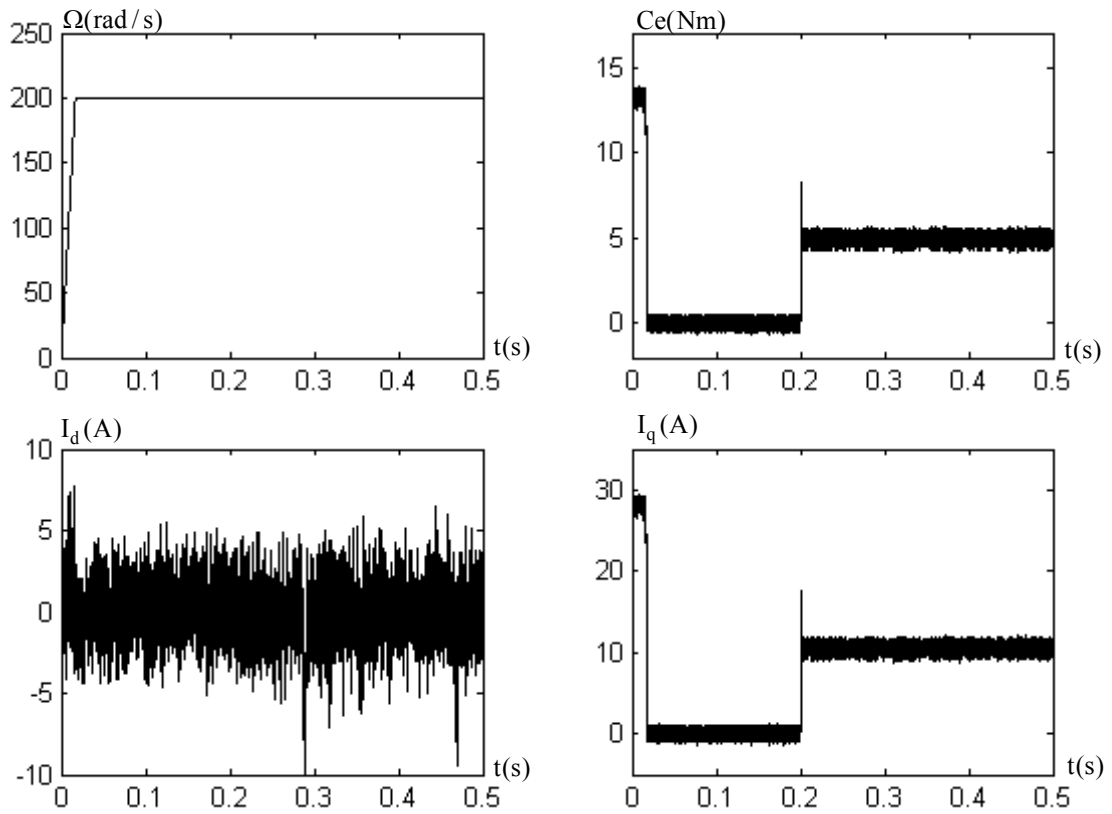


Figure 4.6: Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r=5$ N.m à $t=0.2$ s)

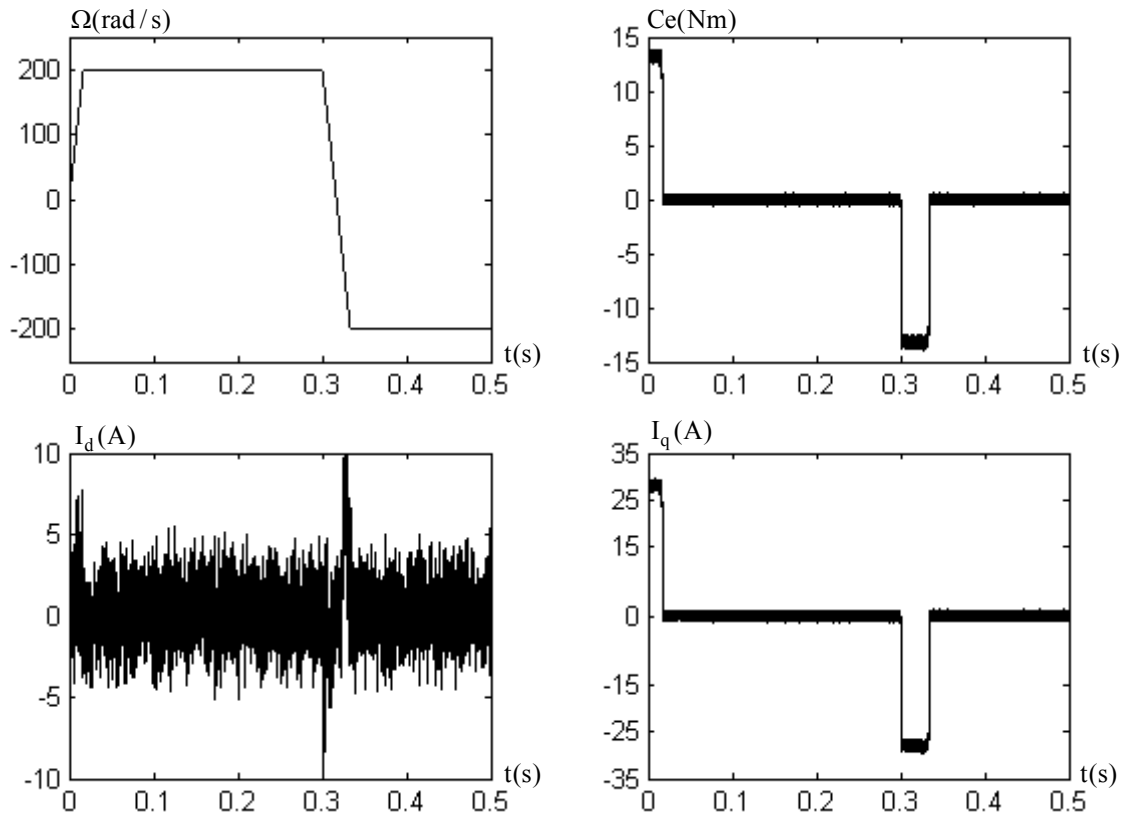


Figure 4.7: Réponses de la MSAP pour une inversion de la vitesse (200 à -200 rad/s)

IV.3.3 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 les figures 4.8 et 4.9. Ces résultats sont obtenus dans les conditions suivantes:

Lors de démarrage à vide (figure 4.8), 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. Dans l'essai de la figure 4.9, on change le sens de rotation de l'arbre du moteur de 360° à -360° .

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. L'inversion du sens de rotation permet de déduire que la commande est robuste.

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

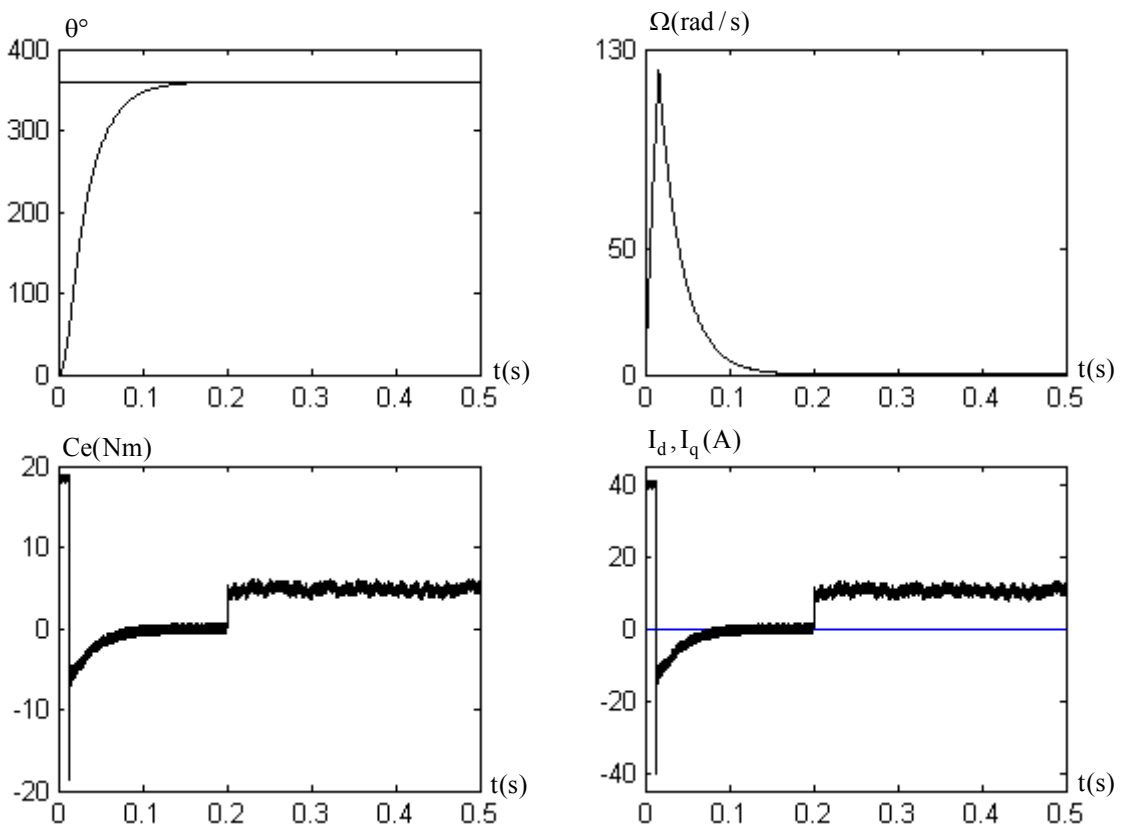


Figure 4.8: Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r=5$ N.m)

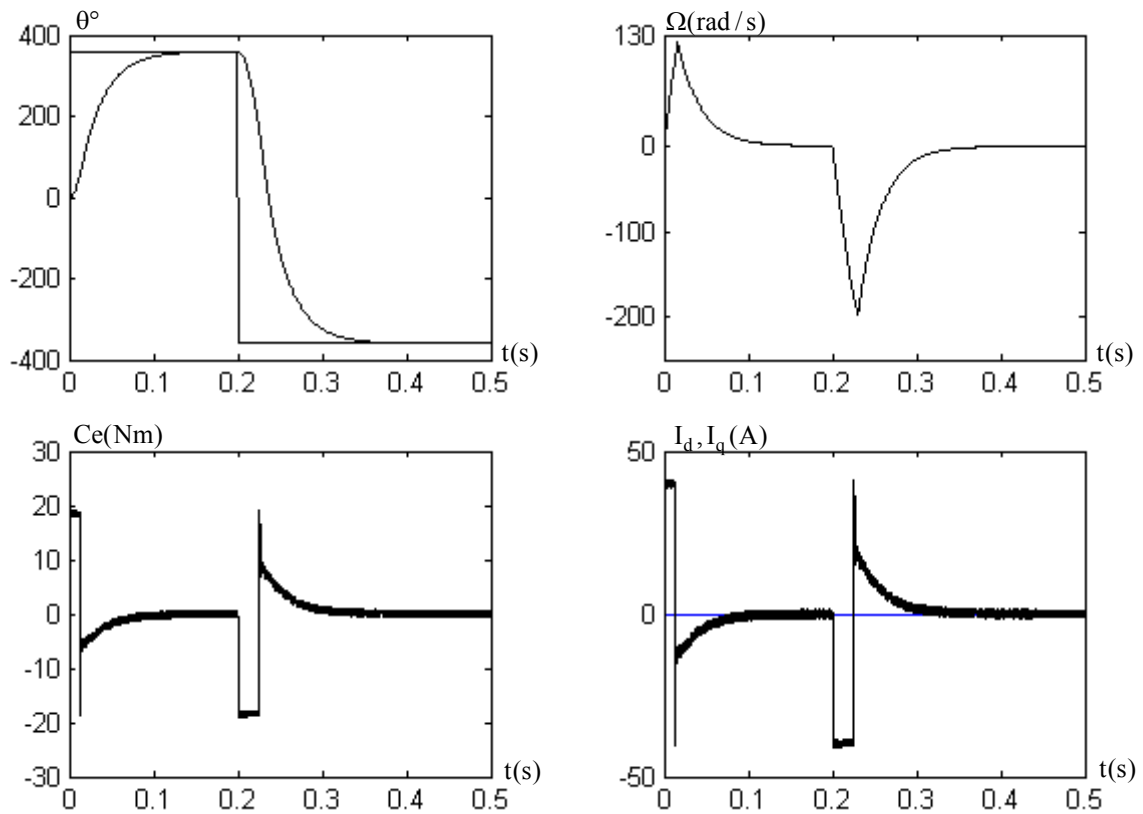


Figure 4.9: Réponses de la MSAP pour une inversion de la position (360° à -360°)

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de commande à structure variable (CSV) de la MSAP suivant une structure en cascade. Nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande pour l'asservissement en vitesse ou en position.

Dans le but de réduire le phénomène de chattering, nous avons simulé trois stratégies de commande. La première consiste à considérer la fonction de la commande U_n comme un relais. Dans ce cas la fréquence de commutation est finie. La deuxième stratégie consiste à adoucir la fonction U_n . La troisième stratégie, dite commande continue avec composante intégrale, provoque les oscillations de haute fréquence qui apparaissent sur les réponses en régime glissant. Ces oscillations sont toutefois amorties.

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses avec la CSV pour l'asservissement en vitesse ou en position sont rapides et robustes. La charge n'a pas d'influence sur la vitesse et la position.

Le chapitre suivant est consacré à une étude comparative entre la commande vectorielle à régulateur PI et la CSV de la MSAP, pour valider la robustesse aux perturbations extérieures et aux variations des paramètres.

Etude comparative entre la CSV et la commande PI pour l'asservissement en vitesse ou en position du MSAP

V.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à une étude comparative de deux structures de régulation de la machine synchrone à aimants permanents pour l'asservissement de la vitesse ou de la position. Cette comparaison est faite dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations,...) et dans la même configuration de simulation numérique (pas d'échantillonnage, durée de la simulation,...). La première structure utilise un régulateur classique de type proportionnel - intégral à coefficients constants. Quant à la seconde structure, elle est basée sur un régulateur à structure variable.

Le but de cette étude est de valider avec une simulation numérique la robustesse de la CSV et de la commande PI vis-à-vis des perturbations représentées par le couple de charge et les variations paramétriques du moteur.

V.2 Etude comparative de la CSV et la commande PI pour l'asservissement en vitesse du MSAP

V.2.1 Réponse pour une variation de la vitesse de référence

- **Fonctionnement à une inversion de la vitesse**

Le but de cet essai est de tester le comportement de la commande. En effet, la référence doit être suivie sans dépassement lors d'un brusque changement du sens de rotation de la vitesse du moteur. La figure 5.1 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de 200 rad/s, suivi, à l'instant $t=0.2$ s, d'une inversion de la vitesse à -200 rad/s, puis d'une deuxième inversion de la vitesse à +100 rad/s.

Les réponses obtenues avec les deux types de commande montrent clairement que le système commandé avec la CSV est plus rapide (temps de réponse très petit) que le système piloté avec la commande PI. Cela montre que la CSV est beaucoup plus robuste par rapport à la structure PI. Ou la réponse en vitesse est sans dépassement et suit sa référence dans les deux types de commande.

D'autre part, les résultats de la figure 5.1 montrent aussi que le couple obtenu par la commande PI diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la CSV est maintenu plus longtemps à sa valeur maximale, en particulier pendant les phases de changement du sens de rotation de la MSAP.

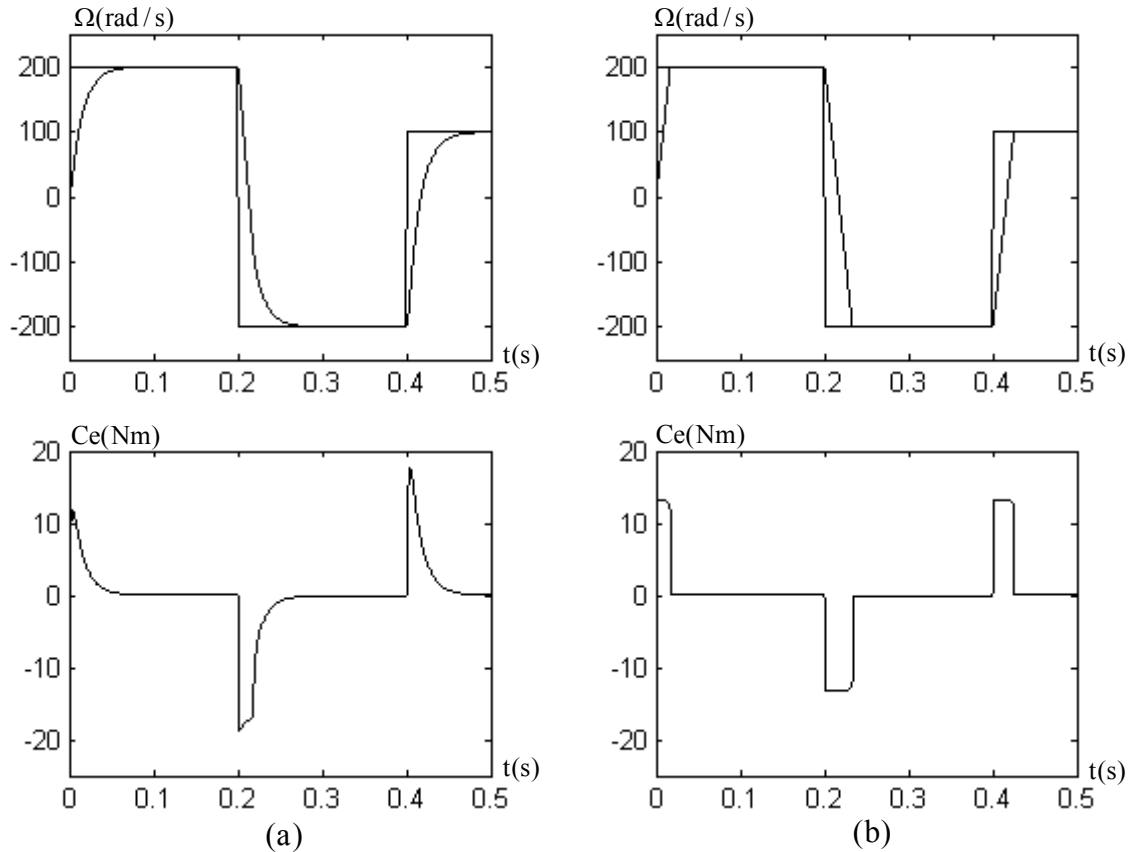


Figure 5.1: Résultats de simulation pour une inversion de la vitesse.

a- PI, b- CSV.

V.2.2 Réponse pour une variation de la charge

- **Fonctionnement à un échelon du couple résistant**

La figure 5.2 représente la vitesse et le couple de la machine synchrone à aimants permanents dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 200 rad/s.

A l'instant $t=0.2$ s, on applique un couple de charge de 5 N.m, puis on l'annule à l'instant $t=0.3$ s. Concernant la CSV, on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation. On remarque sur le couple, des oscillations ayant des amplitudes élevées. Ces oscillations sont rapidement atténuées car la commande discontinue qui se transforme en commande continue et le système

entre en régime glissant autour de $S(\omega) = 0$. Pour la commande PI, on observe que l'erreur sur la vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très importante. La vitesse rejoint sa référence après une déformation. Le couple ne répond pas instantanément.

- **Fonctionnement à une inversion du couple résistant**

Pour tester davantage la robustesse de la CSV vis-à-vis des perturbations extérieures, on a provoqué un régime transitoire sévère, où on a inversé le sens de rotation du moteur ainsi, que le couple de charge (figure 5.3). On remarque que le système commandé avec la CSV est beaucoup plus robuste vis-à-vis des variations de la charge, que celui commandé par des régulateurs PI.

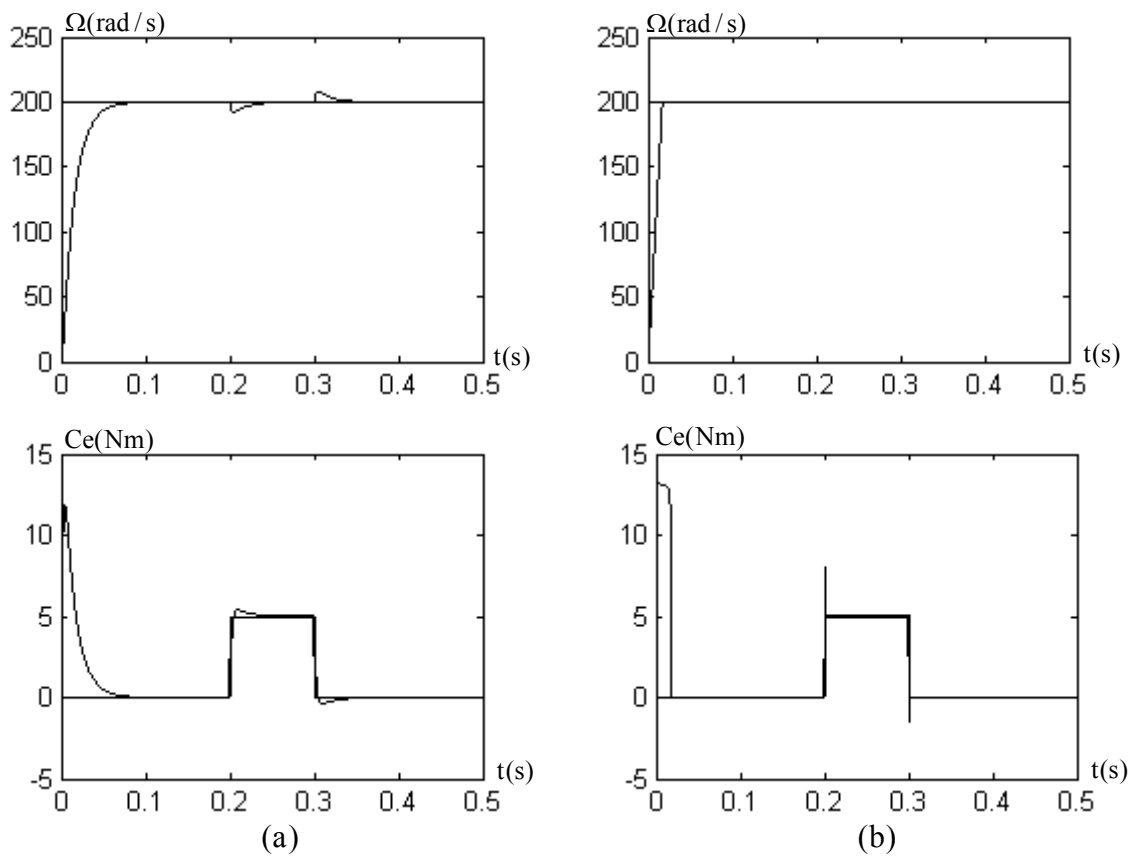


Figure 5.2: Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 5\text{N.m}$).

a- PI, b- CSV.

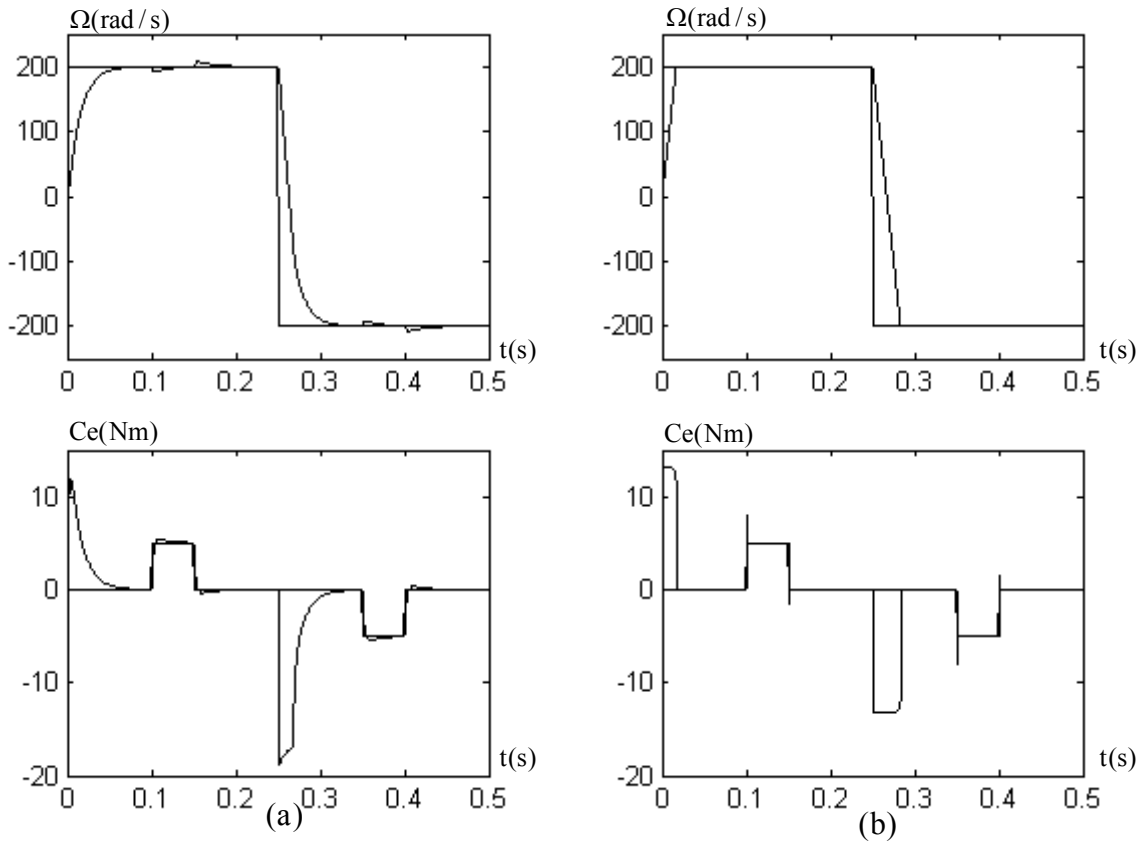


Figure 5.3: Résultats de simulation pour une inversion de couple résistant.

a- PI, b- CSV.

V.2.3 Réponse pour une variation du moment d'inertie de la machine

Dans cette partie nous allons étudier le comportement du système avec les deux types de commande lors d'une variation du moment d'inertie du moteur.

La figure 5.4 représente les réponses en vitesse obtenues avec la CSV et la commande PI pour une variation de l'inertie ($J = J_n \pm J_n \cdot 50\%$) dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de vitesse de 230 rad/s.

Lorsque l'inertie est plus grande, la réponse en vitesse est ralentie (car la constante de temps mécanique est plus élevée).

Les observations précédentes sont valables pour la commande CSV et pour la commande PI. La variation du moment d'inertie modifie les réponses et, par conséquent la durée du régime transitoire. Les meilleures performances encore une fois sont celles de la CSV.

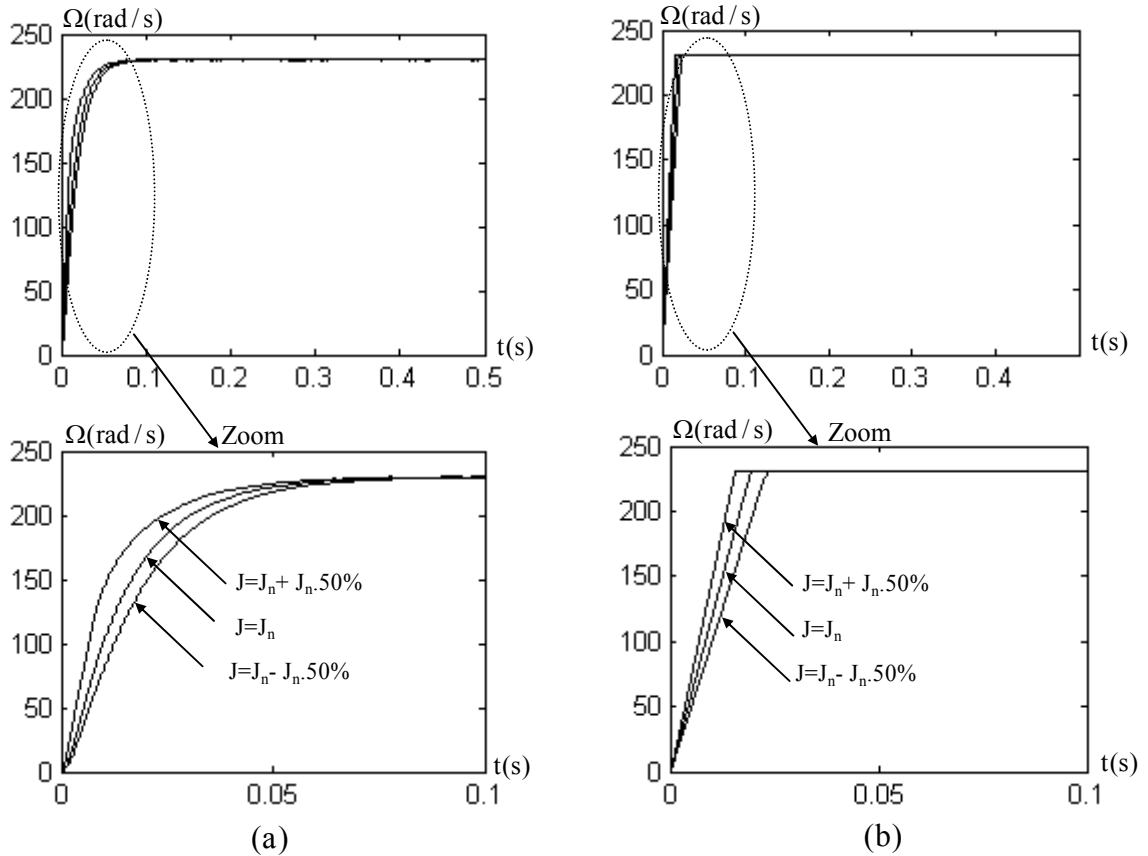


Figure 5.4: Résultats de simulation pour une variation du moment d'inertie ($J = J_n \pm J_n \cdot 50\%$).

a- PI, b- CSV.

V.3 Etude comparative entre la CSV et la commande PI pour l'asservissement en position du MSAP

V.3.1 Réponse pour une variation de la position de référence

- **Fonctionnement à une inversion de la position**

La figure 5.5 présente la réponse en position et en couple pour la CSV et la commande PI dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de position ($\theta_{ref} = +2\pi = +360^\circ$), suivi de deux inversions de la consigne de la position à 0.2 s (-360°), puis à 0.4 s ($+180^\circ$).

On constate que la réponse à vide, obtenue avec la CSV, est plus rapide et sans dépassement que celle obtenue avec la commande PI.

Lors des régimes transitoires, le couple prend des valeurs importantes. La limitation du courant entre en jeu pour maintenir la stabilité du système. Par contre, le couple obtenu par la commande PI n'atteint pas la valeur maximale.

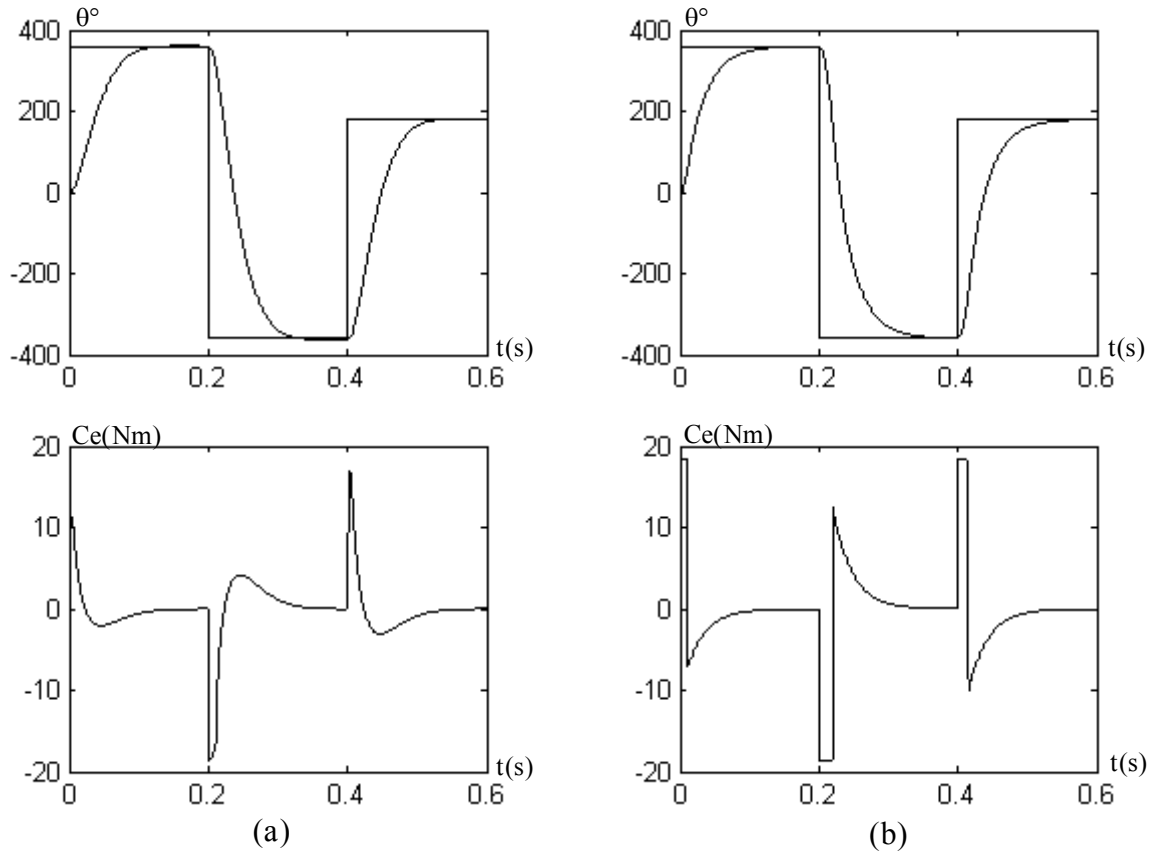


Figure 5.5: Résultats de simulation pour une inversion de la position.

a- PI, b- CSV.

V.3.2 Réponse pour une variation de la charge

- **Fonctionnement à un échelon de couple résistant**

La figure 5.6 présente la réponse en position et en couple électromagnétique pour la CSV et la commande PI dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de position (360°) suivi d'un échelon de couple de charge égal à 5 N.m à $t = 0.2 \text{ s}$, puis de son suppression à l'instant $t = 0.3 \text{ s}$.

La réponse obtenue avec la CSV est plus rapide et plus précise et l'application d'une couple de charge n'influe pas sur la réponse de position.

Pour la commande PI, on observe un dépassement sur la réponse en position. L'application de la charge provoque des déformations mais elles sont finalement compensées. L'amplitude du couple n'atteint pas les valeurs limites.

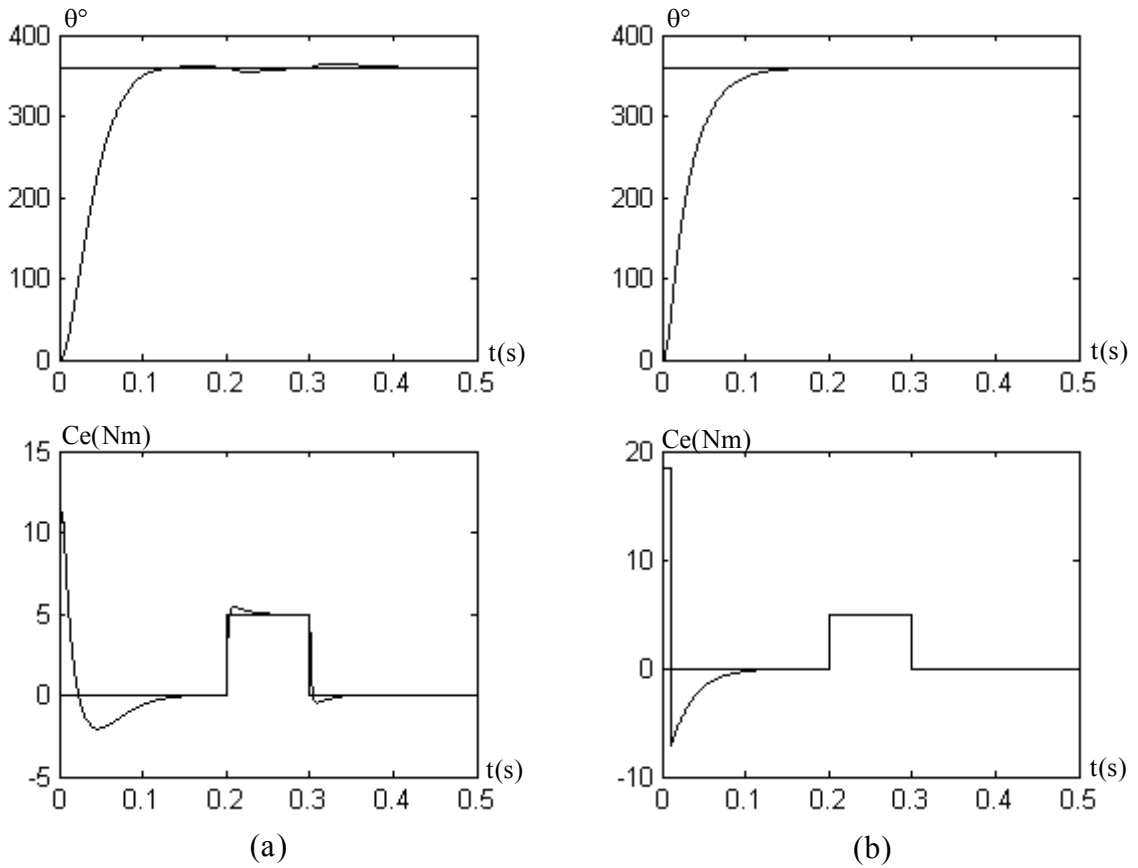


Figure 5.6: Résultats de simulation pour un échelon de couple résistant ($C_r = 5\text{N.m}$).

a- PI, b- CSV.

V.3.3 Réponse pour une variation du moment d'inertie de la machine

Dans ce paragraphe, nous allons étudier la robustesse de la CSV et la commande PI pour une variation de l'inertie ($J = J_n \pm J_n \cdot 50\%$) dans le cas d'un démarrage à vide et pour un échelon de position de 360° . Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 5.7.

Cet essai montre un bon comportement de la CSV. Par contre, on observe un dépassement important sur la réponse pour la commande PI.

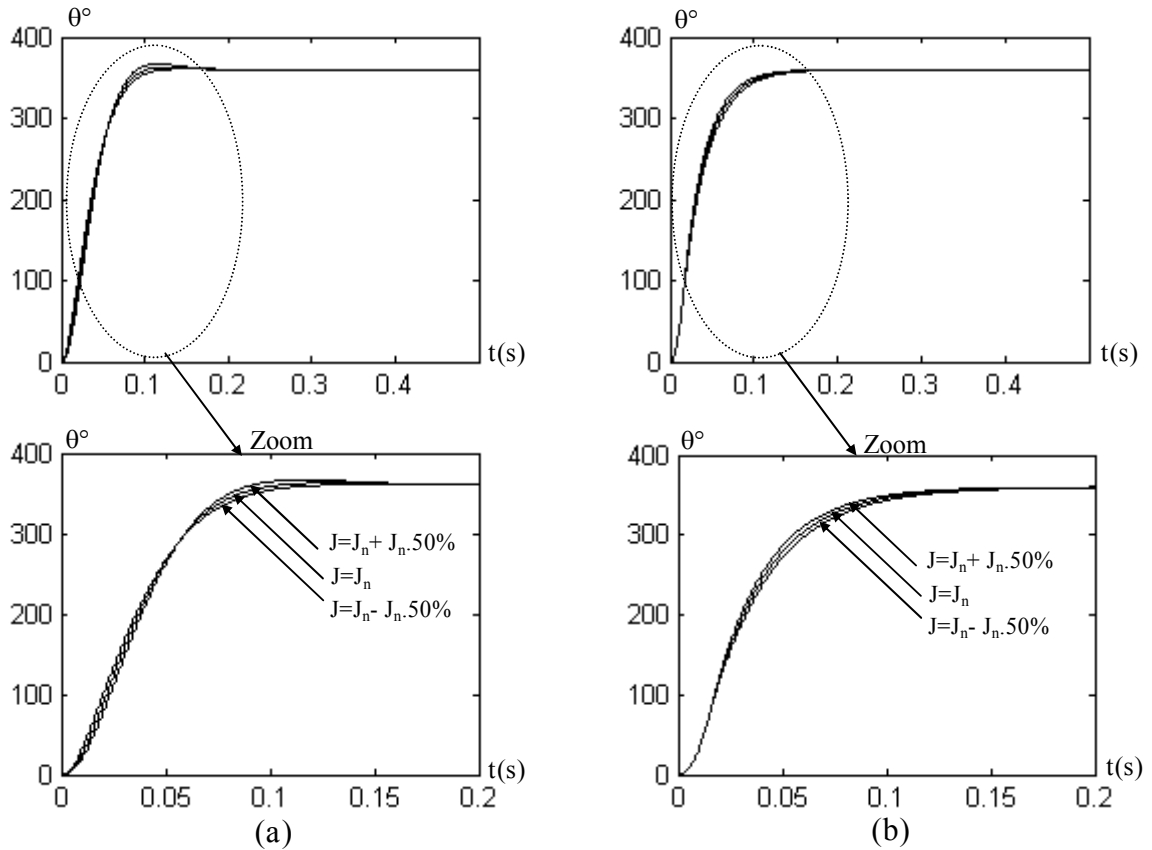


Figure 5.7: Résultats de simulation pour une variation du moment d'inertie ($J = J_n \pm J_n \cdot 50\%$).

a- PI, b- CSV.

Conclusion

Ce chapitre nous permet réaliser une étude comparative entre la CSV et la commande PI pour l'asservissement en vitesse ou en position de la MSAP.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que de bonnes performances sont obtenues avec la CSV. En effet, en comparant avec la commande PI, la CSV est plus rapide et plus robuste dans les différents modes de fonctionnement du moteur (à vide, en charge, inversion de la vitesse ou la position et variation du moment d'inertie).

Les techniques de commande CSV et PI nécessitent la connaissance des grandeurs d'état et de sortie. Ces grandeurs peuvent être obtenues en utilisant des capteurs mécaniques présentant plusieurs inconvénients tel que l'encombrement, la génération du bruit....

Le chapitre suivant est consacré à l'estimation des grandeurs vitesse et position en utilisant un filtre de Kalman étendu afin d'élaborer une commande vectorielle robuste.

Commande sans capteurs mécaniques de vitesse et de position

VI.1 Introduction

Récemment, plusieurs recherches ont été orientées pour le développement de la commande du MSAP sans utilisation de capteurs. Ceci, sous la demande accrue de l'industrie qui veut éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre côté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses [LAA 01].

Pour ces raisons, plusieurs auteurs ont proposé différentes stratégies basées sur la théorie d'estimation de l'automatisme en vue de déterminer la position et la vitesse pour la commande de la MSAP.

Ce chapitre présente une description générale d'un contrôle sans capteurs de vitesse et de position d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension à *MLI*.

Dans la section (VI.4), le filtre de Kalman étendu est associé à un entraînement de la MSAP piloté par une commande vectorielle PI. Tandis que, dans la section (VI.5), le filtre de Kalman étendu est associé à un entraînement de la MSAP piloté par une commande à mode glissant.

VI.2 Filtre de Kalman étendu

VI.2.1 Principe

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables [BOU 96].

Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, ils suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrelés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrelés des bruits de mesure.

VI.2.2 Algorithme

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant [BOU 96], [BEN 98]:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) + \mathbf{w}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(k)) + \mathbf{v}(k) \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

avec

$\mathbf{w}(k)$: vecteur de bruit d'état

$\mathbf{v}(k)$: vecteur de bruit de mesure

On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et en déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes:

Etape 1 : Phase de prédiction

- Estimation sous forme de prédiction :

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1/k) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}(k/k), \mathbf{u}(k)) \quad (\text{VI.2})$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$. On cherche alors à déterminer sa variance.

- calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

$$\mathbf{P}(k+1/k) = \mathbf{F}(k)\mathbf{P}(k)\mathbf{F}(k)^T + \mathbf{Q} \quad (\text{VI.3})$$

Avec :

$$\mathbf{F}(k) = \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k))}{\partial \mathbf{x}^T(k)} \right|_{\mathbf{x}(k)=\hat{\mathbf{x}}(k/k)} \quad (\text{VI.4})$$

Etape 2: Phase de correction

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée y_{k+1} et la sortie prédite $\hat{y}_{k+1/k}$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre \mathbf{K}_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

- calcul du gain de Kalman :

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}(k+1/k).\mathbf{H}(k)^T .(\mathbf{H}(k)\mathbf{P}(k+1/k)\mathbf{H}(k)^T + \mathbf{R})^{-1} \quad (\text{VI.5})$$

Avec:

$$H(k) = \left. \frac{\partial h(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)} \quad (\text{VI.6})$$

- Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k)P(k+1/k) \quad (\text{VI.7})$$

- Estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)(y(k+1) - H\hat{x}(k+1/k)) \quad (\text{VI.8})$$

La figure 1.3 présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu [FRA 05].

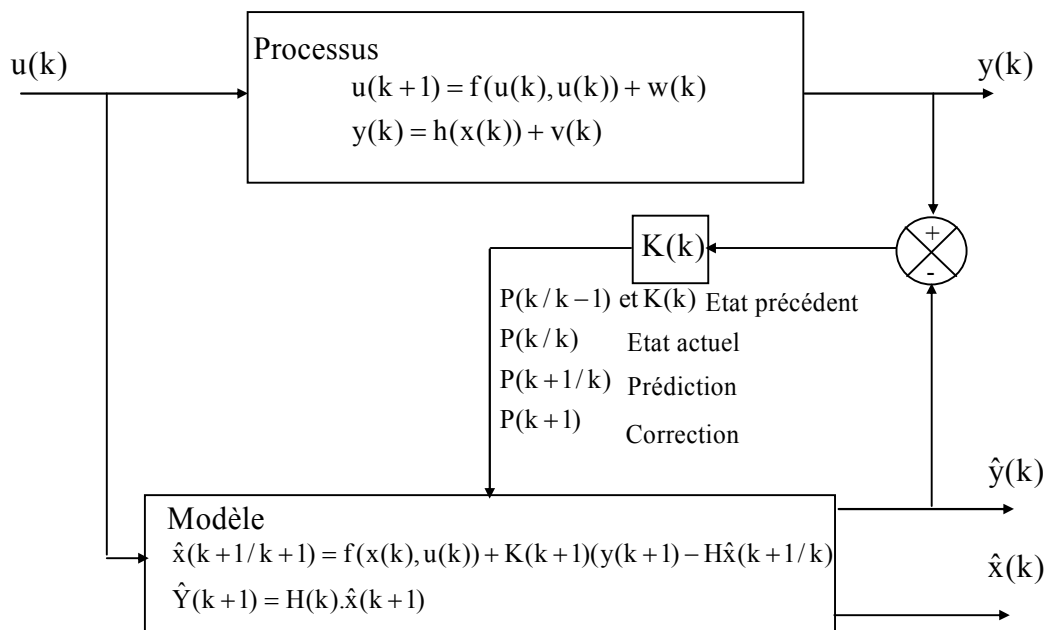


Figure 6.1 : Principe d'un filtre de Kalman

VI.3 Application du filtre de Kalman étendu à la MSAP

Le choix du référentiel pour l'application du filtre de Kalman étendu est essentiel. Le cas idéal consisterait à utiliser le référentiel de Park lié au rotor.

Dans notre cas, on a choisit un modèle avec ce référentiel (lié au rotor) présenté dans (VI.9) et le filtre de Kalman étendu est utilisé pour l'estimation du vecteur d'état x_k composé des courants I_d et I_q , la vitesse mécanique de rotation et la position du rotor. Dans ce modèle non linéaire, on a supposé que la vitesse mécanique est un état et pas un paramètre.

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) + \mathbf{w}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(k)) + \mathbf{v}(k) \end{cases} \quad (\text{VI.9})$$

Avec :

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) = \begin{bmatrix} I_d & I_q & \Omega & \theta \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} (1 - T_s \frac{R_s}{L_d}) I_d + p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} I_q + T_s \frac{1}{L_d} V_d \\ (-p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q}) I_d + (1 - T_s \frac{R_s}{L_q}) I_q - T_s \frac{\phi_{sf}}{L_q} p\Omega + T_s \frac{1}{L_q} V_q \\ pT_s \frac{L_d - L_q}{J} I_q I_d + pT_s \frac{\phi_{sf}}{J} I_q + (1 - T_s \frac{f}{J}) \Omega - T_s \frac{1}{J} C_r \\ \Omega \end{bmatrix}$$

et:

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} I_d & I_q \end{bmatrix}^T$$

VI.3.1 Détermination des matrices F et H

Les matrices de linéarisation F et H nous permettent de linéariser le système en chaque instant de fonctionnement. Elles sont données comme suit:

$$\mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} 1 - T_s \frac{R_s}{L_d} & p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} & T_s \frac{p \cdot L_q}{L_d} I_q & 0 \\ -p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q} & 1 - T_s \frac{R_s}{L_q} & (-T_s \frac{p \cdot \phi_{sf}}{L_q} + T_s \frac{p \cdot L_d}{L_q} I_d) & 0 \\ pT_s \frac{L_d - L_q}{J} I_q & pT_s \frac{L_d - L_q}{J} I_d + pT_s \frac{\phi_{sf}}{J} & 1 - T_s \frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{VI.10})$$

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{VI.11})$$

Le filtre de Kalman étendu nécessite un vecteur de commande (entrée) composé de deux composantes d'axe dq du courant et de la tension ainsi que le couple de charge C_r . Or, ce couple de charge est difficilement mesurable ce qui nous oblige à utiliser son estimé.

La méthode proposée par *lePioufle* permet d'estimer en temps réel le couple de charge [MER 02]. La figure 6.2 illustre le principe de l'estimation.

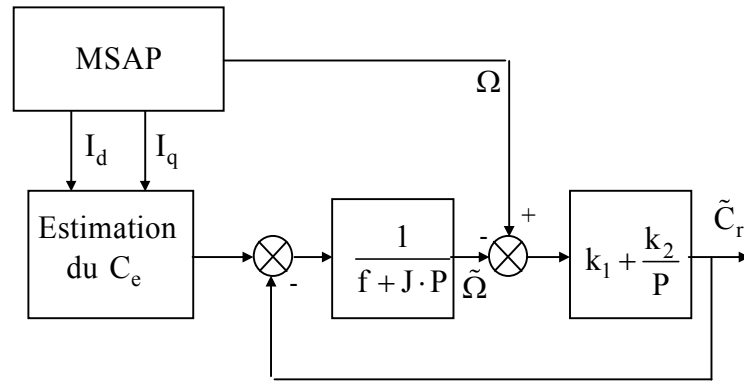


Figure 6.2: Estimation du couple charge

L'erreur entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée est présentée comme entrée d'un régulateur PI dont la sortie est:

$$\tilde{C}_r = \frac{1 + \frac{k_1}{k_2} \cdot P}{1 + \frac{1+k_1}{k_2} \cdot P + \frac{1}{k_2} \cdot P^2} \cdot C_r \tag{VI.12}$$

k_1 et k_2 sont déterminés par une imposition des pôles.

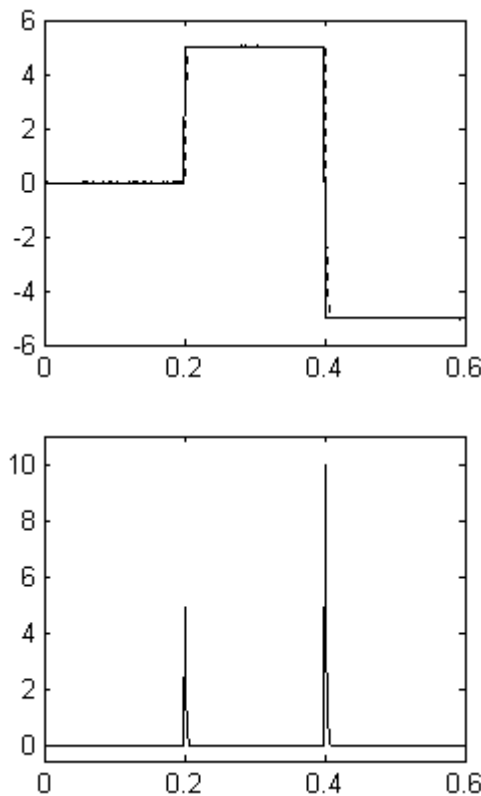


Figure 6.3: Estimation du couple charge

La figure 6.3 montre l'estimation du couple de charge pour une référence imposée comme suit: à $t=0.2$ s, un échelon de couple de charge $C_r = 5\text{Nm}$ est appliqué, puis à $t=0.4$ s, la charge est inversée et $C_r = -5\text{Nm}$. On peut noter que l'estimation de ce couple est satisfaisante. Le couple estimé suit sa référence lors de la variation brusque de 5Nm à -5Nm .

VI.3.2 Choix des matrices de covariance Q et R

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre. Cependant, quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain K réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur.

La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R.

VI.4 Simulation d'une commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse et de position

VI.4.1 Présentation du système simulé

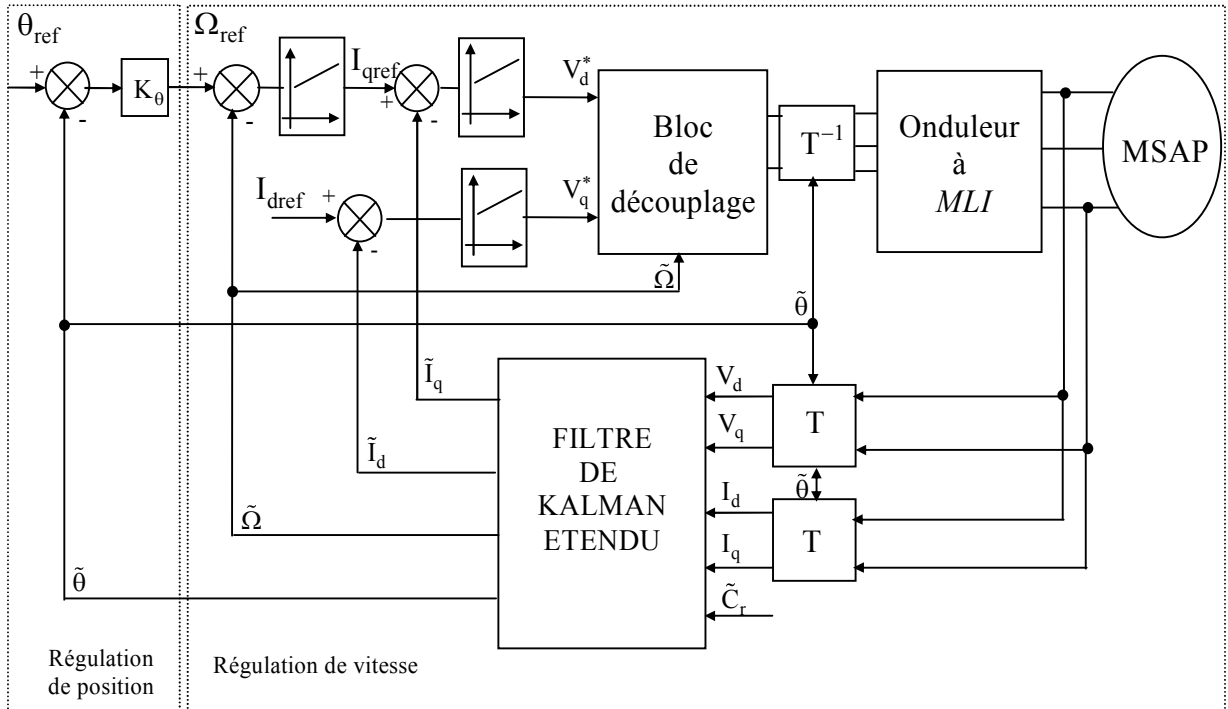


Figure 6.4: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP avec l'application du filtre de Kalman étendu.

VI.4.2 Résultats de simulation

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à divers tests de simulation, pour une commande vectorielle en vitesse et en position.

a. Asservissement de vitesse

La figure 6.5 montre une réponse de vitesse évolue comme suit: à l'instant initial, on applique un échelon de vitesse de 200rad/s. A $t= 0.1s$, on applique un couple de charge de 5Nm, le sens de rotation du moteur est inversé à -200rad/s à $t=0.2 s$ et finalement à $t=0.4s$, la référence de vitesse devient +20rad/s. Notons, que les réponses en vitesse et position estimées et réelles sont données dans le même graphe.

On observe que les résultats d'estimation sont très satisfaisants en terme de robustesse. En effet, la figure 6.5 montre que les erreurs d'estimation sont faibles, même lors des variations importantes de la vitesse. On peut noter aussi que, ce filtre donne des bons résultats aux basses vitesses. Il est bien clair, d'après ces résultats, que cet algorithme de réglage sans capteurs proposé possède une large capacité de réglage de vitesse et une bonne réponse aussi bien en transitoire qu'en statique.

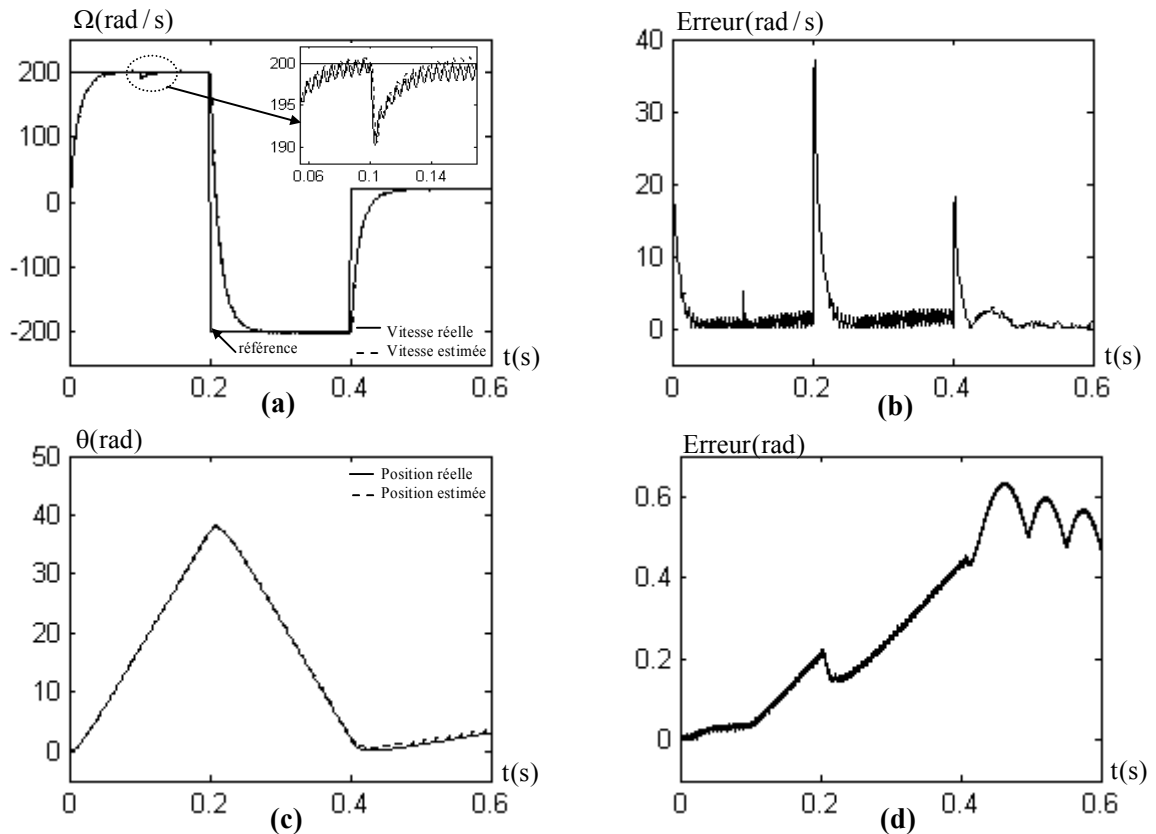


Figure 6.5: Comportement dynamique de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse par une commande PI.

- (a) vitesse réelle et estimée.
- (b) erreur d'estimation de la vitesse.
- (c) position réelle et estimée.
- (d) erreur d'estimation de la position.

b. Asservissement de position

Pour l'asservissement de position on donne les résultats de simulation des figures 6.6 et 6.7, la figure 6.6 donne le comportement de la MSAP pour un échelon de position de 360° suivie d'une application de la charge de 5Nm à $t=0.2$ s. Tandis que, la figure 6.7 donne le comportement de la MSAP pour une inversion de la position de 360° à -360° à $t=0.2$ s. On remarque que, les valeurs réelles et estimées de la position et de la vitesse obtenue sont comparables et que leurs erreurs d'estimation sont faibles en présence d'une perturbation externe. Cependant, on observe une divergence du filtre pour le cas d'inversion de la position.

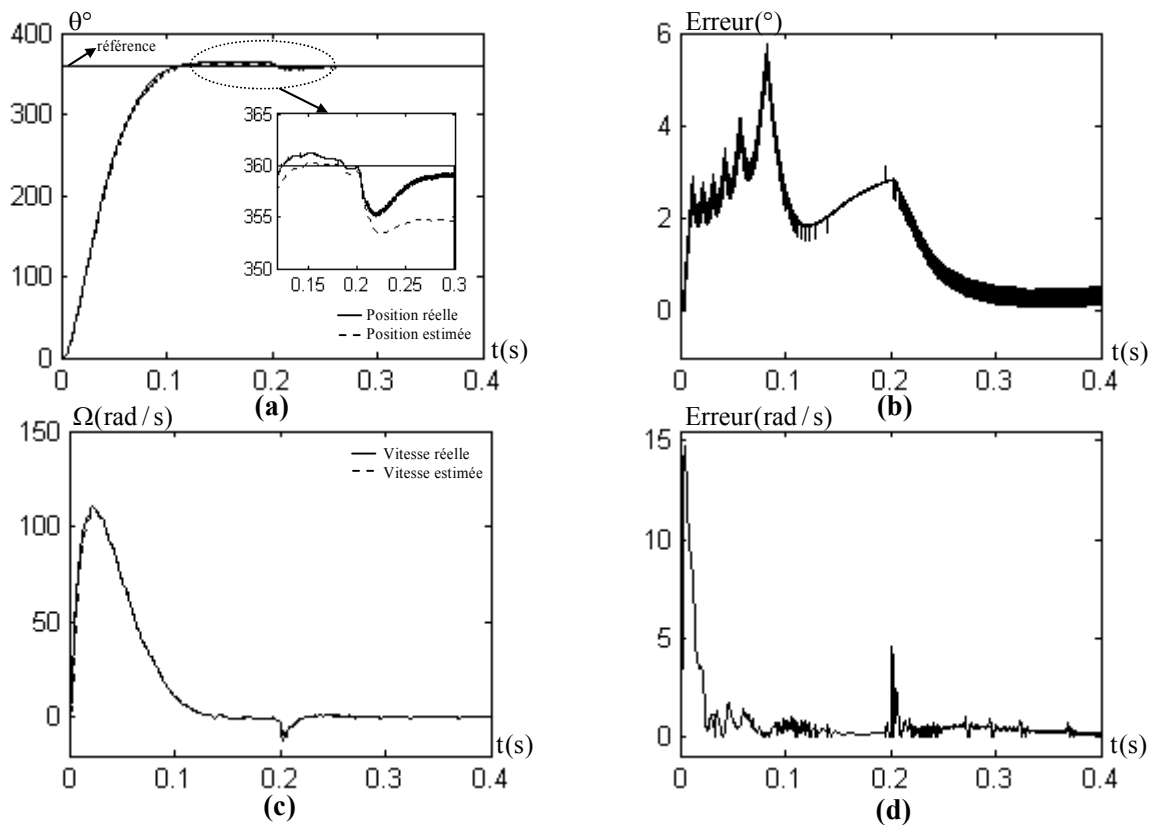


Figure 6.6: Résultats de simulation pour l'asservissement de la position de la MSAP par une commande PI, pour un démarrage à un échelon de position suivi d'une charge de 5 N.m à l'instant $t=0.2$ s.

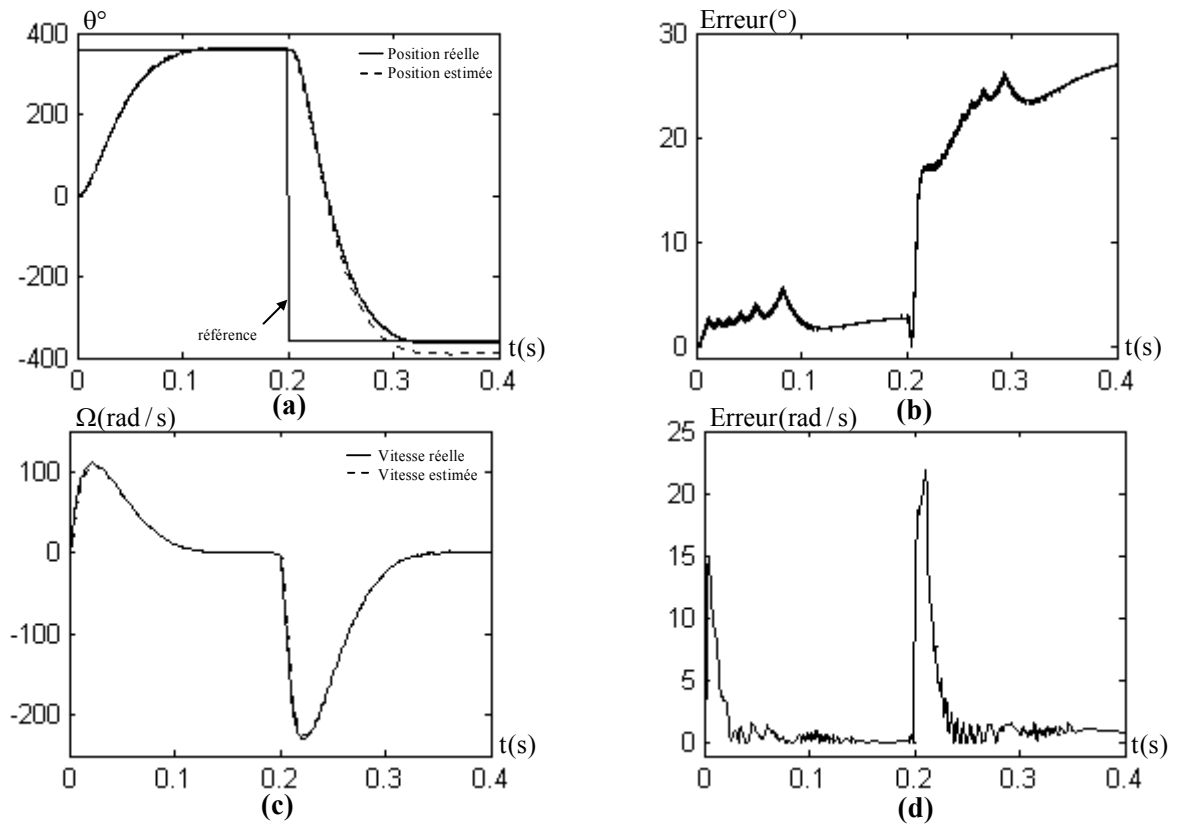


Figure 6.7: Résultats de simulation pour l'asservissement de la position de la MSAP par une commande PI, pour l'inversion de la position à l'instant $t=0.2$ s.

- (a) vitesse réelle et estimée.
- (b) erreur d'estimation de la vitesse.
- (c) position réelle et estimée.
- (d) erreur d'estimation de la position.

VI.5 Simulation d'une commande par mode glissant sans capteur mécanique de vitesse et de position

VI.5.1 Présentation du système simulé

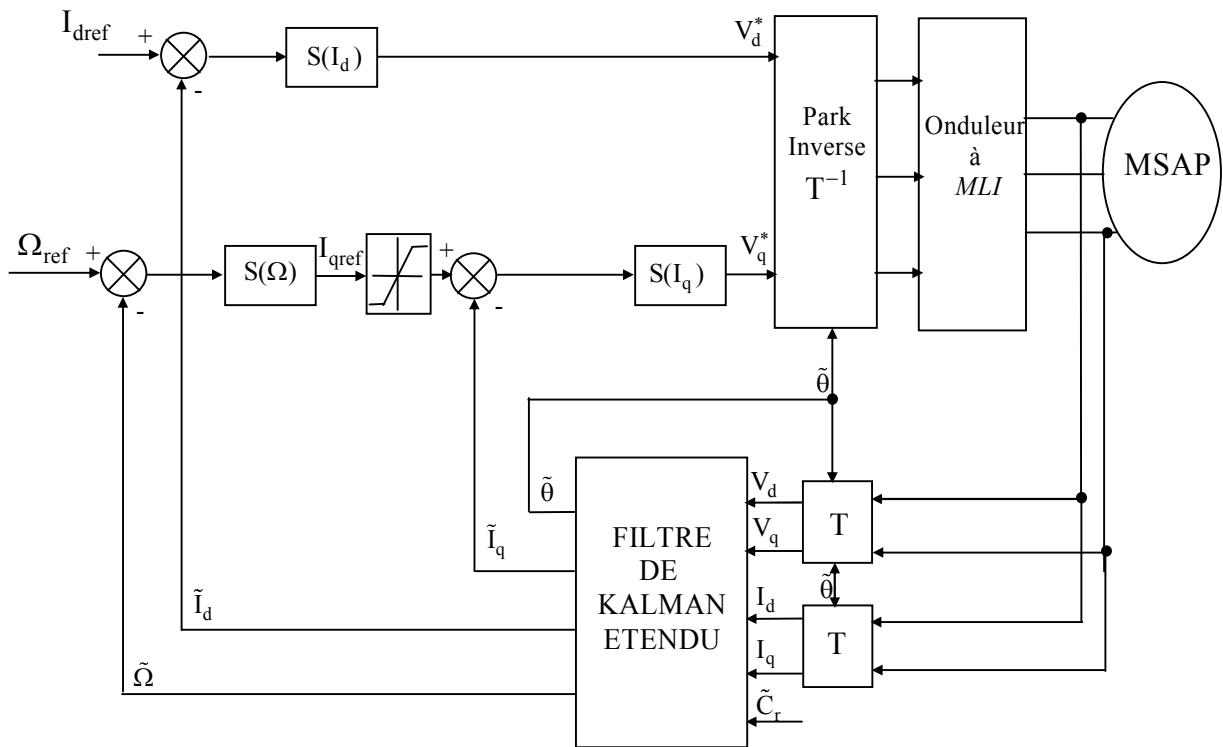


Figure 6.8: Schéma global de la CSV de la vitesse avec l'application du filtre de Kalman étendu.

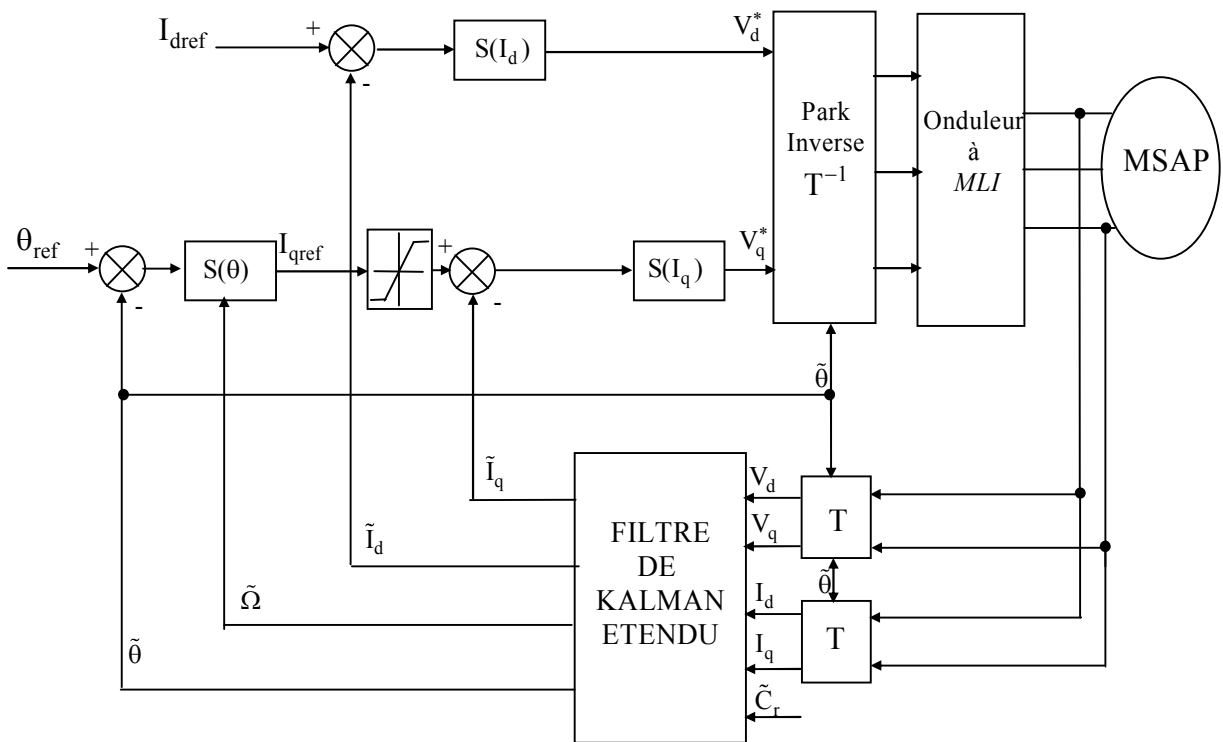


Figure 6.9: Schéma global de la CSV de la position avec l'application du filtre de Kalman étendu.

VI.5.2 Résultats de simulation

Dans ce cas, le filtre de Kalman étendu est associé à un réglage de vitesse et de position par le mode de glissement. En suivant le même chemin précédent, les résultats de simulation sont comme suit:

a. Asservissement de vitesse

La figure 6.10 montre la vitesse réelle et estimée ainsi que la position angulaire réelle et estimée correspondante. L'erreur d'estimation de la vitesse et de la position montre que ces grandeurs suivent leurs estimés avec exactitude en régime permanent qu'en transitoire (démarrage, application de la charge et inversion du sens de rotation). On peut conclure que, les comportements statique et dynamique du système d'entraînement global sont meilleurs que ceux obtenus avec la commande vectorielle PI associée à ce filtre.

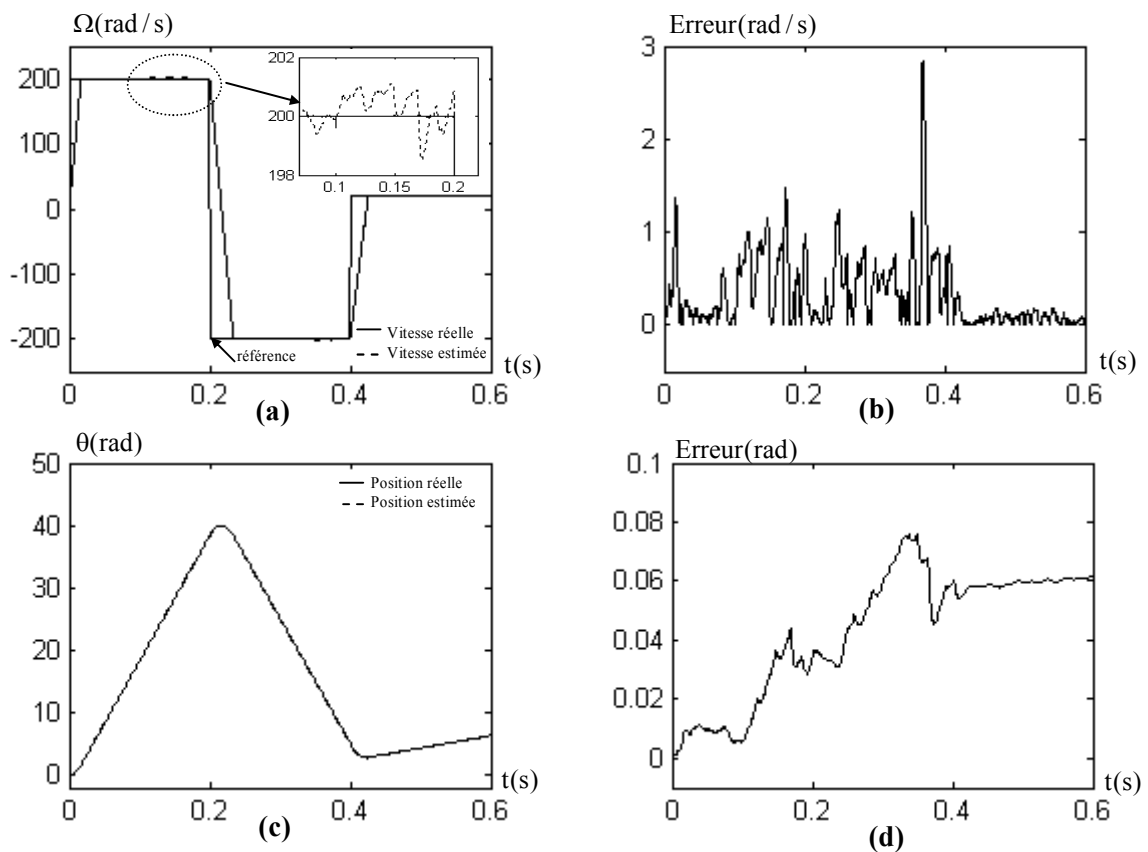


Figure 6.10: Comportement dynamique de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse par une commande à structure variable.

- (a) vitesse réelle et estimée.
- (b) erreur d'estimation de la vitesse.
- (c) position réelle et estimée.
- (d) erreur d'estimation de la position.

b. Asservissement de position

Les résultats de simulation (figure 6.11, 6.12) donnés dans cette section, montrent la robustesse du filtre proposé et par conséquent le système d'entraînement global pour le cas d'asservissement de position.

En comparant avec les résultats de la commande vectorielle PI, nous constatons que le réglage par mode de glissement avec le filtre de Kalman étendu apporte des améliorations importantes au système d'entraînement.

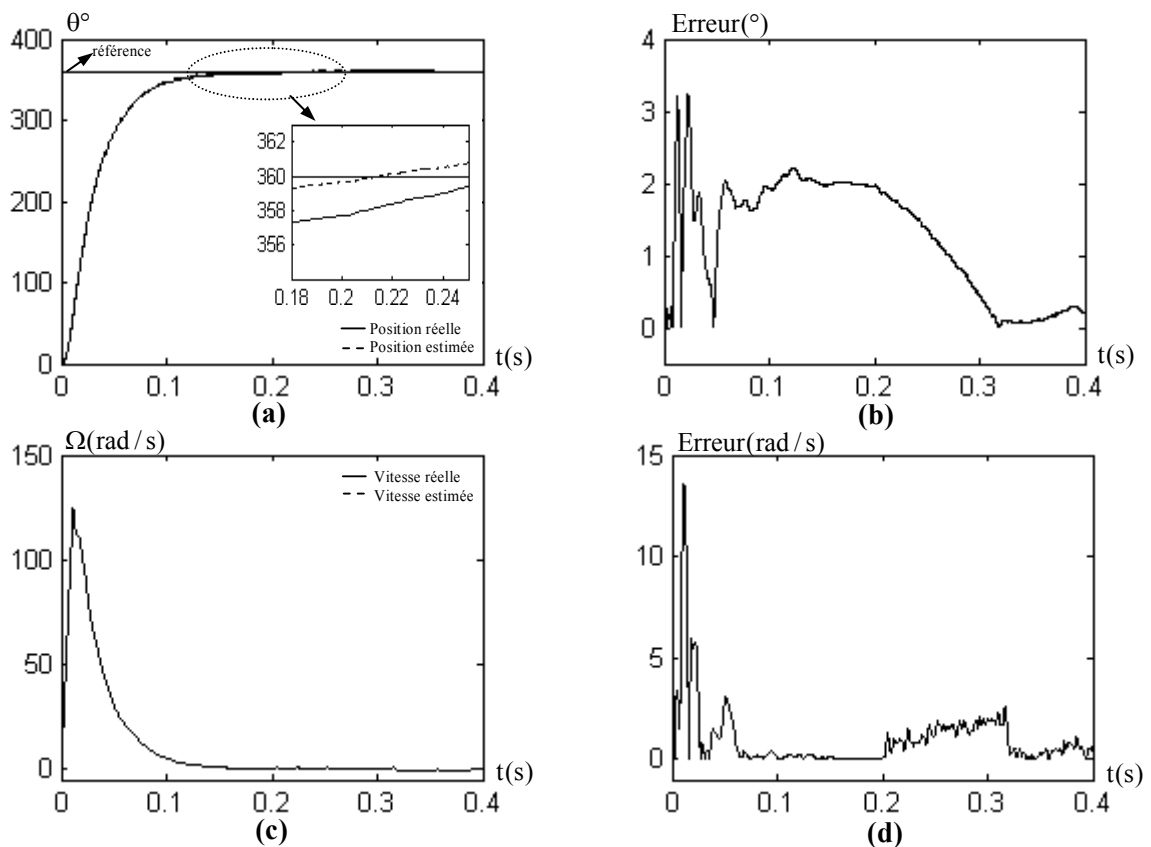


Figure 6.11: Résultats de simulation pour l'asservissement de la position de la MSAP par une commande à structure variable, pour un démarrage à un échelon de position suivi d'une charge de 5 N.m à l'instant $t=0.2$ s.

- (a) vitesse réelle et estimée.
- (b) erreur d'estimation de la vitesse.
- (c) position réelle et estimée.
- (d) erreur d'estimation de la position.

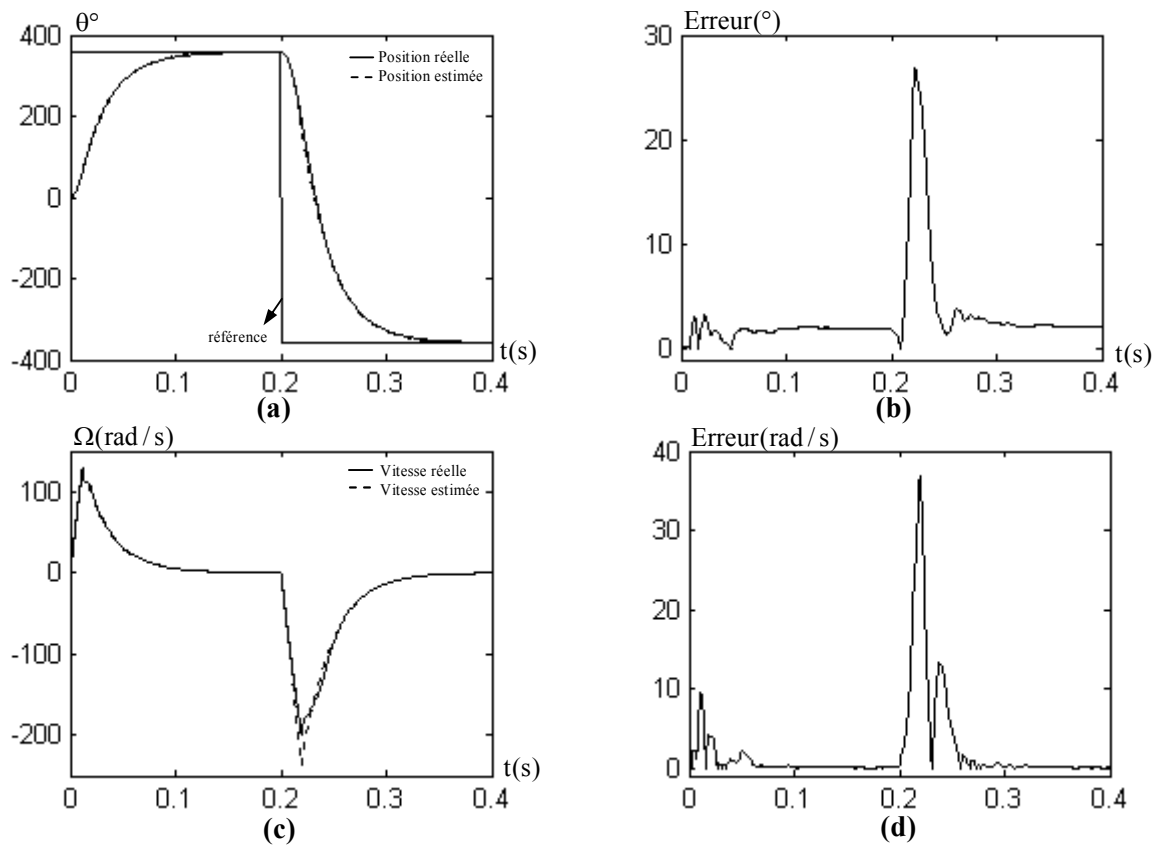


Figure 6.12: Résultats de simulation pour l'asservissement de la position de la MSAP par une commande à structure variable, pour l'inversion de la position à l'instant $t=0.2$ s.

- (a) vitesse réelle et estimée.
- (b) erreur d'estimation de la vitesse.
- (c) position réelle et estimée.
- (d) erreur d'estimation de la position.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé les propriétés statiques et dynamiques de la commande vectorielle PI et de la commande CSV sans capteurs de vitesse et de position de la MSAP en utilisant le filtre de Kalman étendu.

Globalement, pour les deux types de commande, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse et de la position sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (vide, charge, inversion de sens de rotation).

Cependant, on peut constater que la CSV sans capteurs est plus robuste et plus meilleure que celle de la commande PI sans capteurs.

Conclusion générale

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande en vitesse ou en position par mode de glissement 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 ou 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.

Ce problème est surmonté, aux troisième et quatrième chapitres, à travers l'utilisation de la technique de commande par mode de glissement. Cependant, cette technique de commande présente aussi l'inconvénient des oscillations aux hautes fréquences. Afin de remédier à cet inconvénient, nous avons analysé le comportement de la CSV pour diverses formes de la commande discontinue dans le cas de l'asservissement en vitesse. La première forme consiste à considérer la fonction de la commande u_n comme un relais. La deuxième stratégie consiste à adoucir la fonction u_n . La troisième stratégie, dite commande intégrale, est également testée.

Les résultats, obtenus avec la CSV pour ces trois stratégies de commande, sont comparés entre eux afin de montrer la meilleure structure de commande qui minimise le phénomène de *chattring*.

A travers ces comparaisons, on peut conclure que la commande intégrale est la meilleure solution, car elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations aux hautes fréquences.

Pour ces raisons, on a appliqué cette commande intégrale pour l'asservissement en vitesse et en position.

Différents tests de simulation sont également effectués afin de vérifier les performances de l'asservissement en vitesse ou en position par la CSV avec utilisation de la commande intégrale. 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.

Dans le cinquième chapitre, les résultats obtenus avec la CSV sont comparés avec ceux obtenus avec une commande vectorielle de type PI. Pour l'asservissement en vitesse ou en position et quelles que soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses avec la CSV sont plus rapides et plus robustes vis-à-vis des variations des charges et du moment d'inertie du moteur.

Concernant la commande sans capteurs mécaniques de vitesse et de position, les résultats obtenus en simulation montrent l'efficacité du filtre de Kalman étendu. Ils se traduisent par une erreur d'estimation très petite pour différentes vitesses de rotation (grandes vitesses, basses vitesses) ainsi que par l'insensibilité aux variations de la charge. Pour l'asservissement de position, on note aussi que les résultats sont également assez bons. On peut dire que ce filtre permet de réaliser avec succès les deux types de commandes sans capteurs.

Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose:

- la prise en compte de la saturation de la machine,
- l'utilisation des régulateurs mixtes (modes glissant, logique floue) au lieu des régulateurs à modes glissants seulement,
- l'identification paramétrique de la machine en utilisant le filtre de Kalman étendu.

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée:

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	$p = 4$
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	$f = 1.4 \cdot 10^{-3} \text{ Nm/rad/s}$

Bibliographie

- [ABE 02] **Abed, A.** " Contribution à L'étude et au Diagnostic de la machine Asynchrone ".
Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, Mars 2002.
- [BAR 03] **Barut, M. Bogosyan, O. S. Gokasan, M.** "An EKF Based Reduced Order Estimator for The Sensor less Control of IM's". IEEE Trans. power Electron, 2003.
- [BEN 98] **Benchai, 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.
- [BEL 02] **Belabbes, B.** " Etude comparative de la CSV et la commande non linéaire pour l'asservissement de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents" , conférence on Electrical Engineering 10-11 décembre 2002, université de Batna.
- [BOU 02] **Bouchafaa, F. Berkouk, E.M.** "Stratégie de commande d'un onduleur multi niveaux a structure NPC par la triangulo-sinusoidale a une porteuse (application a la conduit d'une MSAP)". 3^{ème} Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002; université de Batna.
- [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.
- [BRO 94] **Brosse, A . Brunsbash, B.J.** " Sliding made control in comparison with other current control methods for a permanent exited synchronous machine".
PWTH Aachen, Germany. (Publication IEEE 1994).
- [BUH 97] **Buhler, H.** " Réglage de systèmes d'électronique de puissance", Volume 1.presse polytechnique romande1997.
- [BUH 97] **Buhler, H.** "Réglage de systèmes d'électronique de puissance", Volume 2.presse polytechnique romande1997.
- [BUH 86] **Buhler, H.** " Réglage par mode de glissement", presse polytechnique romande1986.
- [CAN 00] **Canudas, C.** " Commande Des Moteurs Asynchrones 1 : Modélisation, Control Vectoriel et DTC". Volume 1.Paris Hermes Science Publication, 2000.
- [CAR 95] **Caron J.P. Hautier, J.P.** " Modélisation et Commande De La Machine Asynchrones" Edition Technip, 1995.

- [FAQ 03]** **Faqir, A .Betin, F.** " Varying sliding surface control of an induction machine drive " 0-7803-7729-x/03/\$17.00 , 2003 IEEE .
- [FLA 95]** **Flavia, M . Freitas, S . Zélia Myram .** " Position and speed sliding mode control of an interior permanent magnet synchronous motor ". University of Minas Gerais, Brazil. (Publication IEEE 1995).
- [GRE 00]** **Grellet.G, Clerc, G.** " ActionneursElectriques, Principe/Modèle/Commande" Eyrolles, Deuxieme 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.** " Contole Direct Du Couple Des Machines synchrones Avec Et Sans Capteur Mecanique ". 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 Magistere, Université De Batna, 2001.
- [KOU 02]** **Kouzi, K.** « Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur Vitesse par un Réglage PI Flou à Gains Flous Adaptés Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement». Mémoire de Magister de l'université de Batna,2002.
- [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.
- [MAD 98]** **Madni, N .Benkhoris, M.F.** " Sliding made control of asynchronous motor drive". Power Electronics and variable speed drives. 21-23 september 1998. conference publication No. 456 IEEE 1998.
- [MER 02]** **Meroufel, A.** "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à MLI". Conférence on electrical engineering 10-11 décembre 2002 ; université de Batna.
- [MOR 05]** **Morand, F.** « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones». Thèse de doctorat L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon.France.2005.
- [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.

- [RAH 04]** **Rahoua, N.** " Commande Adaptative à Modèle De Référence D'une a Machine synchrone Triphasée Alimentée par un onduleur De Tension" .Mémoire de Magister de l'université de Biskra, 2004.
- [ROB 95]** **Robyns, B. Fu, Y. Labrique, F.** " Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de foible puissance".Université Catholique de Louvain, Laboratoire d'électrotechnique, Belgique. Les Editions de physique 1995.
- [SAI 02]** **Saiad, A.** " Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique" Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [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.
- [TER 99]** **Terorde, G.** " Sensor less control of a permanent magnet synchronous motor for PV-powered water pump systems using the extended Kalman filter". Ninth international Conference on Electrical Machine and Drives, conference Publication N0486,IEE, 1999.
- [UTK 77]** **Utkin, V.I.** "Variable structure systems with sliding modes". IEEE Transactions On Automatic Control, Vol. Ac-22, No.2, April 1977.
- [UTK 92]** **Utkin, V.I.** « Sliding mode in controle optimisation » springer-verlag,Berlin 1992.
- [UTK 93]** **Utkin, V.I.** "Sliding mode control design principles and application to electric drives" IEEE Trans On In Elect,Vol 40 N1feb93.
- [YAN]** **Yang, Z.P . LIU, C.L.** " Variable structure control with sliding mode for self-controlled synchronous motor drive speed regulation". Depatment of Electrical Engineering, Xi'an Minig Institute, Xi'an China. (Publication IEEE).
- [YOU 03]** **Young, Sam Kim.** " MRAS based sensor less control of permanent magnet synchronous motor»SICE Annual Conference in Fukui, august 4-6, 2003.
- [ZAH 98]** **Zaharieva,T.** " Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position ". Thèse de L'INSA De Toulouse, 1998.
- [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" 3^{ème} Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002; université de Batna.