

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie Electrique
Ref :



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم: الهندسة الكهربائية
المرجع:

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat en sciences

Option : Automatique

**Contribution à la commande mode glissant - floue sans
capteur des machines électriques triphasées
"Application au moteur synchrone à aimants permanents"**

Présentée par :
Fateh Benchabane

Soutenue publiquement le : ...

Devant le jury composé de :

Président	: S. M. MIMOUNE	Professeur	Université de Biskra
Directeur de thèse	: A. TITAOUINE	Maître de conférences	Université de Biskra
Examineur	: O. BENNIS	Maître de conférences	Université d'Orléans (France)
Examineur	: M. BOUMEHRAZ	Maître de conférences	Université de Biskra
Examineur	: D. SAIGAA	Maître de conférences	Université de M'sila
Examineur	: A. MAYOUF	Maître de conférences	Université de Djelfa

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde gratitude et mes remerciements les plus sincères à mon directeur de recherche Monsieur A. TITAOUINE, Maître de conférences à l'Université de Mouhamed Khider Biskra. Il m'a donné l'occasion de travailler sur un sujet passionnant, m'a apporté ses idées originales lors de nos nombreuses discussions. Son expérience dans ce domaine de recherche, ses conseils, ses encouragements m'ont été très précieux et m'ont permis de mener à bien mon travail. Je le remercie également pour la confiance qu'il m'a toujours témoignée et pour la liberté scientifique dont j'ai disposée.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur S. M. MIMOUNE, Professeur au département de Génie Electrique à l'Université de Biskra, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury et pour ses remarques judicieuses.

Je tiens à exprimer ma gratitude à Madame O. BENNIS, Maître de conférences à l'Université d'Orléans (France) qui a accepté de me recevoir afin de discuter mes travaux et, ensuite, de participer à ma commission d'examen.

J'exprime également mes vifs remerciements à Monsieur M. BOUMEHRAZ, Maître de conférences à l'Université de Biskra, Monsieur D. SAIGAA, Maître de conférences à l'Université de M'sila et à Monsieur A. MAYOUF Maître de conférences à l'université de Djelfa pour avoir accepté d'être examinateurs de cette thèse.

Je tiens à remercier, particulièrement, Messieurs, BENCHABANE Adel, GUETTAF Abderazek, YAHIA Khaled et TAIBI Djamel pour l'aide précieuse qu'ils m'ont apporté, pour accomplir le présent travail, par leurs maîtrise du logiciel de simulation ainsi que leurs profonde connaissances des techniques de commandes.

Je tiens également à remercier l'ensemble des personnels administratifs et enseignants du Département de Génie Electrique de l'Université de Biskra, qui resteront anonymes dans cette page, mais qui m'ont permis de mener à terme ce travail dans une ambiance très amicale.

Je remercie également le directeur du laboratoire MSE, Monsieur M. BAHRI et tous les membres de ce laboratoire pour leur aide.

Enfin je remercie ma famille pour leurs encouragements, ainsi que l'intérêt et la curiosité qu'ils m'ont souvent manifesté pour ces travaux.

À mes parents
À toute ma famille
À tous ceux qui me sont chers

Sommaire

Remerciements	i
Notations et symboles	ii
Introduction générale	1
Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone triphasée	
I.1 Introduction.....	5
I.2 Types de modélisation.....	5
I.2.1 Modélisation de Park.....	5
I.2.2 Modélisation par réseaux de perméances.....	6
I.2.3 Modélisation par éléments finis.....	6
I.3 Modélisation de la machine synchrone à enroulement d'excitation	7
I.3.1 Hypothèses simplificatrices	7
I.3.2 Mise en équation	7
I.4 Machine synchrone à aimants permanents	10
I.4.1 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère lié au rotor.....	11
I.4.2 Représentation d'état.....	12
I.5 Modélisation de l'onduleur de tension.....	12
I.5.1 Commande par MLI à hystérésis.....	14
I.5.2 Commande par MLI vectorielle.....	16
I.5.3 Simulation d'une MLI Vectorielle (SVM).....	19
I.6 Conclusion.....	22
Chapitre II : Théorie du mode glissant & de la logique floue	
II.1 Introduction à la théorie du mode glissant	23
II.2 Principe de la commande à structures variables.....	23
II.2.1 Exemple de synthèse d'une commande à structure variable.....	25
II.2.2 Démonstration du mode de glissement.....	27
II.2.3 Conditions d'existence du mode de glissement.....	29
II.2.4 La commande équivalente.....	29
II.2.5 La commande discontinue de base	31
II.2.5.1 Commande sign	31
II.2.5.2 Commande avec un seul seuil	32
II.2.5.3 Commande adoucie	32
II.2.5.4 Commande intégrale.....	33
II.3 Introduction à la théorie de la logique floue	34
II.4 Domaines d'applications	36

II.5 Les bases de la commande floue	36
II.5.1 Les fonctions d'appartenance.....	36
II.5.2 Opérateurs de la logique floue	37
II.5.3 Univers de discours et degré d'appartenance	38
II.5.4 Schéma d'une commande floue	38
II.6 Structure d'une commande floue	39
II.6.1 Bases de règles et définition	39
II.6.2 Interface de fuzzification	41
II.6.3 Mécanismes d'inférence	42
II.6.4 Interface de défuzzification	43
II.7 Conclusion.....	45
Chapitre III : Asservissement à vitesse variable de la MSAP	
III.1 Introduction.....	46
III.2 Commande vectorielle de la MSAP	46
III .2.1 Principe.....	47
III .2.2 Description du système global.....	47
III .2.3 Découplage.....	48
III .2.4 Détermination des régulateurs de courants.....	50
III .2.5 Détermination du régulateur de vitesse	52
III .2.6 Résultats de simulation.....	53
III.3 Commande par mode glissant de la MSAP	54
III.3.1 Stratégie de réglage à trois surfaces	55
III.3.2 Résultats de simulation	57
III.4 Commande par mode glissant - floue de la MSAP.....	59
III.4.1 Régulateur logique floue	59
III.4.2 Schéma bloc du réglage mode glissant – floue de la MSAP.....	62
III.4.2 Résultats de simulation	63
III.5 Conclusion.....	64
Chapitre IV : Filtre de Kalman stochastique d'ordre complet	
IV.1 Introduction.....	66
IV.2 Observateurs.....	67
IV.2.1 Principe des observateurs.....	67
IV.2.2 Classification des observateurs.....	68
IV.3 Bruit.....	69
IV.3.1 Bruit d'état	69
IV.3.2 Bruit de mesure.....	70

IV.4 Filtre de Kalman étendu	70
IV.4.1 Principe.....	70
IV.4.2 Algorithme.....	70
IV.5 Choix des matrices de covariances Q et R	72
IV.6 Influence des matrices de covariances des bruits d'état et de mesure sur la stabilité du filtre de Kalman étendu "Application au MSAP"	72
IV.5 Conclusion.....	76
Chapitre V : Commande sans capteurs mécaniques de vitesse et de position de la MSAP	
V.1 Introduction.....	77
V.2 Application du filtre de Kalman étendu au MSAP alimenté par un onduleur à MLI vectorielle...	77
V.2.1 Détermination des matrices F et H.....	78
V.3 Commande vectorielle PI sans capteurs mécaniques de vitesse et de position.....	80
V.3.1 Présentation du système simulé.....	80
V.3.2 Résultats de simulation.....	80
V.4 Commande vectorielle PI sans capteurs mécaniques de vitesse et de position avec l'estimation du couple de charge.....	81
V.4.1 Présentation du système simulé.....	82
V.4.2 Résultats de simulation.....	82
V.5 Commande à structure variable sans capteur mécanique de vitesse et de position avec l'estimation du couple de charge.....	86
V.5.1 Présentation du système simulé.....	86
V.5.2 Résultats de simulation.....	86
V.6 Commande mode glissant – floue sans capteur mécanique de vitesse et de position.....	89
V.6.1 Présentation du système simulé.....	89
V.6.2 Résultats de simulation.....	89
V.7 Comparaison entre les différentes techniques de commande appliquées à la MSAP.....	91
V.7.1 Réponse pour un démarrage à vide suivi d'une application de la charge.....	92
V.7.2 Réponse pour une inversion de la vitesse.....	93
V.7.3 Réponse pour une inversion de couple résistant de la MSAP.....	93
V.7.4 Réponse pour une poursuite de vitesse	94
V.7.5 Réponse pour une variation du moment d'inertie de la MSAP	95
V.8 Conclusion.....	95
Conclusion générale.....	97
Bibliographie.....	99
Annexes.....	105

Introduction générale

Les actionneurs électriques jouent un rôle très important dans l'industrie. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant du point de la précision du couple délivré que de la dynamique de vitesse d'entraînement. Ainsi, les entraînements à vitesses variables représentent un domaine multidisciplinaire en génie électrique, qui regroupe des connaissances dans plusieurs secteurs : machines électriques, électronique de puissance, théorie de commande, microcontrôleur et microprocesseurs, ...etc [TIT 06c], [BEN 05a], [CAR 95].

Les récents développements dans ces disciplines poussent le domaine de l'entraînement à vitesses variables à un niveau de développement sans précédent. En effet, on en trouve des systèmes de commande de haute performance avec à la fois plus de fiabilité et à moindre coût [BUH 97a], [BEN 05a]. Nous citons ci-dessous quelques exemples dans différents domaines de recherche :

- Dans le domaine de l'électronique de puissance, l'apparition sur le marché de nouveaux interrupteurs de puissance (GTO, MOSFET, IGBT) et la mise en œuvre de différentes configurations avec les meilleurs circuits de commutation permettent de concevoir des onduleurs très efficaces à prix compétitifs, pour alimenter les machines à courant alternatifs [BOU 91], [KAJ 05].
- Dans le domaine de technologie de microprocesseurs, les développements résident en plusieurs branches : processeur, architectures, et mémoires, qui permettent d'implanter en temps réel les algorithmes les plus sophistiqués [TER 00], [TIT 06a].
- Dans le domaine de la théorie de contrôle, plusieurs techniques de commande performantes ont trouvé leurs applications dans différents secteurs. En particulier, nous pouvons citer le développement, durant ces dernières années, de la commande utilisant l'intelligence artificielle dans des applications techniques [BEN 06a].

Ainsi, la technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé que possible.

Par ailleurs, 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], [FLA 95]. Grâce à ces qualités techniques, on s'intéresse beaucoup dans la littérature au MSAP en robotique, système de traction, technologie spatiale et dans des applications domestiques [ROB 95], [SMI 00], [KAJ 05].

De point de vue conception des systèmes électriques de commande automatique des MSAP, on cherche toujours à améliorer leurs performances. Les algorithmes de commande classique, par exemple, à action proportionnelle intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. Dans le cas contraire, et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des techniques de commande assurant la robustesse du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leur variations. Parmi ces techniques, on trouve la commande par logique floue, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques et la commande à structures variables [BUH 94], [CAN 00], [CAR 00].

En générale, on cherche dans la littérature à améliorer les performances des différents types de commandes pour une machine synchrone à aimants permanents (MSAP), en l'occurrence : i) la commande vectorielle utilisant des régulateurs conventionnels PI, ii) la commande à structures variables et iii) la commande par logique floue :

- i) 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.
- ii) 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 05a], [KAJ 05], [CHA 98].

iii) La logique floue qui est une technique d'intelligence a été utilisée avec succès [BEN 10b]. Son point fort est sa robustesse, étant donné que la décision floue est basée sur des appréciations vagues, qui ne nécessitent même pas une connaissance précise du modèle du système à commander. L'association de la commande floue avec le mode glissant permet d'avoir les avantages de ces deux techniques. On obtient ainsi l'avantage de pouvoir commander séparément les courants et le couple [TIT 06c].

Par ailleurs, les inconvénients inhérents à l'utilisation du capteur mécanique, placé sur l'arbre de la machine, sont multiples. D'abord, la présence du capteur augmente le volume et le coût global du système. Ensuite, elle nécessite un bout d'arbre disponible, ce qui peut constituer un inconvénient pour des machines de petite taille. De plus, l'installation de ce capteur requiert un calage relatif au stator, opération qui s'avère délicate à reproduire en série et qui diminue la fiabilité du système [YAH 09], [BEN 10a], [BEN 11a]. Le présent travail de thèse s'inscrit dans ce contexte de suppression de ces capteurs mécaniques évitant ainsi les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés. Nous résumons les objectifs de cette thèse dans l'étude des différentes techniques de commande robuste sans capteurs de vitesse et de position avec l'estimation du couple de charge.

Le présent manuscrit est structuré en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons une synthèse bibliographique sur la modélisation des machines synchrones, puis nous présentons un cas particulier du modèle correspond à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Nous étudions également les transformations utilisées dans la modélisation des machines triphasées afin d'avoir le modèle d'état et le modèle de l'onduleur de tension.

Le deuxième chapitre traite l'aspect théorique du mode glissant et de la logique floue. En suite, nous rappelons brièvement les propriétés essentielles strictement nécessaires pour l'application spécifique au réglage. Les différentes techniques fondamentales constituant la structure générale de la commande par ces différentes techniques, sont également étudiées.

Dans le troisième chapitre, nous étudions l'asservissement de vitesse de la MSAP associée à la commande vectorielle, au mode glissant et à la commande floue-glissant. Ainsi ce chapitre est articulé sur trois parties : i) Traiter le principe de la commande vectorielle, et de son application à la MSAP, et présenter les résultats obtenus de la simulation. ii) Détailler la loi de commande à structures variables appliquée au MSAP et présenter les résultats de simulation. iii) Etablir les lois de commande mode glissant-floue appliquée au MSAP avec la présentation des résultats de simulation.

Le Quatrième chapitre est consacré à l'étude du filtre de Kalman avec un rappel sur les techniques d'estimation et d'observation. Nous présentons d'abord l'algorithme développé, dans le cas des systèmes linéaires (filtre de Kalman standard), en vue de l'estimation de l'état. Puis, nous présentons l'algorithme développé dans le cas non linéaire (filtre de Kalman étendu) en vue de l'estimation de l'état et des paramètres du MSAP.

L'intégration du filtre de Kalman étendu, pour atteindre un réglage total, constitue l'objet du cinquième chapitre. Ce dernier permet d'estimer la vitesse, la position et le couple de charge, afin de les introduire dans la commande vectorielle, la commande par mode de glissement et la commande mode glissant-floue pour l'asservissement de vitesse. Ensuite, une étude comparative entre ces différentes techniques de commande sans capteurs mécaniques s'avère nécessaire pour montrer la robustesse de l'une des trois techniques de commande étudiées par simulation (démarrage à vide, inversion du sens de rotation, essais en charge et la sensibilité de la commande vis-à-vis la variation de l'inertie).

Nous terminons par une conclusion générale sur l'ensemble de cette étude et nous proposons des perspectives de travail.

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE TRIPHASEE

I.1 Introduction

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement.

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle, en découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle.

I.2 Types de modélisation

Il existe trois approches concernant la modélisation des machines électriques [ROU 03], [NAI 03], [TIT 06c]:

- La modélisation de Park basée sur les équations électriques des machines avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ce modèle est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.
- La modélisation par réseau de perméance, où le circuit magnétique est modélisé par un circuit électrique équivalent.
- La modélisation par éléments finis est la modélisation la plus précise. Elle est surtout utilisée pour la conception et le dimensionnement des machines.

I.2.1 Modélisation de Park

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine [LAU 04], [TIT 06c].

Ce modèle fait un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale, la saturation du circuit magnétique, les pertes fer, les harmoniques

d'encoche et d'espace ne sont pas prises en compte dans la modélisation. En raison de la simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.

I.2.2 Modélisation par réseaux de perméances

La modélisation par réseaux de perméances permet d'obtenir une meilleure précision avec un coût de calcul inférieur aux modèles basés sur la méthode par éléments finis. Cela consiste à modéliser le circuit magnétique de la machine par un schéma électrique équivalent [TIT 06c]. La principale difficulté de la modélisation par réseaux de perméances se situe au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine. L'erreur de modélisation est très sensible au modèle utilisé pour la perméance d'entrefer. Cette méthode constitue un intermédiaire entre la modélisation de Park et la modélisation par éléments finis. Elle est inadéquate pour la formulation d'une commande mais elle semble très intéressante pour tester la robustesse des algorithmes. En outre, elle peut contribuer à l'estimation des paramètres de la machine.

I.2.3 Modélisation par éléments finis

Ce type de modélisation est le plus précis. Hélas, les temps de calculs offerts par cette approche sont rédhibitoires dans un contexte de commande de machines électriques. Néanmoins, lors d'un dimensionnement ou lors d'une estimation de paramètres de la machine, sa précision justifie son utilisation. Des logiciels tels que Flux2D permettent la modélisation par éléments finis des dispositifs électromagnétiques. Ce type d'approche est également utilisé lors d'un dimensionnement de machine électrique [TIT 06c], [LAU 04], ou bien pour l'ajustement des paramètres d'un modèle par réseaux de perméances.

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 [TIT 06c] [LAU 04].

Pour l'élaboration de stratégies de commande, il faut trouver un compromis entre la complexité et la précision de la modélisation. Notre choix s'est dirigé vers le modèle de Park.

I.3 Modélisation de la machine synchrone à enroulement d'excitation

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

Les phénomènes physiques liés au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs [BEN 06a],[KAD 05]. Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

1. résistance des enroulements invariables avec la température,
2. effet de peau négligeable,
3. absence de la saturation dans le circuit magnétique,
4. machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées,
5. parfaite symétrie de construction,
6. répartition spatiale sinusoïdale, le long de l'entrefer, des forces magnétomotrices,
7. entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable,
8. pertes ferromagnétiques (par hystérésis et courant de Foucault) négligeables.
9. assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.

I.3.2 Mise en équation

La machine synchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure représentée par la figure 1.1. Cette structure comporte un enroulement triphasé a,b, c stator et au rotor un enroulement d'excitation et des enroulements amortisseurs en court-circuit, qu'on suppose assimilable à deux enroulements en quadrature d'axe *od* et *oq*.

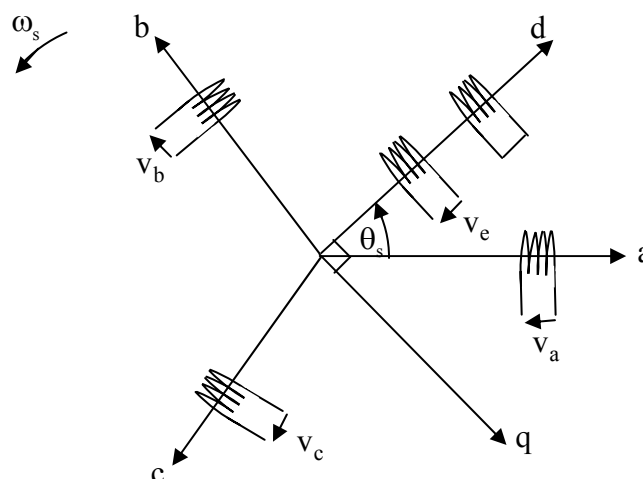


Figure 1.1: Modélisation de la machine synchrone triphasée.

Pour transformer la machine triphasée en machine biphasée, on modifie les enroulements statoriques en enroulements orthogonaux en utilisant la transformation de Park [BEN 05a], [YAH 05]. Les enroulements rotoriques ne subissent aucune transformation puisqu'ils sont déjà selon deux axes perpendiculaires.

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs courants, tensions et flux un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Ce changement de variable consiste en la substitution aux enroulements réels a, b, c des enroulements fictifs dont les axes magnétiques sont liés au repère od, oq et dont les conducteurs restent liés au stator (figure 1.2) [BOU 91] [BEN 06a].

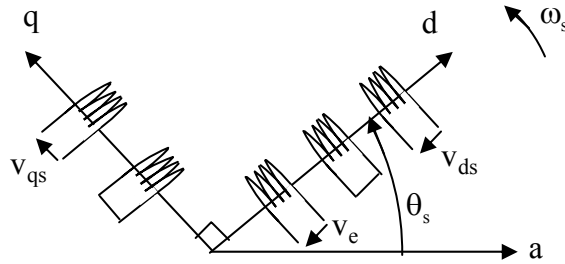


Figure 1.2 : Modélisation de la machine synchrone triphasée.

Le modèle de la machine synchrone dans un référentiel od, oq lié au champ tournant ou au rotor est donné par les équations suivantes [BEN 06], [TIT 06c]:

$$v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + l_s \cdot p i_{qs} + \omega_r \cdot \phi_{ds} + L_{mq} \cdot p(i_{qs} + i_{qr}) \quad (I.1)$$

$$v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + l_s \cdot p i_{ds} - \omega_r \cdot \phi_{qs} + L_{md} \cdot p(i_{ds} + i_{dr} + i_e) \quad (I.2)$$

$$0 = R_r \cdot i_{qr} + l_r \cdot p i_{qr} + L_{mq} \cdot p(i_{qr} \cdot i_{qs}) \quad (I.3)$$

$$0 = R_r \cdot i_{dr} + l_r \cdot p i_{dr} + L_{md} \cdot p(i_{ds} + i_{dr} + i_e) \quad (I.4)$$

$$v_e = R_e \cdot i_e + l_e \cdot p i_e + L_{mq} \cdot p(i_{ds} + i_{dr} + i_e) \quad (I.5)$$

avec :

R_s : résistance statorique.

R_r : résistance d'amortisseur.

R_e : résistance de l'enroulement d'excitation.

l_s : inductance de fuite statorique.

l_r : inductance de fuite d'amortisseur.

l_e : inductance de fuite de l'enroulement d'excitation.

L_{mq} : inductance magnétisante suivant l'axe q.

L_{md} : inducteur magnétisante suivant l'axe d.

ω_r : vitesse de rotation électrique.

ω_s : vitesse de synchronisme.

ϕ_{ds} : composante du flux statorique suivant l'axe d.

ϕ_{qs} : composante du flux statorique suivant l'axe q.

i_{ds} : composante du courant statorique suivant l'axe d.

i_{qs} : composante du courant statorique suivant l'axe q.

i_{dr} : composante du courant rotorique suivant l'axe d.

i_{qr} : composante du courant rotorique suivant l'axe q.

i_e : courant d'excitation.

v_{ds} : composante de la tension statorique suivant l'axe d.

v_{qs} : composante de la tension statorique suivant l'axe q.

v_e : tension d'excitation.

p : opération de Laplace.

Dans le cas de la machine synchrone $\omega_r = \omega_s = np.\Omega$. L'équation mécanique est donnée par la formule suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I.6)$$

Le couple électromagnétique de la machine est donné par l'expression suivante :

$$C_e = np(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}) \quad (I.7)$$

Avec :

np : nombre de paires de pôles.

Ω : vitesse mécanique de rotation

Les composantes du flux statorique ϕ_{qs} et ϕ_{ds} sont données par les équations suivantes :

$$\phi_{ds} = L_{ds}i_{ds} + L_{md}(i_{dr} + i_e) \quad (I.8)$$

$$\phi_{qs} = L_{qs}i_{qs} + L_{mq}i_{qr} \quad (I.9)$$

avec :

$$L_{ds} = l_s + L_{md} \quad (I.10)$$

$$L_{qs} = l_s + L_{mq} \quad (I.11)$$

En remplaçant les équations I.8 et I.9 dans les équations I.1 et I.2, la dynamique de la machine peut être représentée sous forme matricielle par le système d'équation suivant :

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \\ v_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + PL_{qs} & \omega_r \cdot L_{qs} & PL_{mq} & \omega_r \cdot L_{md} & \omega_r \cdot L_{md} \\ -\omega_r \cdot L_{qs} & R_s + PL_{qs} & -\omega_r \cdot L_{mq} & PL_{md} & PL_{md} \\ PL_{mq} & 0 & R_r + PL_{qr} & 0 & 0 \\ 0 & PL_{md} & 0 & R_r + PL_{dr} & PL_{md} \\ 0 & PL_{md} & 0 & PL_{md} & R_e + P(l_e + L_{md}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_e \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

I.4 Machines synchrones à aimants permanents

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 [BEN 05a], [TIT 06c]. La figure 1.3 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 1.3.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 1.3.b.
- Enfin la figure 1.3.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.

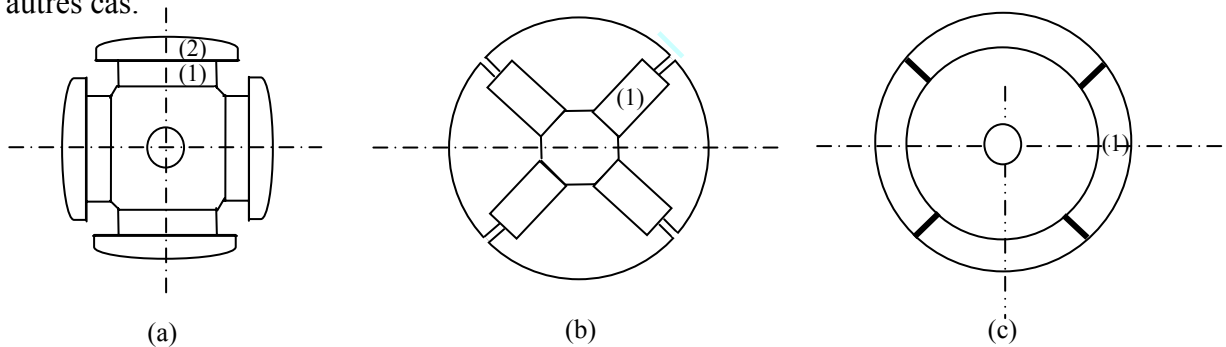


Figure 1.3 : Différents types de rotors d'une MSAP.

(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.4.1 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], [BEN 05a], [TIT 06c].

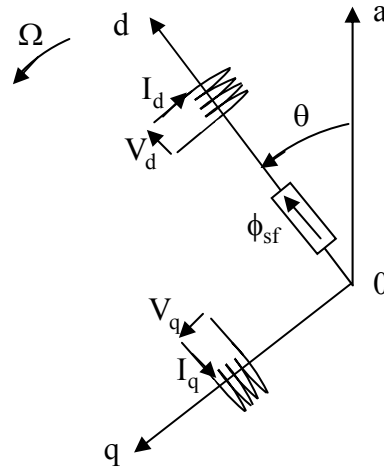


Figure 1.4 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

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

- Expressions des tensions

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \dot{\phi}_d - \omega \cdot \phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \dot{\phi}_q + \omega \cdot \phi_d \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

- Expressions des flux

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot I_d + \phi_{sf} \\ \phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

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:

$$C_e = p \cdot [(L_d - L_q) I_d \cdot I_q + \Phi_{sf} \cdot I_q] \quad (\text{I.15})$$

- Equation mécanique :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (\text{I.16})$$

J : Moment d'inertie de la partie tournante ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$).

f : Coefficient de frottement visqueux ($\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s} / \text{rad}$).

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω : Vitesse mécanique (rad/s).

I.4.2 Représentation d'état

En combinant les expressions (I.13) et (I.14), on aboutit à la représentation sous la forme d'équations d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{\omega \cdot L_q}{L_d} \\ -\frac{\omega \cdot L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{V_q - \omega \cdot \phi_{sf}}{L_q} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

A partir de (I.15), (I.16) et (I.17), le modèle de la MSAP dans le repère de *Park* peut être schématisé par la figure 1.5.

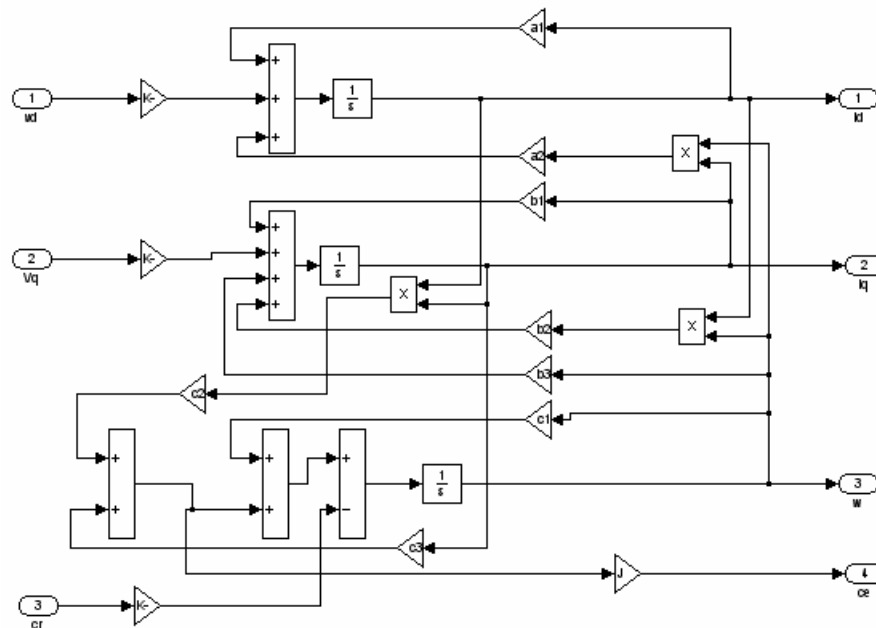


Figure 1.5 : Le modèle de la machine dans le repère de *Park*.

I.5 Modélisation de l'onduleur de tension

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. Après redressement, la tension filtrée U_0 (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre

indicatif, les transistors *MOSFET*, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors *MOSFET* mais beaucoup plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW). Les transistors *IGBT* sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors *GTO* commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique [NAI 99], [TAI 05].

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

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

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

La figure (1.6) montre le schéma d'un onduleur triphasé alimentant le *MSAP* [HAD 02] :

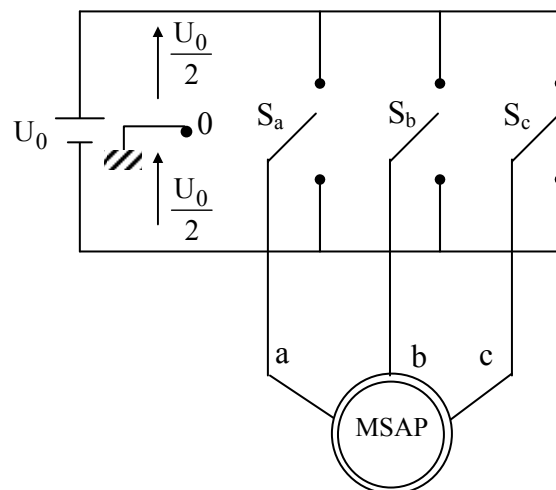


Figure 1.6 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le *MSAP*.

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 :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

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

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

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (I.19)$$

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

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

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (I.20)$$

La substitution de (I.20) dans (I.19) aboutit à:

$$u_{no} = \frac{1}{3} \cdot (u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (I.21)$$

En remplaçant (I.20) dans (I.21), on obtient:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (I.22)$$

En utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_o}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_o}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_o}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (I.23)$$

I.5.1 Commande par MLI à hystérésis

Le contrôle par MLI à hystérésis force le courant de phase à poursuivre le courant de référence. L'imposition des courants sinusoïdaux au moteur garantit un couple électromagnétique non fluctuant [TER 00], [TIT 10c].

L'approche la plus simple utilisée pour cette fin est la stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence (figure 1.7), à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis $2\Delta i$ autour du courant de référence (figure 1.8).

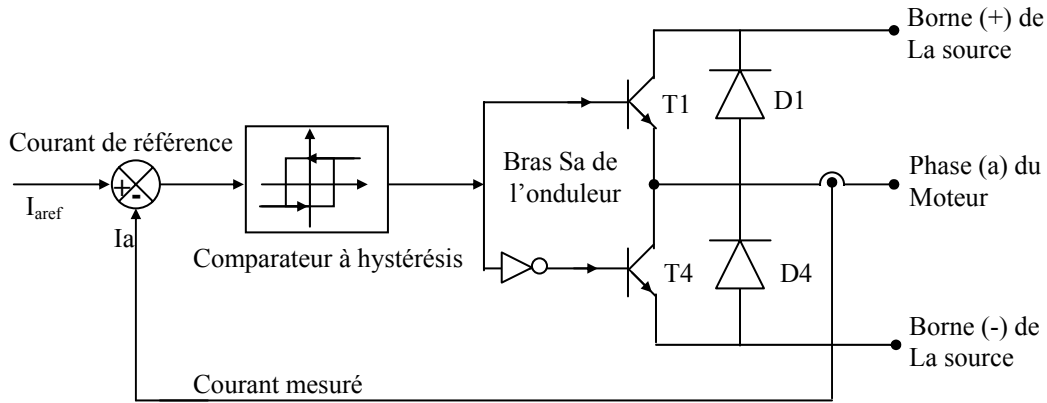


Figure 1.7: Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

De ce fait, les conditions de commutation des trois commutateurs statiques S_i ($i=a,b,c$) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques correspondants de la façon suivante :

$$\begin{cases} S_i = +1 & \text{si } I_{iref} - I_i > \Delta i \\ S_i = -1 & \text{si } I_{iref} - I_i < \Delta i \\ S_i = S_{i-1} & \text{si } I_{iref} = I_i \end{cases} \quad (I.24)$$

tels que :

I_i ($i = a,b,c$) sont les courants des phases statoriques (I_a, I_b, I_c).

I_{iref} ($i = a,b,c$) sont les courants de références issus des circuits de commande des trois bras.

Δi est la bande d'hystérésis, elle est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs contrôlés, et à minimiser suffisamment les harmoniques des courants.

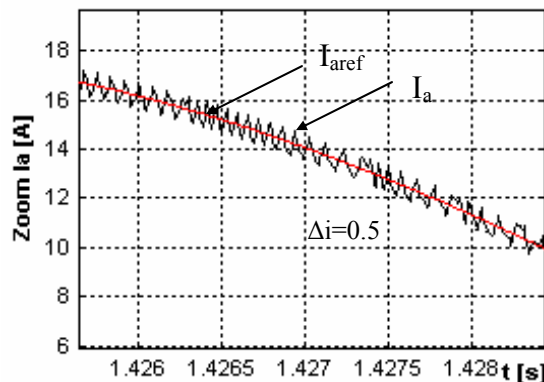


Figure 1.8 : Courant de phase statorique I_a et le courant de référence I_{iref} (Zoom).

I.5.2 Commande par MLI vectorielle

La MLI vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des MSAP pour obtenir des formes d'ondes arbitraires. Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé (figure 1.6). Le principe de la MLI vectorielle consiste à reconstruire le vecteur tension V_{ref} à partir de huit vecteurs tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé [CAN 00], [GRE 00].

Un vecteur tension de référence \bar{V}_{ref} est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T par un vecteur tension moyen V_{moy} . Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension $\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix}$. Nous pouvons donc dresser un tableau des différents états du l'onduleur [GRE 00], [TAI 06].

S_A	S_B	S_C	V_{Ano}	V_{Bno}	V_{Cno}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	Vecteur \bar{V}_i
0	0	0	0	0	0	0	0	$\bar{V}_0 = 0$
1	0	0	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\bar{V}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}E$
1	1	0	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\bar{V}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\bar{V}_3 = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	1	1	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\bar{V}_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}}E$
0	0	1	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\bar{V}_5 = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\bar{V}_6 = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$\bar{V}_7 = 0$

Tableau 1.1 : Calcul des vecteurs de tension.

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure 1.9 [AKI 03].

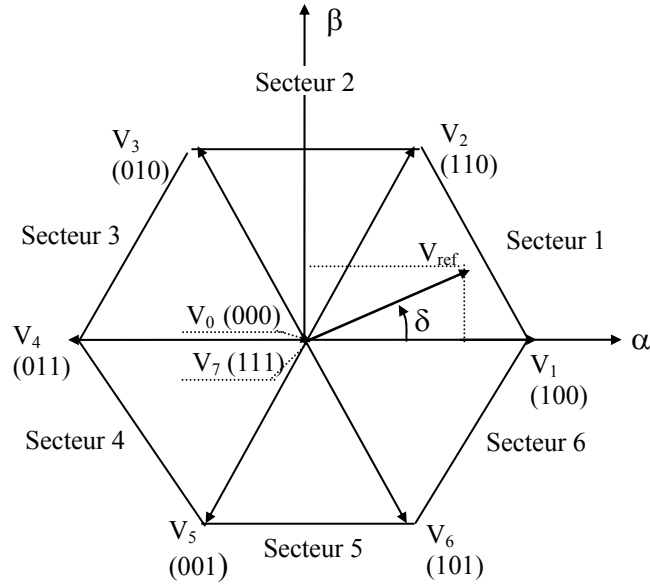


Figure 1.9 : Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et de référence dans le repère stationnaire.

Dans la suite, le vecteur de référence \bar{V}_{ref} est approximé sur la période de modulation T par la génération d'un vecteur moyen élaboré par l'application des vecteurs de commande adjacents de l'onduleur et des vecteurs nuls en utilisant les huit vecteurs disponibles (Tableau 1.1).

La figure 1.10 représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1. Le temps d'application des vecteurs adjacents est donné comme suit:

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ \bar{V}_{\text{ref}} = \frac{T_1}{T} \bar{V}_1 + \frac{T_2}{T} \bar{V}_2 \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

La détermination des périodes T_1 et T_2 est donnée par une simple projection (Figure 1.10):

$$\begin{cases} V_{s\beta\text{ref}} = \frac{T_2}{T} |\bar{V}_2| \cos(30^\circ) \\ V_{s\alpha\text{ref}} = \frac{T_1}{T} |\bar{V}_1| + x \\ x = \frac{V_{s\beta\text{ref}}}{\text{tg}(60^\circ)} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

Finalement, d'après le Tableau II-1, les périodes d'application de chaque vecteur adjacent est donnée par [CAR 00]:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2E} (\sqrt{6}V_{s\alpha\text{ref}} - \sqrt{2}V_{s\beta\text{ref}}) \\ T_2 = \sqrt{2} \frac{T}{E} V_{s\beta\text{ref}} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

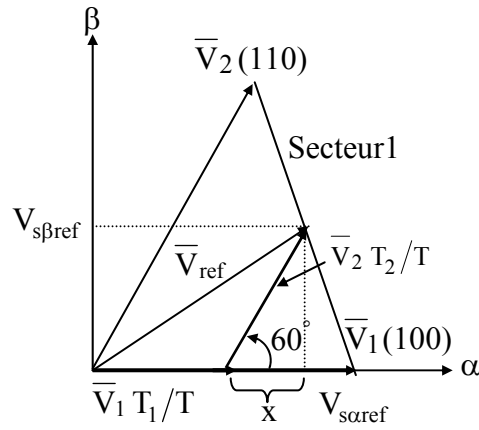


Figure 1.10 : Projection du vecteur de référence (secteur1).

Pour le reste de la période en appliquant le vecteur nul. En effectuant le même calcul pour chaque secteur, le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables suivants:

$$\begin{cases} X = \frac{T}{E} \sqrt{2} V_{s\beta\text{ref}} \\ Y = \frac{T}{E} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} V_{s\beta\text{ref}} + \frac{\sqrt{6}}{2} V_{s\alpha\text{ref}} \right) \\ Z = \frac{T}{E} \left(\frac{\sqrt{2}}{2} V_{s\beta\text{ref}} - \frac{\sqrt{6}}{2} V_{s\alpha\text{ref}} \right) \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

Dans l'exemple précédent pour le secteur 1, $T_1 = -Z$ et $T_2 = X$. La détermination du secteur (i) est basée sur l'argument de la tension de référence tel que:

$$\begin{cases} \delta = \arg \begin{pmatrix} V_{s\alpha\text{ref}} \\ V_{s\beta\text{ref}} \end{pmatrix} \\ (i-1) \frac{\pi}{3} \leq \delta \leq i \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Les durées d'application des vecteurs adjacents en fonction du secteur sont données par le tableau suivant:

Secteur i	Les durées	
	T_i	T_{i+1}
1	-Z	X
2	Y	Z
3	X	-Y
4	Z	-X
5	-Y	-Z
6	-X	Y

Tableau 1.2 : Les durées d'application des vecteurs adjacents.

Si le vecteur de référence dépasse les limites de l'hexagone, la somme des durées d'applications des vecteurs adjacents est supérieure à la période de modulation qui produira des erreurs. Pour éviter ceci il est nécessaire de limiter le vecteur de référence à l'intérieur de l'hexagone par l'algorithme ci-dessous (saturation) [CAR 00]:

$$\left. \begin{array}{l}
 \text{if } T_i + T_{i+1} \geq T \\
 \quad \text{then} \\
 \quad \quad T_i = T_{i\text{sat}} = \frac{T_i}{T_i + T_{i+1}} T \\
 \quad \quad T_{i+1} = T_{i+1\text{sat}} = \frac{T_{i+1}}{T_i + T_{i+1}} T \\
 \quad \text{else} \\
 \quad \quad T_i = T_i \\
 \quad \quad T_{i+1} = T_{i+1} \\
 \text{end}
 \end{array} \right\} \quad (I.30)$$

Les trois rapports cycliques nécessaires sont :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 T_{\text{aon}} = \frac{T - T_i - T_{i+1}}{2} \\
 T_{\text{bon}} = T_{\text{aon}} + T_i \\
 T_{\text{con}} = T_{\text{bon}} + T_{i+1}
 \end{array} \right. \quad (I.31)$$

La détermination des signaux de commande (S_a , S_b , S_c) en fonction de T_{xon} est donnée par le tableau suivant:

Secteur	1	2	3	4	5	6
Phase						
S_a	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

Tableau 1.3 : Signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur.

I.5.3 Simulation d'une MLI Vectorielle (SVM)

Le schéma bloc sous SIMULINK de l'algorithme de la technique SVM associée à l'onduleur de tension est donné par la figure 1.11.

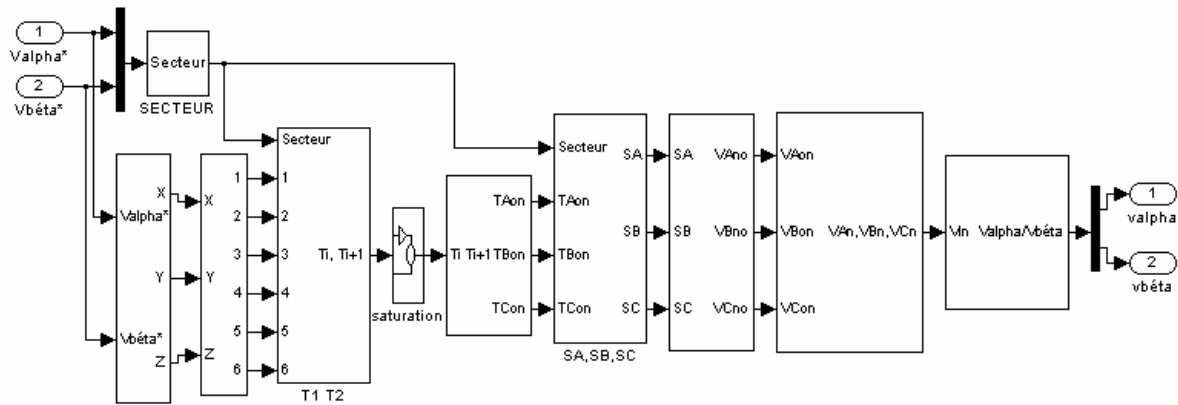


Figure 1.11 : Schéma bloc de simulation de la technique MLI Vectorielle (SVM).

Nous présentons quelques résultats de simulation de la technique SVM associée à une MSAP alimenté par un onduleur de tension.

I.5.3.1 Test sans limitation

La figure 1.12 présente les résultats de simulation pour des tensions de référence sinusoïdales triphasées d'amplitude égal à $220\sqrt{2}$ et de fréquence égal 50Hz. La figure 1.12.a montre le vecteur de référence dans le plan $(\alpha\beta)$, le vecteur de sortie est montré sur la figure 1.12.b. Ces résultats montrent que le vecteur de sortie suit correctement le vecteur de référence.

La figure 1.12.c montre les tensions des phases de l'onduleur, les tensions simples aux bornes du moteur sont données par la figure 1.12.d.

I.5.3.2 Test avec limitation (saturation)

Les figures 1.13.a et 1.13.b montrent le vecteur de tension dans le cas où le vecteur d'entrée dépasse les limites de l'hexagone. La figure 1.13.a montre le vecteur de sortie si l'amplitude des tensions des références est $230\sqrt{2}$ et la figure 1.13.b montre le cas où le vecteur de référence est supérieur à la limite de l'hexagone (d'amplitude égal a $400\sqrt{2}$) pour dépasser les limites à tout moment. Les tensions des phases de l'onduleur sont montrées dans la figure 1.13.c.

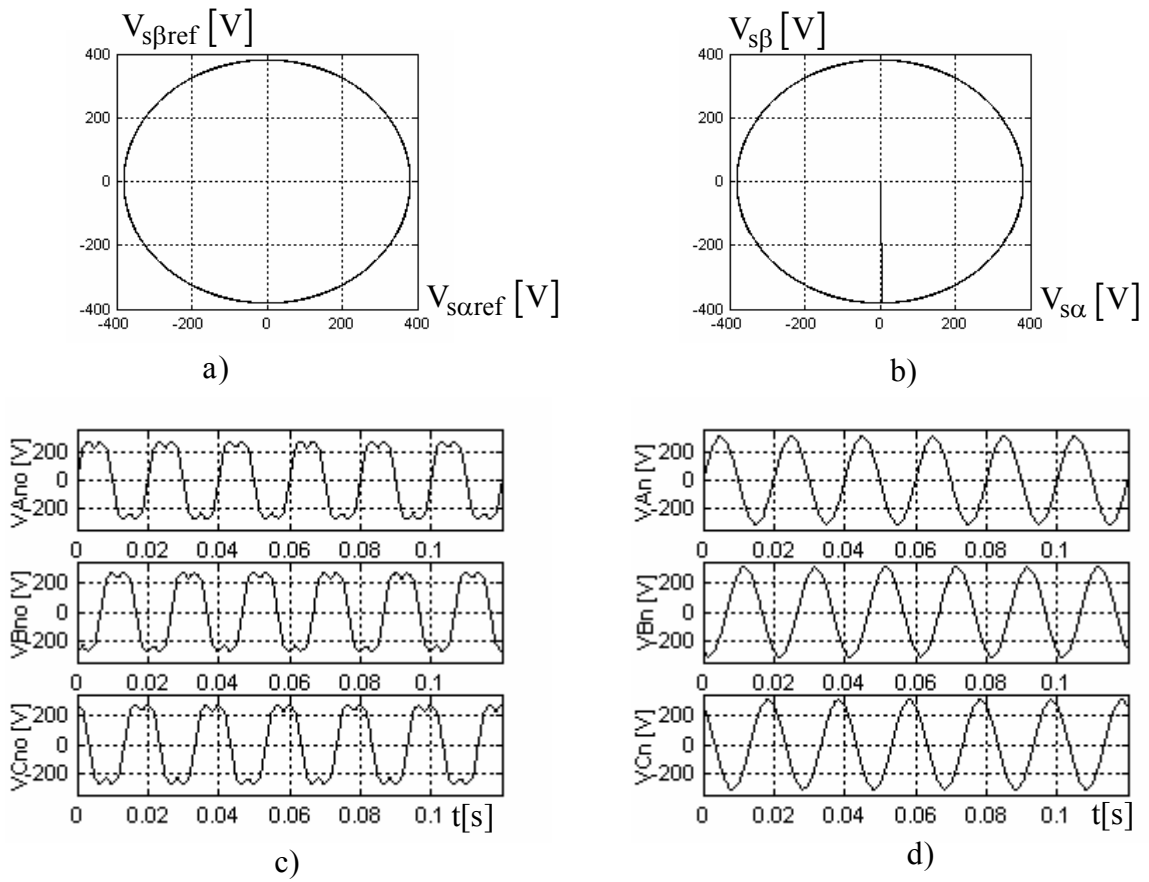


Figure 1.12 : La technique SVM – Teste sans limitation.

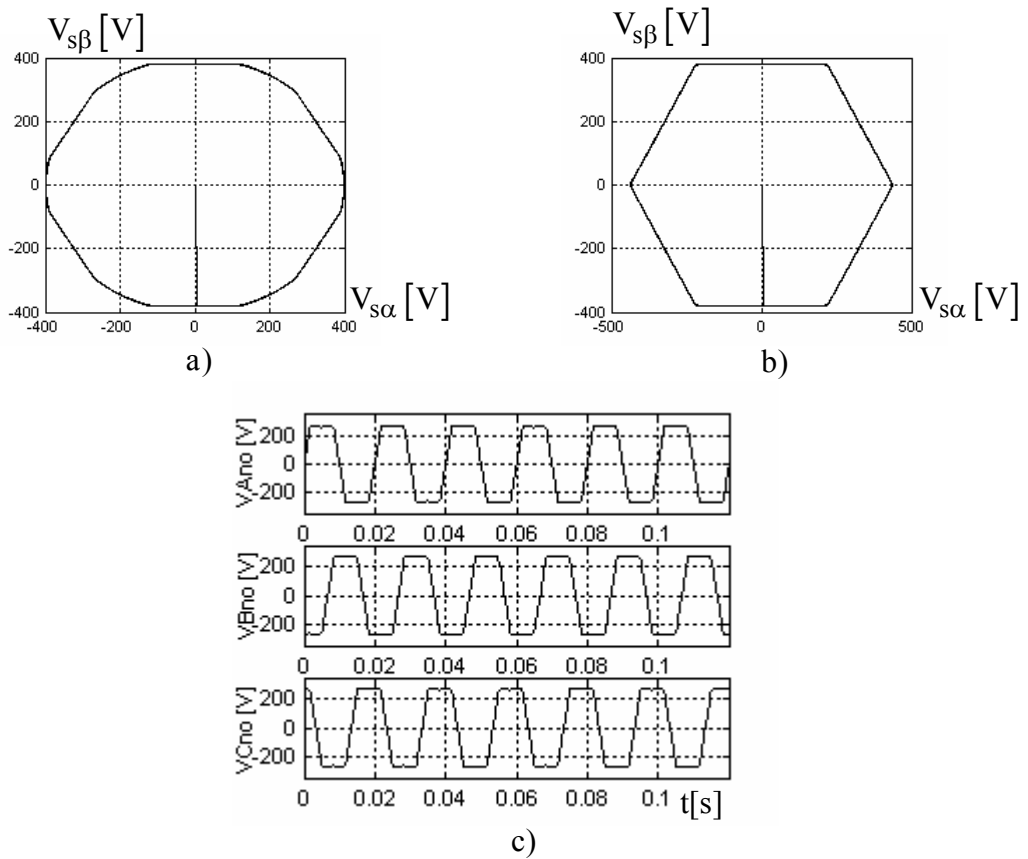


Figure 1.13 : La technique SVM – Teste avec limitation.

I.6 Conclusion

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

CHAPITRE II

THEORIE DU MODE GLISSANT & DE LA LOGIQUE FLOUE

II.1 Introduction à la théorie du mode glissant

L'étape de conception des systèmes électriques de commande automatique des MSAP consiste généralement à améliorer leurs performances. Les algorithmes de commande classique, par exemple, à action proportionnelle intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. Dans le cas contraire, et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à de fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des techniques de commande assurant la robustesse du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leur variations. Parmi ces techniques, on trouve la commande par logique floue, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques et la commande à structures variables.

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 glissement, dont le but est 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].

II.2 Principe de la commande à structures variables

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 [BEN 05a], [KOU 02], [TIT 06c]:

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

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) $\in \mathcal{R}^m$.

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 [BEN 05a] [MAD 98]:

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

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], [UTK 92] :

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

L'équation (II.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.

II.2.1 Exemple de synthèse d'une commande à structures variables

Le réglage par mode de glissement, connu aussi comme système de réglage à structure variable (CSV), est fondamentalement une méthode qui donne de bons résultats 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 instables.

Nous présentons deux exemples très simples, dans le but est présenter les avantages de changement des structures pendant une phase de contrôle.

- Considérons, pour le premier exemple, un système de 2^{ème} ordre [TIT 06c] [PEI 95]:

$$\ddot{x} = -\Psi \cdot x \quad (\text{II.4})$$

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 2.1.a, 2.1.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.

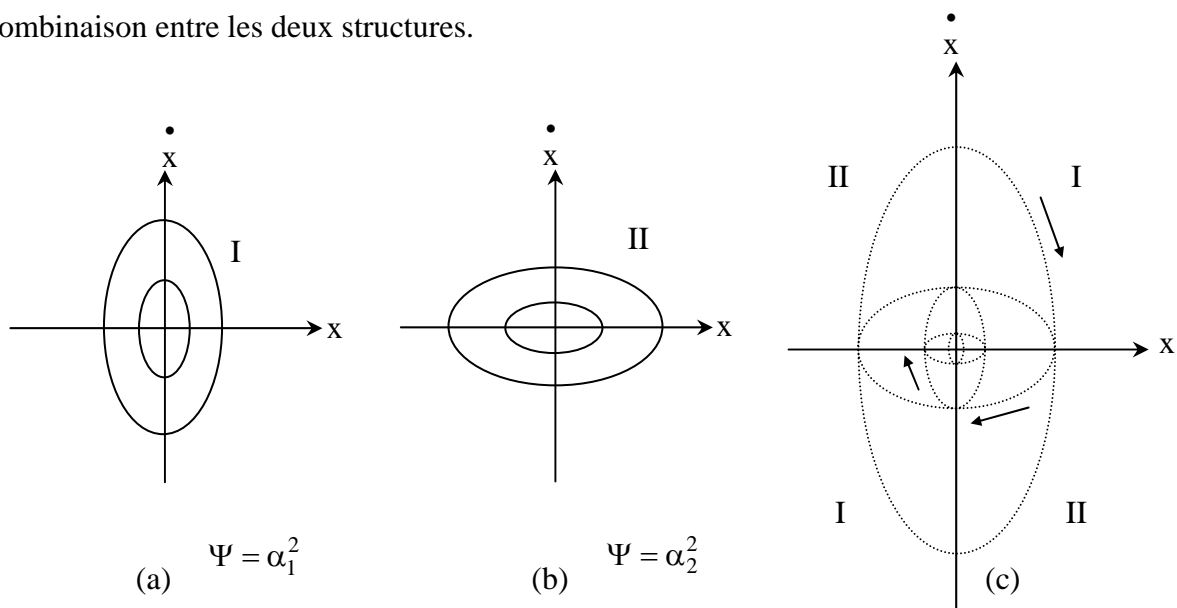


Figure 2.1 : Stabilisation asymptotique d'un CSV constitué de deux structures marginalement stables.

Le système est donc stable (figure 2.1.c) lorsque sa structure varie selon la commutation suivante:

$$\Psi = \begin{cases} \alpha_1^2 & \text{si } \dot{x} \cdot x > 0 \\ \alpha_2^2 & \text{si } \dot{x} \cdot x < 0 \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

- pour le deuxième exemple [UTK 77], [BEN 05a], on a le système suivant :

$$\ddot{x} - \xi \cdot \dot{x} + \Psi \cdot x = 0, \quad \xi > 0 \quad (\text{II.6})$$

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 2.2). (a,b).

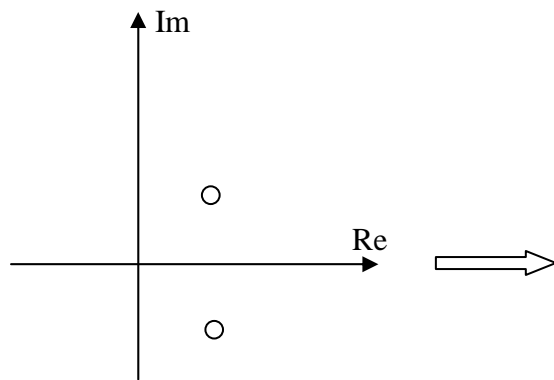


Figure 2.2.a : Lieu de racines pour $\psi = \alpha$.

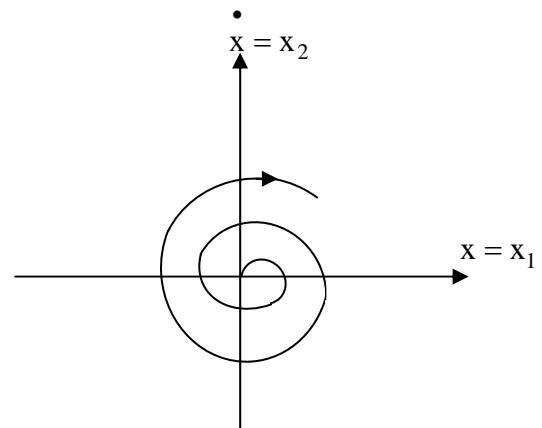


Figure 2.2.b : Plan de phase.

2^{ème} cas: $\psi = -\alpha$

Le portrait de phase du système ayant des racines réelles, représente une colle avec des asymptotes (figure 2.2). (c,d).

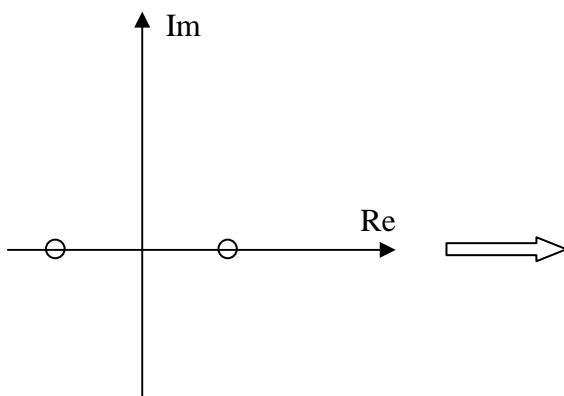


Figure 2.2.c : Lieu de racines pour $\psi = -\alpha$.

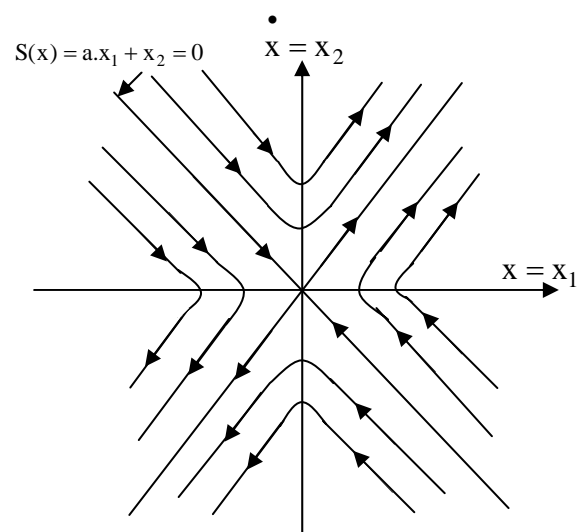


Figure 2.2.d : Plan de phase.

Les deux structures présentées par ce système sont donc instables. Nous remarquons qu'un seul mouvement 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:

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

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

alors, le système CSV résultant sera asymptotiquement stable (figure 2.2.e).

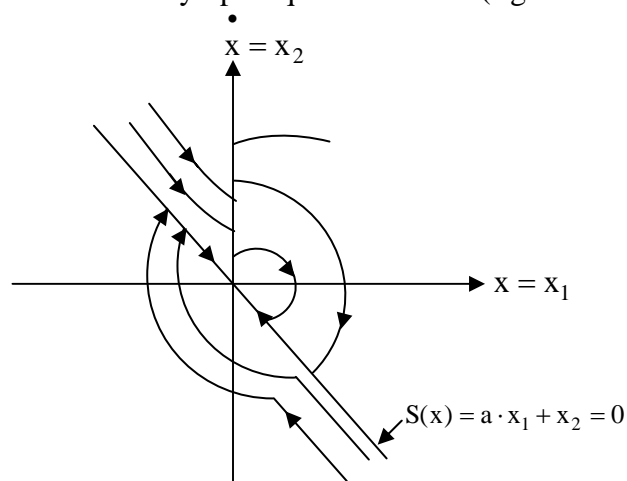


Figure 2.2.e : Stabilité asymptotique d'un système CSV constitué de deux structures instables.

II.2.2 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 2.3). 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], [TIT 06c].

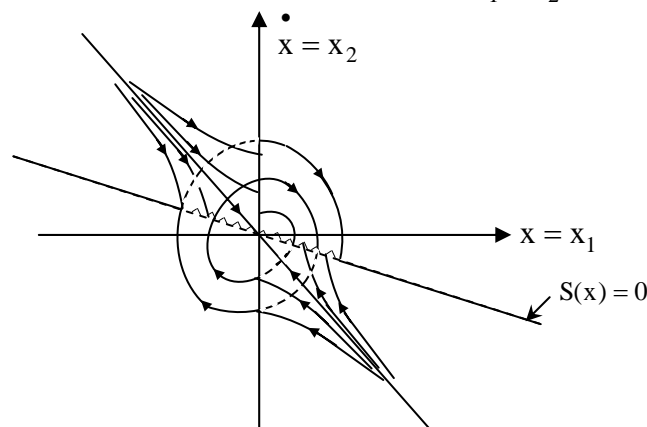


Figure 2.3 : modes de glissement d'un système à structure variable du 2^{ème} ordre.

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 2.4.

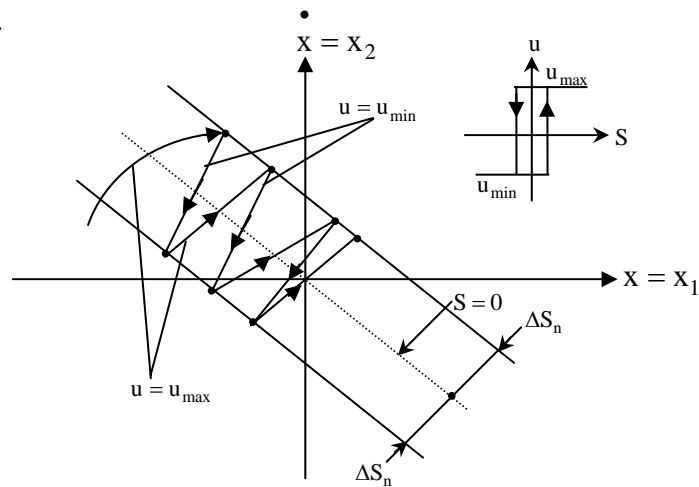


Figure 2.4 : Démonstration du mode de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [FAQ 03], [BEN 05a], (figure 2.5).

- **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)** : 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.

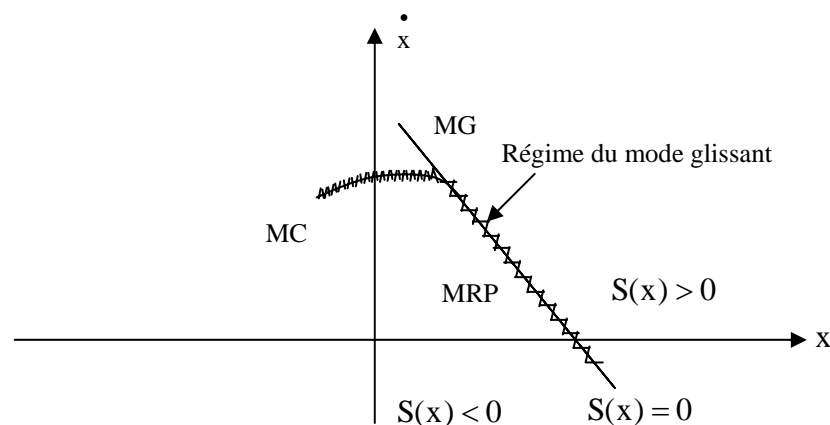


Figure 2.5 : Les différents mode de trajectoire dans le plan de phase.

II.2.3 Conditions d'existence du mode de glissement

Après la conception de la surface de commutation, le deuxième aspect important, 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], [TIT 06c] :

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

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

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

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 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), le mode de glissement excite lorsque les commutations ont lieu continûment entre u_{\max} et u_{\min} . De ce fait, 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 [BEN 05a], [KOU 02] :

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

II.2.4 La commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente u_{eq} se définit à partir des 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 (II.1).

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

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

Les équations (II.1) et (II.11) permettent d'obtenir la commande équivalente u_{eq} :

Nous avons :

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

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

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

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

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

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 2.6).

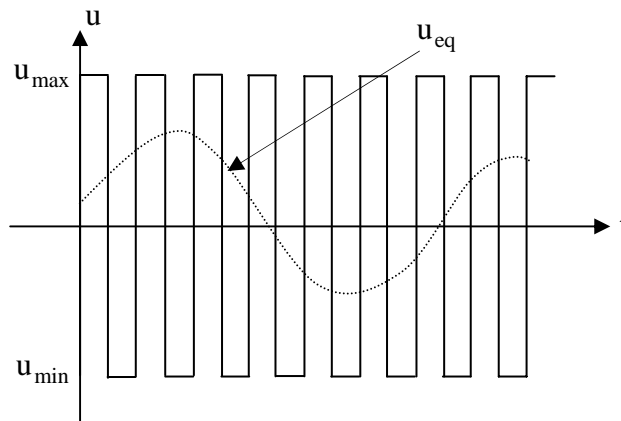


Figure 2.6 : Commande équivalente u_{eq} .

Tant que le régime glissant est assuré [condition (II.9) vérifiée], le système d'écrit par l'équation (II.1) est robuste, indépendamment 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 $S_i(x) = 0$.

II.2.5 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 la valeur donnée par (IV.13) dans l'équation (IV.12). Nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

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

Le problème revient à trouver u_n tel que :

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

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

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

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

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

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 d'attractivité et de stabilité.

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

II.2.5.1 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 $S = [S_1, S_2, \dots, S_n]$.

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

u_n s'exprime donc comme :

$$u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{II.20})$$

où K est un gain positif.

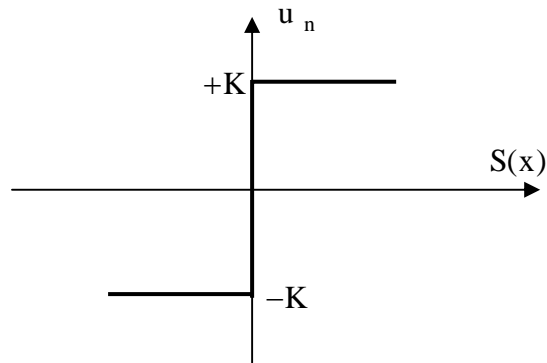


Figure 2.7: Définition de la fonction sign.

II.2.5.2 Commande avec un seul seuil

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

$$\begin{cases} u_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ u_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

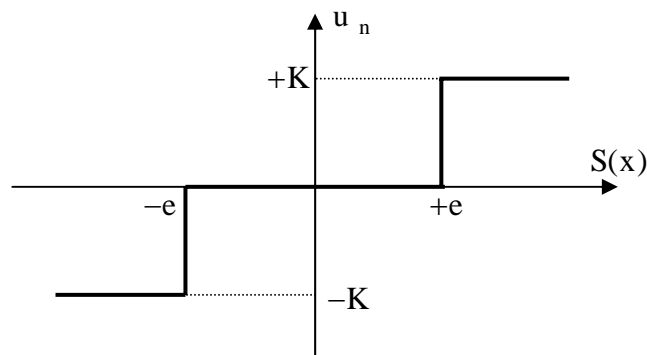


Figure 2.8: Fonction sign de la commande avec un seul seuil.

II.2.5.3 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 2.9).

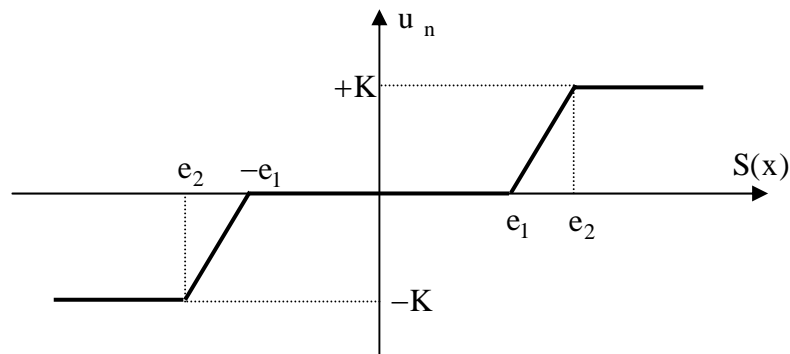


Figure 2.9: Fonction sign de la commande adoucie.

II.2.5.4 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 (figure 2.10).

$$u_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + 1} + h \tag{II.22}$$

tel que :

$$1 = 1_0 + |g| \tag{II.23}$$

avec:

$$\begin{cases} g = g_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ g = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \tag{II.24}$$

et

$$\begin{cases} h = h_0 \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < e \\ h = 0 & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \tag{II.25}$$

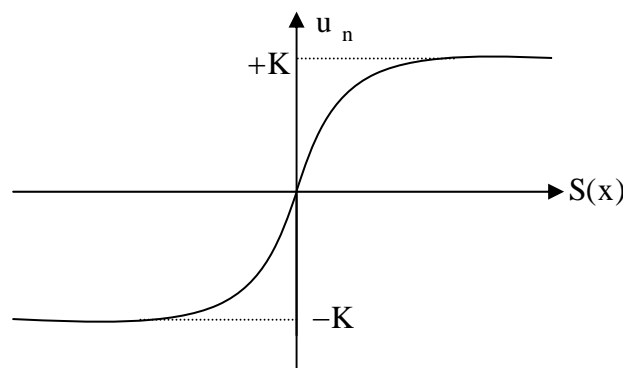


Figure 2.10: CSV rendu continue.

Nous avons abordé une méthode de réglage moderne, c'est le réglage par mode glissant. Nous avons 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 de façon systématique.

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

- *Le choix de la surface de glissement* : concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé.
- *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 converger vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

II.3 Introduction à la théorie de la logique floue

La conception et la mise en œuvre des systèmes d'informations avancés, de logiciels d'aide à la décision, de postes de supervisions de procédés industriels (avec les problèmes de communication homme machine qui les accompagnent) se caractérisent par la constante manipulation d'informations dont beaucoup sont subjectives, imprécises, vagues, incertaines.

Mener à bien cette intégration de l'homme dans son environnement informatique, exploiter correctement les savoirs, automatiser certaines tâches, tout cela requiert la formalisation et la mécanisation de méthodes humaines pour des raisonnements empiriques ou naturels, la rationalisation de procédures de choix [BEN 08], [KAD 05].

De façon générale, on est confronté à la nécessité de modéliser la connaissance problématique qui se trouve en rupture avec la tradition des sciences dites objectives, lesquelles se préoccupent essentiellement de la modélisation de l'univers physique. Les problèmes de représentation et d'utilisation des connaissances sont au centre d'une discipline scientifique relativement nouvelle et controversée, qu'on appelle l'intelligence artificielle. Cette discipline a eu un impact limité jusqu'à une date récente, sur les applications industrielles, parce qu'elle a mis l'accent, de façon exclusive, sur le traitement symbolique de la connaissance, par opposition à la modélisation numérique utilisée traditionnellement dans

les sciences de l'ingénieur. Plus récemment, on a assisté à un retour du numérique dans ces problèmes d'intelligence artificielle, avec les réseaux de neurones et la logique floue. Alors que les réseaux de neurones proposent une approche implicite de type (boîte noire) de la représentation des connaissances, analogue à la démarche de l'identification des systèmes en automatique, la logique floue est plus proche à l'intelligence artificielle symbolique, qui met en avant la notion de raisonnement, et où les connaissances sont codées explicitement [BEN 08], [BUH 94]. Néanmoins, la logique floue permet de faire le lien entre modélisation numérique et modélisation symbolique, ce qui a permis des développements industriels spectaculaires à partir d'algorithmes très simple de traduction de connaissances symboliques en entité numérique et inversement. La théorie des ensembles flous a également donné naissance à un traitement original de l'incertitude, fondée sur l'idée d'ordre, qui permet de formaliser le traitement de l'ignorance partielle et de l'inconsistance dans les systèmes d'informations avancés. Les ensembles flous ont eu également un impact sur les techniques de classification automatique, et ont contribué à un certains renouvellement des approches d'existences de l'aide à la décision [BEN 06], [BUH 94], [BAG 99].

On conçoit l'intérêt de faire entrer l'approche floue dans la régulation ou l'asservissement des processus industriels, pour lesquels les informations disponibles sont souvent imprécises, incertaines et parfois qualitatives, dans des boucles de régulation parfois incomplètes. Le savoir faire de l'opérateur, constitué entre autres souvent des règles simples, lui permet de conduire chaque machine plus correctement parfois qu'un algorithme classique.

La logique floue est une logique qui substitue à la logique binaire une logique fondée sur des variables pouvant prendre, outre les valeurs (vrai) ou (faux), les valeurs intermédiaires (vrai) ou (faux) avec un certain degré. Ce qui caractérise le raisonnement humain qui est basé sur des données imprécises ou incomplètes [BEN 06]. Bien que dans l'esprit de tout le monde le mot (flou) soit de connotation négative, il n'en est rien en réalité. Venant à l'origine du mot "duvet" (en anglais fuzzy, c'est-à-dire le duvet qui couvre le corps des poussins), le terme "fuzzy" signifie indistinct, brouillé, mal défini ou mal focalisé, qui se traduit par flou en français [KAD 05], [BUH 86]. Dans le monde universitaire et technologique, le mot flou est un terme technique représentant l'ambiguïté ou le caractère vague des intuitions humaines plutôt que la probabilité.

La commande floue sert à prendre une décision même si l'on ne peut estimer les entrées/sorties qu'à partir de prédicats vagues ou lorsque ses entrée/sorties sont entachées d'erreur que l'on ne peut évaluer que grossièrement.

II.4 Domaines d'applications

Les principaux domaines de recherche et d'application de la logique floue sont les suivants [BUH 94], [BEN 06], [BAG 99]:

- Automatisation de la production des métaux (fer, l'acier ...), purification de l'eau, chaînes de montage et robots de fabrication.
- Commande des instruments (capteurs, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères.
- Conception, jugement et décision (consultation, investissement et développement, horaires de train).
- Commande des unités arithmétique, des micro-ordinateurs, et réalisation des opérateurs.
- Traitement d'informations telles que les données, recherche de l'information, modélisation des systèmes, ...etc.

II.5 Les bases de la commande floue

Les éléments constituant la théorie de base de la logique floue sont [BEN 06], [BAG 99]:

II.5.1 Les fonctions d'appartenance

En général, on utilise pour les fonctions d'appartenance trois formes géométrique : trapézoïdale, triangulaire et de cloche. Les deux premières sont les plus souvent employées en raison de leur simplicité. L'allure de la forme trapézoïdale est complètement définie par quatre points P1, P2, P3, P4 (figure 2.11). Le triangle peut être considéré comme un cas spécial du trapèze lorsque deux points coïncident (P2=P3). Même la forme rectangulaire (pour représenter la logique classique) est comprise dans le trapèze si (P1, P2) et (P3, P4) se trouvent sur une verticale.

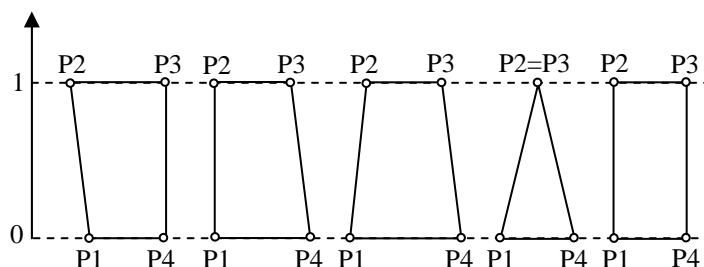


Figure 2.11 : Fonctions d'appartenance de forme trapézoïdale avec triangulaire ou rectangulaire comme cas spéciaux.

Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, ces deux formes sont suffisantes pour délimiter des ensembles flous. La forme de cloche donne dans certains cas, une meilleure représentation des ensembles flous. Pour toutes ces formes on peut remarquer [BEN 06], [BAG 99]:

Pour la forme triangulaire :

- La grande sensibilité de l'ensemble autour du sommet peut créer une instabilité au bruit, mais cela peut également être utilisé pour un système qui demande une grande précision en un point précis.
- La variation de l'appartenance est proportionnelle à la variable linguistique, ce qui permet de faire de la fuzzification une opération linéaire.

Pour la forme trapézoïdale :

- La sensibilité au bruit et le risque d'instabilité sont contrôlés en réglant la largeur du sommet.
- Les extrémités du sommet introduisent une discontinuité dans la fonction d'appartenance.

II.5.2 Opérateurs de la logique floue [BEN 10a]

Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit les opérateurs "ET", "OU", "NON", pour traduire des opérations sur les ensembles flous.

a. Opérateur ET

L'intersection de deux ensembles flous A et B d'un univers de discours (X), dénoté par $A \cap B$, correspond à l'opérateur ET. Cet opérateur peut être réalisé par :

La fonction "min" :

$$\mu(A \text{ ET } B)(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad x \in X \quad (\text{II.26})$$

La fonction arithmétique "produit" :

$$\mu(A \text{ ET } B)(x) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad (\text{II.27})$$

b. Opérateur OU

L'union de deux ensembles flous A et B d'un univers de discours (X), dénoté par $A \cup B$, correspond à l'opérateur OU. Celui-ci peut être réalisé par :

La fonction "max" :

$$\mu(A \text{ OU } B)(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\} \quad x \in X \quad (\text{II.28})$$

La fonction arithmétique "somme" :

$$\mu(A \text{ OU } B)(x) = \mu_A(x) + \mu_B(x) \quad (\text{II.29})$$

c. Opérateur NON

La complémentation d'un ensemble flou A d'un univers de discours (X) correspond à l'opérateur NON qui peut être réalisé par :

$$\mu_{(\bar{A})}(x) = 1 - \mu_A(x), x \in X \quad (\text{II.30})$$

II.5.3 Univers de discours et degré d'appartenance

Pour la variable floue x, on définit un ensemble flou A sur un univers de discours U par une fonction degré d'appartenance μ_A :

$$\begin{aligned} \mu_A : U &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned}$$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A [BEN 10a]. Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de U. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenances, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. Par l'association de tous les sous-ensembles de l'univers de discours, on obtient l'ensemble flou de variable floue x. En pratique, l'intersection entre deux sous-ensembles consécutifs est non nulle, de façon à pouvoir exercer une pondération sur la commande. Il en résulte un chevauchement des variables qui doit être suffisant pour permettre une description continue des variables mais pas trop important pour limiter l'imprécision [BEN 10a]. Il est notamment préférable d'éviter que les fonctions d'appartenance de deux sous-ensembles voisins soient simultanément égales à 1.

II.5.4 Schéma d'une commande floue

La figure 2.12 montre la configuration de base d'un RLF, qui comporte quatre blocs principaux [LIA 96], [BEN 06]: fuzzification, base de règles, moteur d'inférence et défuzzification.

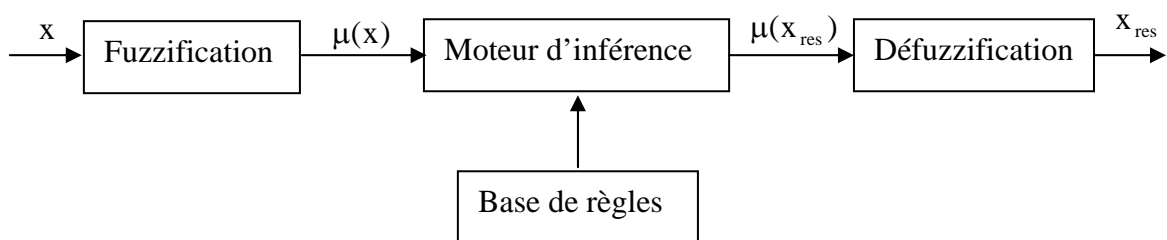


Figure 2.12 : La configuration de base d'un RLF.

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs déterministes (non floues), un RLF devrait convertir les valeurs déterministes à son entrée en valeurs floues, les traiter avec les règles floues et reconvertir le signal de commande de valeurs floues en valeurs déterministes pour appliquer au procédé. Le rôle de chaque bloc peut être résumé comme suit :

Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Etablit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées.
- Effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous.

Le bloc base de règles comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en "base de données" et en "base de règles linguistiques (floues) de commande".

- La base de données effectuée des définitions qui sont nécessaires pour établir les règles de commande et manipuler les données floues dans un RLF.
- La base de règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques.

Le bloc du moteur d'inférence est le cœur d'un RLF, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue.

Le bloc défuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Etablit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie.
- Effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non floue à partir du signal flou déduit.

II.6 Structure d'une commande floue

La structure conventionnelle d'une commande floue est présentée par la figure 2.13, elle est composée de quatre blocs dont les définitions sont données ci-dessous [BEN 06a], [BEN 10a].

II.6.1 Bases de règles et définition

On regroupe dans ce bloc virtuel, l'ensemble des définitions utilisées dans la commande floue (univers de discours, partitions floue, choix des opérateurs ...), ainsi que la base de règle (SIALORS....) de la catégorie de commande de l'expert.

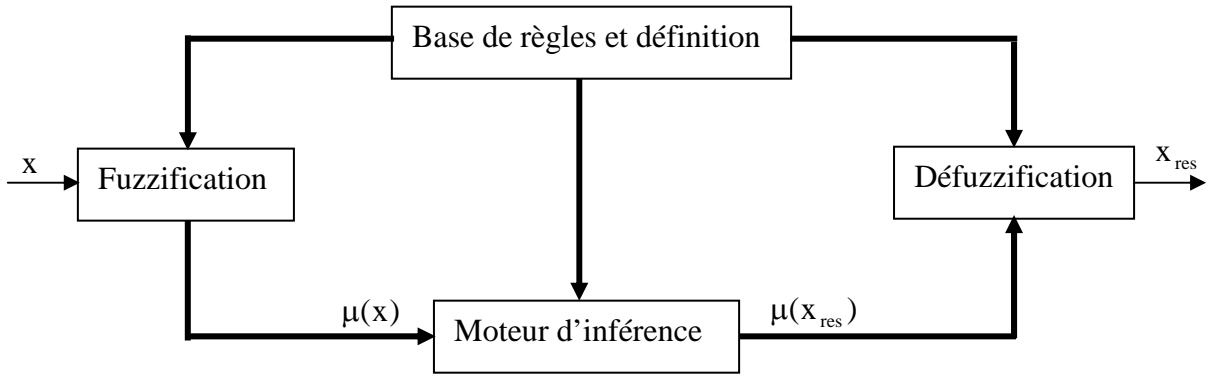


Figure 2.13 : Structure d'une commande floue.

La création et l'utilisation d'une base des règles nécessitent l'existence, pour chaque univers de discours considéré de sous-ensembles flous particuliers. La définition de ces sous-ensembles flous fait l'objet de la partition floue d'un univers de discours U . Elle consiste à définir n sous-ensembles flous F_i de façon à recouvrir U . Pour tout éléments x de U , il faut assurer une appartenance minimale ε à l'union de F_i [BUH 94], [BAG 99].

$$\bigcup F_i \subseteq U; \{x \subseteq U; \mu_U(x_0) = \varepsilon\} \quad (\text{II.31})$$

La condition (II.31) se traduit au niveau des fonctions d'appartenance par la condition :

$$\forall x \subseteq U; \{\mu_{F_1}(x) \vee \mu_{F_2}(x) \vee \dots \vee \mu_{F_n}(x) \geq \varepsilon\} \quad (\text{II.32})$$

où \vee est un opérateur d'union (appelé également "OU"). Comme la fonction max minore toutes les fonctions utilisées comme opérateurs d'union, pour assurer une partition floue de niveau ε , il faut et suffit que tout élément x de U possède un degré d'apparence à l'union des F_i avec l'opérateur d'union la fonction max, supérieure ou égal à ε .

Une fois la partition des univers de discours réalisée, il est possible de définir la base des règles. Celle-ci caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes. Par conséquent, si l'on considère n univers de discours U pour les prémisses des règles floues et si pour chaque univers U , on définit une partition en m_i sous ensembles flous, le nombre maximum de règles R_{\max} est de :

$$R_{\max} = \prod_{i=1}^n m_i \quad (\text{II.33})$$

Le nombre de règles définis par l'expert peut être inférieure à R_{\max} . C'est le cas, en particulier, s'il existe des configurations des sous-ensembles flous impossibles à déterminer pour le système. De plus le nombre de sous ensemble flous définissant la partition de l'univers de discours de la commande n'est pas forcément égal au nombre de règles. En effet, il est possible de considérer des configurations différents aboutissant à la même conclusion [BEN 98].

Enfin, on peut remarquer qu'une augmentation de la sensibilité de la commande floue obtenue par une partition plus fine des univers de discours des prémisses aboutit à un accroissement important du nombre des règles à définir par l'expert.

II.6.2 Interface de fuzzification

Les opérateurs utilisés dans la commande floue agissent sur des sous-ensembles flous. Par conséquent, il est nécessaire de transformer les variables non floues provenant du mode extérieur en sous-ensembles flous. Pour se faire, on utilise un opérateur dit de fuzzification qui associe à une mesure de la variable x_0 une fonction d'appartenance particulière $\mu_{x_0}(x)$.

Le choix de l'opérateur de fuzzification dépend de la confiance que l'on accorde aux mesures effectuées. Ainsi si la mesure x_0 est exacte, le sous-ensemble flou doit être représenté par un fait précis. On utilise la transformation dite de singleton comme opérateur de fuzzification. La fonction d'appartenance du sous-ensemble flous est alors définie par :

$$\mu_{x_0} : U \rightarrow U, \mu_{x_0}(x) = 1 \text{ si } x = x_0; \mu_{x_0}(x) = 0 \text{ si } x \neq x_0 \quad (\text{II.34})$$

Par contre, si la mesure de la variable est incertaine, par exemple à cause de bruit, le sous-ensemble flou doit être représenté par un fait imprécis. On utilise dans ce cas une méthode de fuzzification qui associe à la variable mesurée x_0 une fonction d'appartenance telle que, par exemple [BEN 10a]:

$$\mu_{x_0}(x) = \max \left\{ 0, 1 - \frac{|x - x_0|}{\varepsilon} \right\} \quad (\text{II.35})$$

La représentation graphique de cette fonction est représentée par la figure 2.14. Ce sous-ensemble flou comprend donc la mesure x_0 avec une appartenance unité et les valeurs voisines de x_0 avec une appartenance inversement proportionnelle à l'écart avec x_0 . La base de triangle ε est fonction de l'importance relative des erreurs de mesures. En effet, plus elles sont importantes, plus la mesure de la variable x_0 devient imprécise, et donc plus large sera la base du triangle.

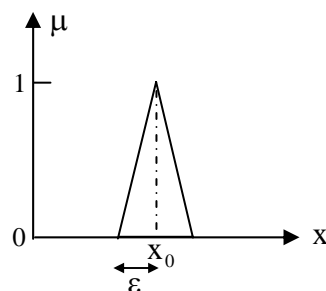


Figure 2.14: Méthode de fuzzification pour une valeur incertaine.

II.6.3 Mécanismes d'inférence

Cette étape consiste à relier les variables physiques d'entrée du régulateur (grandeurs mesurées ou estimées) qui sont transformées en variables linguistiques pendant l'étape de fuzzification à la variable de sortie du contrôleur sous sa forme linguistique, par des règles mentales traduisant une action ou une décision linguistique sur la commande à la sortie du régulateur, face à toute situation se présentant à l'entrée de ce régulateur [BEN 06].

Ces inférences sont basées sur plusieurs règles établies par l'expertise et le savoir faire humain concernant le système à régler. Elles sont structurées sous forme compacte dans une matrice multidimensionnelle dite matrice d'inférence.

On exprime les inférences généralement par une description linguistique et symbolique à base de règles prédéfinies dans la matrice d'inférence. Chaque règle est composée d'une condition précédée du symbole "SI" appelée prémisses, et d'une conclusion (action, décision, opération ou commande) précédée du symbole "ALORS". On parle alors de déduction floue.

Dans ce contexte, on peut distinguer deux genres de règles d'inférences [BUH 94], [LIA 96]:

- Inférence avec une seule règle

Le cas d'une inférence avec une seule règle se présente lorsqu'il s'agit de comparer plusieurs concurrents (objets ou personnes) dans une certaine situation afin de choisir le meilleur. Evidemment, les variables qui déterminent la situation sont des variables floues. On trouve cette problématique essentiellement dans les domaines non techniques, où il faut prendre une décision, comme par exemple l'achat d'un appareil, le recrutement d'un employeur, ...etc.

- Inférence avec plusieurs règles

Le cas d'une inférence avec plusieurs règles se présente lorsque une ou plusieurs variables nécessitent une prise de décision différente suivant les valeurs qu'atteignent ces variables. Ces dernières sont des variables floues. Cette problématique se présente essentiellement pour des problèmes de réglage et de commande. Les règles peuvent alors être exprimées sous la forme générale :

Opération := SI condition 1, alors opération 1 OU

SI condition 2, alors opération 2, OU

SI condition 3, alors opération 3, OU

SI condition m, alors opération m.

Dans les inférences de régulateur par logique floue interviennent les opérateurs ET et OU. L'opérateur ET s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur OU lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence,

permettant ainsi un traitement numérique de cette dernière. Pour le réglage par logique floue, on utilise en général, une des méthodes suivantes [BUH 94], [LIA 96]:

- Méthode d'inférence max-min

La méthode d'inférence max-min peut être décrite en toute généralité de la manière suivante : à la condition de chaque règle R_i (avec $i= 1, 2, \dots, m$) est attribué un facteur d'appartenance μ_{ci} . Il dépend évidemment de la condition elle-même et des valeurs déterminées pour les variables d'entrée x_1, x_2, \dots, x_n . si la condition n'est pas vérifiée, on a évidemment $\mu_{ci} = 0$. A noter que les opérateurs ET et OU sont réalisés respectivement par la fonction du minimum et maximum, pour chaque règle, on obtient la fonction d'appartenance partielle par la relation :

$$\mu_{R_i}(x_R) = \min[\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_R)]; i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.36})$$

où $\mu_{R_i}(x_R)$ est la fonction d'appartenance liée à l'opération imposée par la règle R_i . La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

$$\mu_{\text{res}}(x_R) = \max[\mu_{R_1}(x_R), \mu_{R_2}(x_R), \dots, \mu_{R_m}(x_R)] \quad (\text{II.37})$$

- Méthode d'inférence max-prod

Pour chaque règle, on obtient la fonction d'appartenance partielle donnée par la relation :

$$\mu_{R_i}(x_R) = \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(x_R); i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.38})$$

où μ_{ci} est le facteur d'appartenance de la condition, $\mu_{oi}(x_R)$ la fonction d'appartenance liée à l'opération imposée par la règle R_i . La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par :

$$\mu_{\text{res}}(x_R) = \max[\mu_{R_1}(x_R), \mu_{R_2}(x_R), \dots, \mu_{R_m}(x_R)] \quad (\text{II.39})$$

- Méthode d'inférence somme-prod

On obtient la fonction d'appartenance partielle de chaque règle par la relation :

$$\mu_{R_i}(x_R) = \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(x_R); i = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II.40})$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par :

$$\mu_{\text{res}}(x_R) = \max[\mu_{R_1}(x_R) + \mu_{R_2}(x_R) + \dots + \mu_{R_m}(x_R)] / m \quad (\text{II.41})$$

où m est le nombre de règles intervenant dans l'inférence.

II.6.4 Interface de défuzzification

Les méthodes d'inférences fournissent une fonction d'appartenance résultante $\mu_{\text{res}}(x_R)$ pour la variable de sortie x_R . Il s'agit donc d'une information floue. Les actionneurs actuels, utilisés dans les boucles de commande, ne s'accompagnent pas de ce genre de décision, il convient de la transformer en une grandeur de commande précise, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée. Cette transformation est appelée

défuzzification. Les méthodes de défuzzification les plus couramment utilisées sont [BUH 94], [BEN 06] :

- La méthode du centre de gravité

La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{\text{res}}(x_R)$. Elle nécessite le calcul de l'abscisse x_R^* . La figure 2.15 montre le principe de défuzzification.

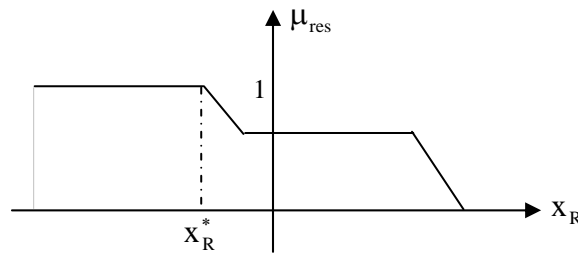


Figure 2.15 : Défuzzification par centre de gravité.

L'abscisse de centre de gravité peut être déterminé à l'aide de la relation générale :

$$x_R^* = \frac{\int_{-1}^1 x_R \cdot \mu_{\text{res}}(x_R) \cdot dx_R}{\int_{-1}^1 \mu_{\text{res}}(x_R) \cdot dx_R} \quad (\text{II.42})$$

- La méthode du maximum

La défuzzification par centre de gravité exige en général une envergure de calcul assez importante. On peut, dans des cas simples, la remplacer par la méthode par valeur maximum. Comme signal de sortie x_R^* , on choisit l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{\text{res}}(x_R)$ comme le montre la figure 2.16.a.

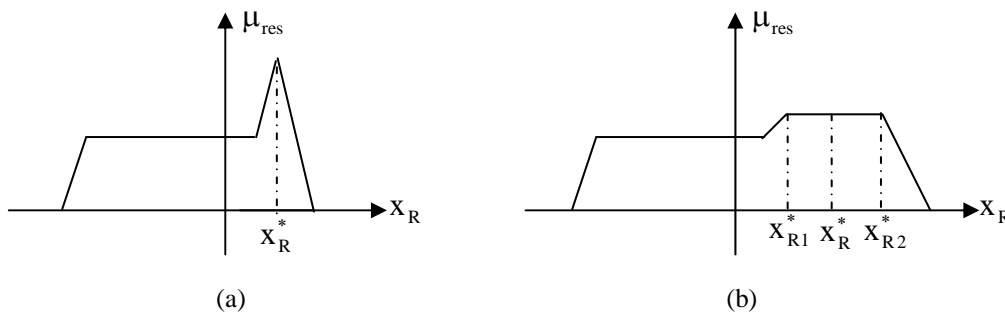


Figure 2.16 : Défuzzification par valeur maximum.

Lorsque $\mu_{\text{res}}(x_R)$ est écrêtée, toutes les valeurs comprises entre x_{R1} et x_{R2} peuvent être utilisées. Afin d'éviter cette indétermination, on prend la moyenne des abscisses du maximum

(figure 2.16.b). Cependant cette méthode présente un grand inconvénient : le signal de sortie x_R^* saute si la dominance passe d'une fonction partielle à une autre.

II.7 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté le principe de la théorie du contrôle par mode glissant. Les différentes configurations des systèmes à structures variables utilisées ainsi que les étapes principales du concept général de ce type de commande, à savoir le choix de la surface de glissement, l'établissement des conditions d'existence et la détermination de la loi de commande, ont été détaillées.

La deuxième partie de ce chapitre, est consacrée aux principes de base de la théorie de la logique floue, la configuration interne du régulateur flou, ainsi que l'influence des différentes formes des fonctions d'appartenance et des différentes méthodes d'inférence sur cette configuration. Des nombreuses possibilités de formulation des fonctions d'appartenance et des règles d'inférences conduisent à une grande diversité de caractéristiques : ce qui facilite et complique en même temps la conception du contrôleur par la logique floue.

CHAPITRE III

ASSERVISSEMENT A VITESSE VARIABLE DE LA MSAP

III.1 Introduction

Le choix de la stratégie de contrôle pour la commande des machines électriques reste un sujet préoccupant pour les chercheurs. Les techniques de commande utilisant les régulateurs conventionnels (PI, PID) sont encore utilisées dans de nombreuses applications. L'inconvénient de ce type de réglage est du non seulement à une modélisation peu précise, mais aussi lorsque des performances dynamiques élevées sont demandées, (perturbations extérieures, variation des paramètres internes de la machine ainsi que le changement des points de fonctionnement du système) [KAD 05].

Plusieurs techniques de contrôle modernes qui peuvent remplir ces exigences ont été proposées. Il n'est évidemment pas possible d'en décrire et de cerner toutes les possibilités concernant ces techniques. Néanmoins, nous étudierons celle qui paraissent importantes simples et performantes à l'image des techniques floue et à structures variables.

Les techniques de commande par mode glissant et la logique floue apparaissent comme des alternatives très prometteuses. Elle se basent sur la connaissance humaine et ne nécessitent nullement de modéliser le processus à commander. De plus, ces techniques de commande font preuve de qualité intrinsèque de robustesse [BEN 06].

III.2 Commande vectorielle de la MSAP

Dans les secteurs utilisant la motorisation électrique, le moteur synchrone à aimants permanents MSAP occupe une place importante. En effet, il présente plusieurs avantages par rapport au moteur à courant continu (*MCC*), entre autres une maintenance minimale, une bonne robustesse, un prix d'achat relativement intéressant, etc.

Cependant, la *MCC* présente une commande simple en offrant des bonnes réponses dynamiques. Ce résultat dû au fait que les circuits induit et inducteur sont physiquement

séparés et les f.m.m des deux armatures constamment orthogonales [SED 98], [BAB 01], [ROU 03]. Le courant d'induit peut être contrôlé indépendamment du courant d'inducteur. Cela offre un découplage du couple et du flux, ce qui n'est pas le cas de la MSAP.

Pour remédier à ce problème *Blaschke* proposa au début des années 70 la solution rendant possible ce découplage par la commande vectorielle à flux orienté (*CV-OF*) [ROU 03]. Celle-ci est une loi de commande conduisant à une caractéristique du couple similaire à celle d'une *MCC* à excitation séparée. Avec cette technique de commande de flux, on améliore les performances du MSAP. En effet, on obtient un couple plus grand que le couple nominal même lorsque le moteur est à l'arrêt et le temps pour passer du couple nul au couple maximal, correspond au temps de réponse au niveau du courant [KHE 01].

III.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 97b].

L'équation (III.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).

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

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], [BEN 05a].

III.2.2 Description du système global

La figure 3.1 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse 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.

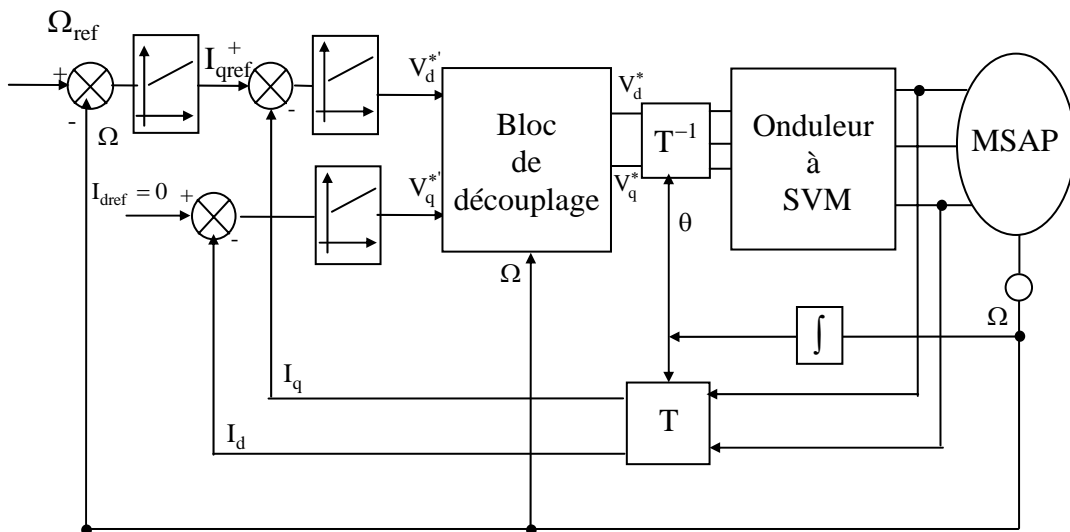


Figure 3.1 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

III.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 [BEN 05a], [BOU 96], [TIT 06c].

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

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

La figure 3.2 représente le couplage entre les axes d et q .

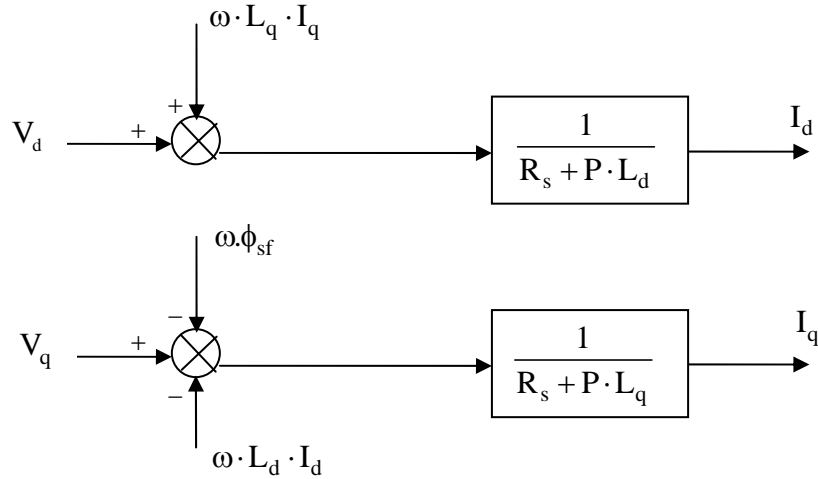


Figure 3.2 : Description des couplages.

A partir des équations (III.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 3.3).

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

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

alors:

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

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 :

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

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

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

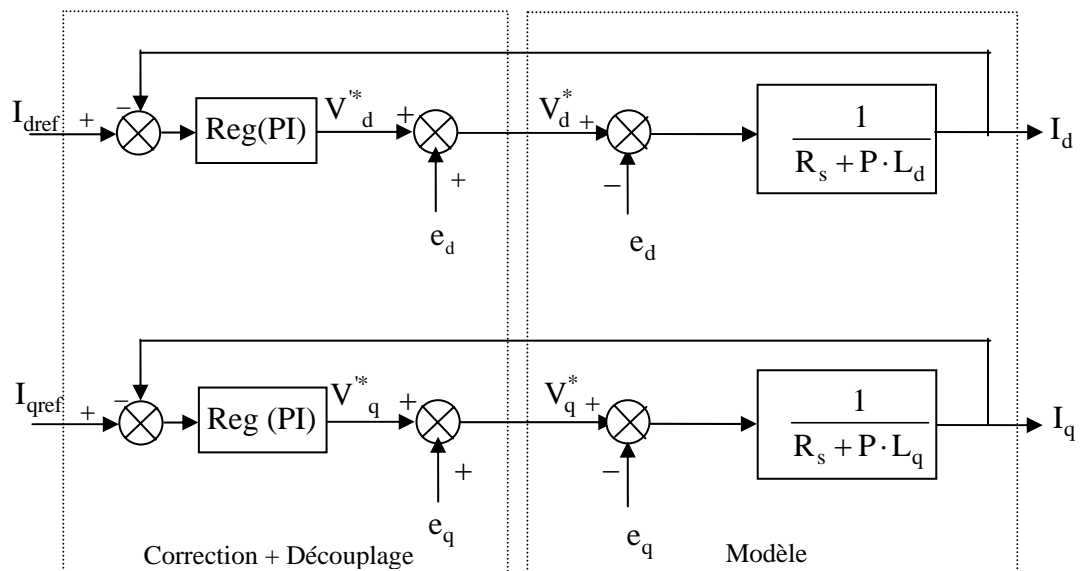


Figure 3.3 : Découplage par compensation.

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

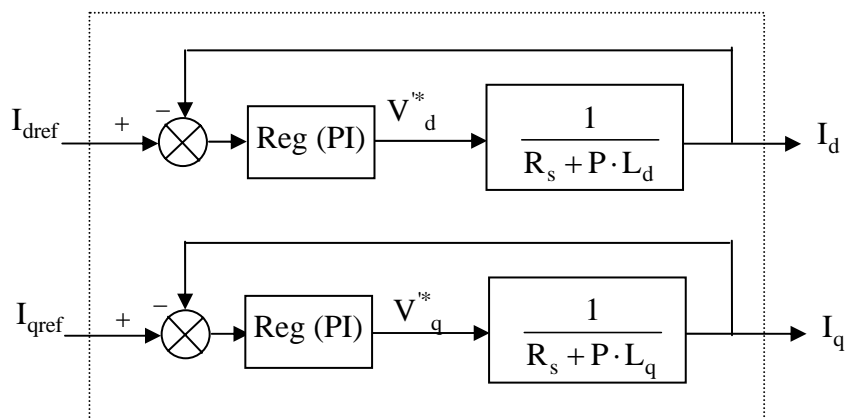


Figure 3.4 : Commande découplée.

III.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 3.5.

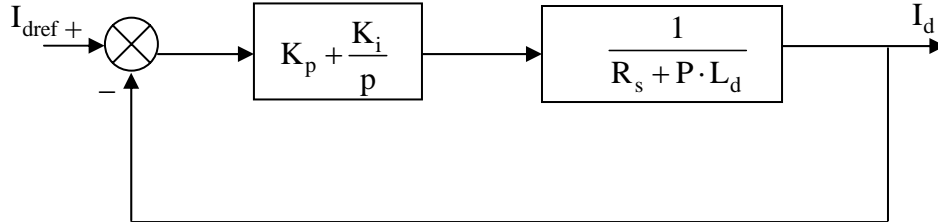


Figure 3.5 : Boucle de régulation de courant I_d .

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

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

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

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 :

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

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

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

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1^{er} ordre avec une constante de temps: $\tau_{bf} = \frac{R_s}{K_i}$

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

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:

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

III.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 3.6) où le régulateur adopté est un régulateur IP [ABE 02], [BEN 05a].

On a :

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

avec:

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

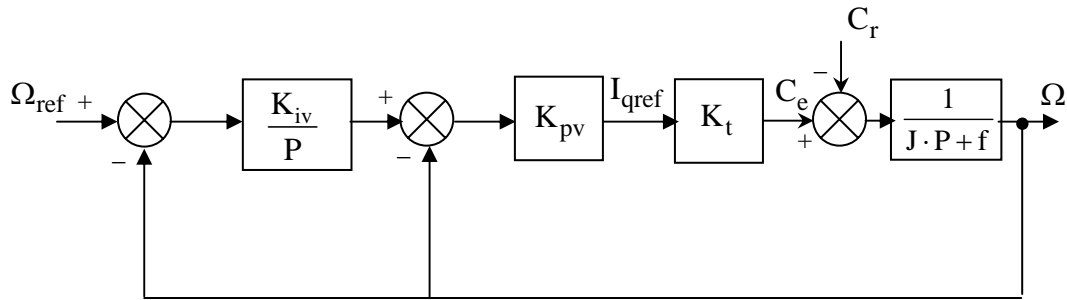


Figure 3.6 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.

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 :

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

avec:

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

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.

III.2.6 Résultats de simulation

La figure 3.7 montre que la réponse en vitesse évolue comme suit: à l'instant initial, on applique un échelon de vitesse de 100rad/s. A $t= 0.1s$, on applique un couple de charge de 5Nm, le sens de rotation du moteur est inversé à -100rad/s à $t=0.2 s$ et finalement à $t=0.4s$, la référence de vitesse devient +20rad/s. Notons, 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.
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP (le courant I_d est nul).
- le courant I_q est l'image du couple.

Ainsi, la figure 3.8 montre l'application d'une référence de vitesse sinusoïdale en vue d'analyser la robustesse de la commande proposée. Les résultats de simulation sont moins satisfaisants puisque on remarque un écart entre la consigne est la réponse en vitesse.

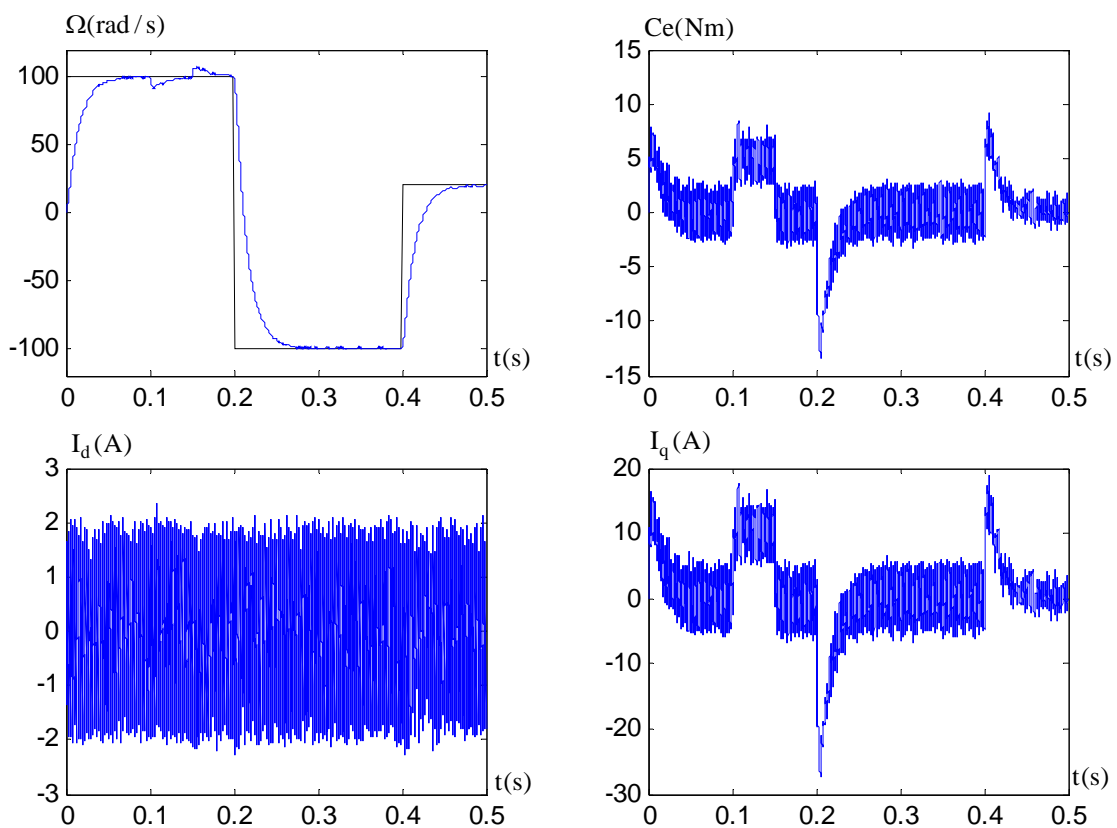


Figure 3.7 : Réponses de la MSAP en charge avec inversion du sens de rotation.

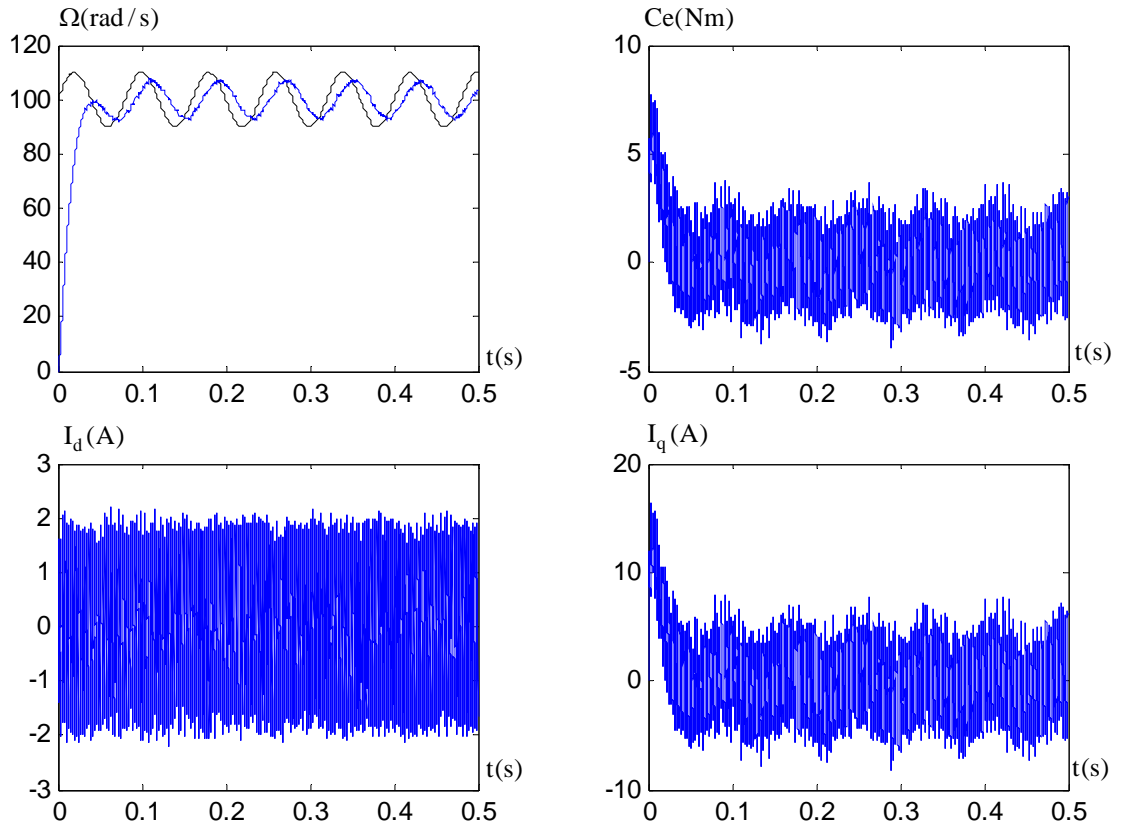


Figure 3.8 : Réponse de la MSAP pour une poursuite de vitesse.

III.3 Commande par mode glissant de la MSAP

Nous rappelons le modèle du MSAP, exprimé dans le référentiel lié au rotor sous forme d'équations d'état avec les hypothèses simplificatrices habituelles [BEN 06a], [KAD 05] s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{F}(\mathbf{X}) + \mathbf{G} \cdot \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{H}(\mathbf{X}) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \end{bmatrix}; \mathbf{U} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}; \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} f_1(\mathbf{X}) \\ f_2(\mathbf{X}) \\ f_3(\mathbf{X}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 \cdot x_1 + a_2 \cdot x_2 \cdot x_3 \\ b_1 \cdot x_2 + b_2 \cdot x_1 \cdot x_3 + b_3 \cdot x_3 \\ c_1 \cdot x_3 + c_2 \cdot x_1 \cdot x_2 + c_3 \cdot x_2 - C_r / J \end{bmatrix}$$

et :

$$a_1 = -\frac{R_s}{L_d}; \quad a_2 = \frac{p \cdot L_q}{L_d}; \quad b_1 = -\frac{R_s}{L_q}; \quad b_2 = -\frac{p \cdot L_d}{L_q}$$

$$b_3 = -\frac{p \cdot \phi_f}{L_q}; \quad c_1 = -\frac{f}{J}; \quad c_2 = \frac{p \cdot (L_d - L_q)}{J}; \quad c_3 = \frac{p \cdot \phi_f}{J}$$

III.3.1 Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure 3.9 représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

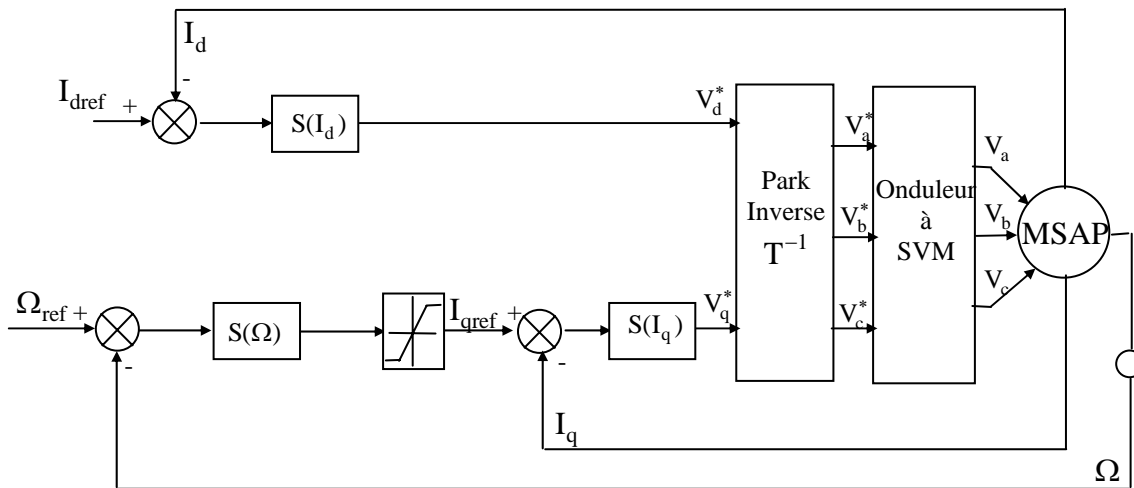


Figure 3.9 : Structure de commande mode glissant de la vitesse pour la MSAP.

Nous définissons les trois surfaces par :

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

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (III.16)$$

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

$$S(\Omega) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad (III.17)$$

D'où nous déduisons :

$$I_{qn} = 0$$

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow I_{qeq} = \frac{f \cdot \Omega + C_r}{p \cdot [\phi_{sf} - (L_d - L_q)I_d]} \quad (III.18)$$

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 :

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0 \quad (\text{III.19})$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (III.18) dans (III.19), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{p}{J} [\phi_{sf} - (L_d - L_q) I_d] I_{qn} \quad (\text{III.20})$$

avec:

$$I_{qn} = K_v \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (\text{III.21})$$

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

$$I_{qref} = I_{qeq} + I_{qn} \quad (\text{III.22})$$

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

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (\text{III.23})$$

la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \cdot \Omega \cdot p}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} \cdot I_q + \frac{p \cdot \Omega \cdot \phi_{sf}}{L_q} + \frac{V_q}{L_q} \quad (\text{III.24})$$

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 :

$$S(I_q) = 0 \text{ alors } \dot{S}(I_q) = 0 \quad (\text{III.25})$$

avec:

$$V_{qn} = 0$$

on obtient :

$$V_{qeq} = R_s \cdot I_q + p \cdot \Omega [\phi_{sf} + L_d \cdot I_d] \quad (\text{III.26})$$

et

$$V_{qn} = K_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (\text{III.27})$$

D'où l'expression de V_{qc} :

$$V_{qc} = V_{qeq} + V_{qn} \quad (\text{III.28})$$

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

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (III.29)$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$V_{deq} = R_s \cdot I_d - p \cdot L_q \cdot I_q \cdot \Omega \quad (III.30)$$

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (III.31)$$

$$V_{dc} = V_{deq} + V_{dn} \quad (III.32)$$

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 :

$$\dot{I}_d = 0, \quad \dot{I}_q = 0, \quad \dot{\Omega} = 0 \quad (III.33)$$

En remplaçant (III.33) dans (III.15), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q \cdot I_q + V_d = 0 \\ -R_s \cdot I_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d + V_q - \omega \cdot \phi_{sf} = 0 \\ C_e - C_r = f \cdot \Omega \end{cases} \quad (III.34)$$

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

$$\begin{aligned} K_v &\geq \left| \frac{1}{p \cdot \phi_{sf}} (-f \cdot \Omega - C_r) \right| \\ K_d &\geq \left| -R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q \cdot I_q \right| \\ K_q &\geq \left| -R_s \cdot I_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d - \omega \cdot \phi_{sf} \right| \end{aligned} \quad (III.35)$$

III.3.2 Résultats de simulation

Nous avons testé en simulation la loi de commande par mode de glissement de la vitesse sur la MSAP.

La figure 3.10 montre que la réponse en vitesse évolue comme suit: à l'instant initial, on applique un échelon de vitesse de 100rad/s. A $t= 0.1s$, on applique un couple de charge de 5Nm, le sens de rotation du moteur est inversé à -100rad/s à $t=0.2 s$ et finalement à $t=0.4s$, la référence de vitesse devient +20rad/s. Notons, 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 $t=0.1 s$ et $t=0.11 s$ 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 $S(\omega) = 0$.

Le deuxième test est réalisé par l'application de la poursuite d'une trajectoire de type sinusoïdale (figure 3.11). Ceci a comme but d'analyser la robustesse de la commande proposée dans ce cas. Les résultats de simulation sont assez satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

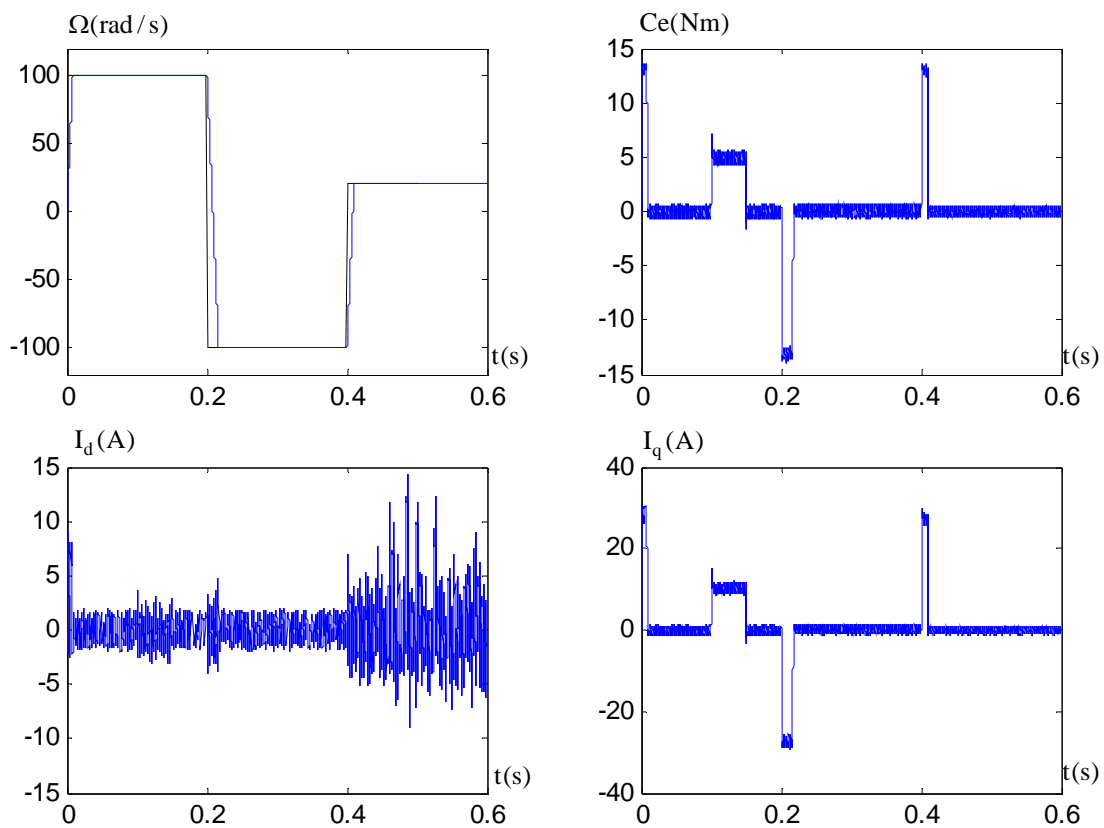


Figure 3.10 : Réponses de la MSAP en charge avec inversion du sens de rotation.

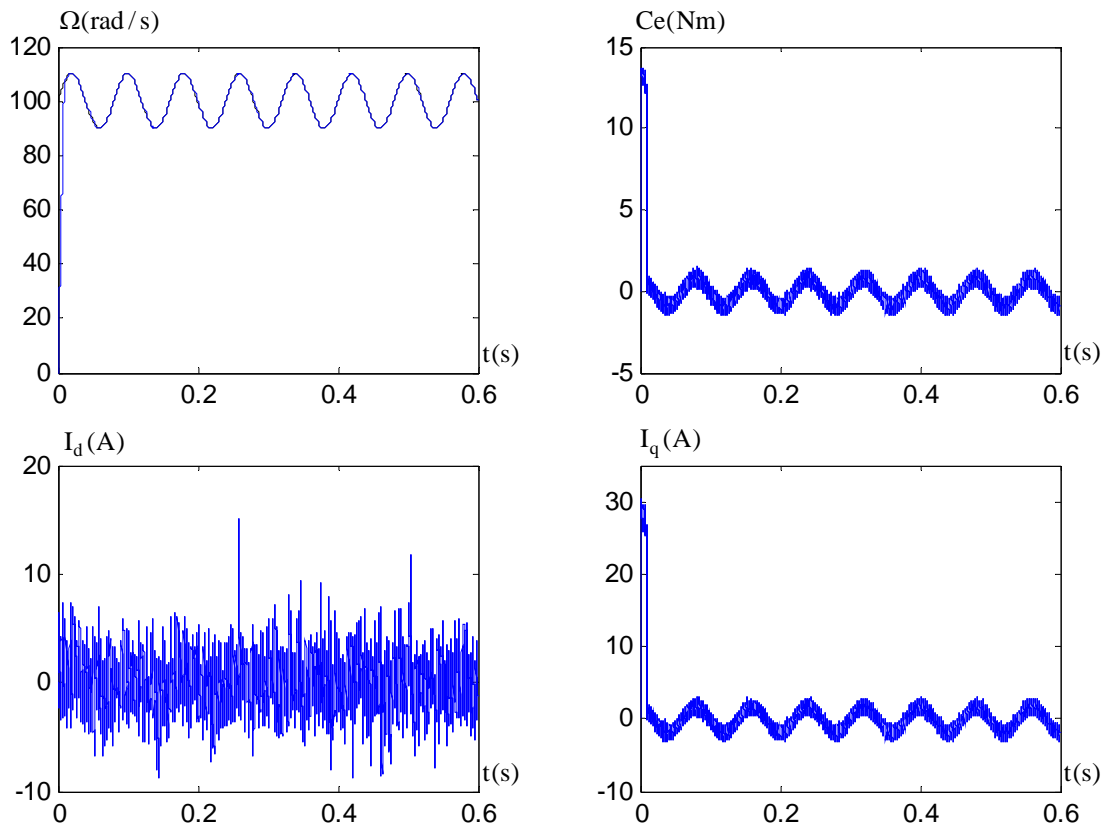


Figure 3.11: Réponses de la MSAP pour une poursuite de vitesse.

III.4 Commande par mode glissant - floue de la MSAP

III.4.1 Régulateur logique floue

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani [BEN 06], [LIA 96] pour le système mono-entrée / mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure 3.12.

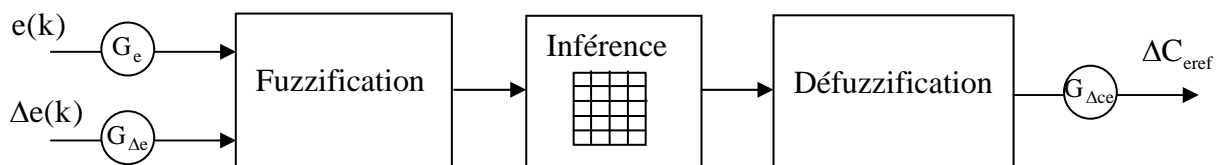


Figure 3.12 : Schéma bloc du régulateur floue à gain constant.

D'après ce schéma, le régulateur logique floue (RLF) est composé :

- des grains d'échelle associés à l'erreur, à sa variation et la variation de commande,
- d'un bloc de fuzzification de l'erreur et sa variation,
- d'un bloc des règles du contrôleur flou (inférences),

- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique.
- *Loi de commande*

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation telle que $\Delta C_{\text{eref}} = f(e, \Delta e)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande ΔC_{eref} nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les plus part des cas, cette variation de commande est obtenue par une simple lecture dans une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$C_{\text{eref}}(k+1) = C_{\text{eref}}(k) + G_{\Delta ce} \cdot \Delta C_{\text{eref}} \quad (\text{III.36})$$

- *Fuzzification*

L'erreur et sa variation sont définies comme suit :

$$e(k) = G_e \cdot (\Omega_{\text{ref}}(k) - \Omega(k)) \quad (\text{III.37})$$

$$\Delta e(k) = G_{\Delta e} \cdot (e(k) - e(k-1)) \quad (\text{III.38})$$

où :

G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta ce}$: représentent les gains d'adaptation, généralement on les choisit faibles pour assurer la stabilité du système. Ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, ce sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande. Les grandeurs e et Δe sont normalisées dans un univers de discours $[-e_3, +e_3]$, ces grandeurs doivent être converties en variables linguistiques. On a introduit sept fonctions d'appartenances de forme triangulaires pur chaque variable d'entrée (figure 3.13).

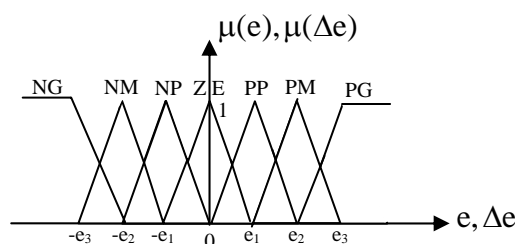


Figure 3.13 : Fonctions d'appartenances des variables d'entrées.

Il est nécessaire de fuzzifier la variable de sortie car on a besoin des sous-ensembles flous au niveau des inférences et de la défuzzification. On emploie onze fonctions d'appartenances de forme triangulaire. La variable de sortie est normalisée dans un univers de discours $[-C_5, +C_5]$ (figure 3.14) [LIA 96], [BEN 11a].

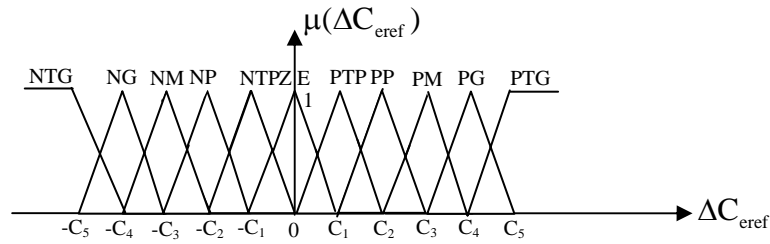


Figure 3.14 : Fonctions d'appartenances de la variable de sortie.

• *Inférences*

La stratégie de commande dépend essentiellement des inférences adoptées, la condition pour chaque règle est :

$$\begin{aligned}
 & \text{SI}(e(k) \text{ est NG}) \text{ et } (\Delta e(k) \text{ est NG}) \text{ alors } \Delta C_{\text{eref}} \text{ est NTG ou} \\
 & \dots\dots\dots \\
 & \text{SI}(e(k) \text{ est ZE}) \text{ et } (\Delta e(k) \text{ est ZE}) \text{ alors } \Delta C_{\text{eref}} \text{ est ZE ou} \\
 & \dots\dots\dots \\
 & \text{SI}(e(k) \text{ est PG}) \text{ et } (\Delta e(k) \text{ est PG}) \text{ alors } \Delta C_{\text{eref}} \text{ est PTG}
 \end{aligned}
 \tag{III.39}$$

Afin de simplifier la description des inférences, on utilise une matrice d'inférence (tableau 3.1).

	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NG	NTG	NTG	NG	NM	NP	NTP	ZE
NM	NTG	NG	NM	NP	NTP	ZE	PTP
NP	NG	NM	NP	NTP	ZE	PTP	PP
ZE	NM	NP	NTP	ZE	PTP	PP	PM
PP	NP	NTP	ZE	PTP	PP	PM	PG
PM	NTP	ZE	PTP	PP	PM	PG	PTG
PG	ZE	PTP	PP	PM	PG	PTG	PTG

Tableau 3.1: Matrice d'inférence.

Les fonctions d'appartenances sont notées comme suit :

- NTG : Négatif très grand.
- NG : Négatif grand.
- NM : Négatif moyen.
- NP : Négatif petit.
- NTP : Négatif très petit.
- ZE : Zéro.
- PTG : Positif très grand.
- PG : Positif grand.
- PM : Positif moyen.
- PP : Positif petit.
- PTP : Positif très petit.

La méthode d'inférence retenue est la méthode somme produit [BUH 94], [BEN 06] :

$$\mu_{ri}(\Delta c_{\text{eref}}) = \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(\Delta c_{\text{eref}}) \tag{III.40}$$

$$\mu_{\text{rés}} = \frac{1}{m} \cdot \sum_{i=1}^m \mu_{ci} \cdot \mu_{oi}(\Delta c_{\text{eref}}) \tag{III.41}$$

μ_{ri} : fonction d'appartenance de chaque règle.

μ_{oi} : fonction d'appartenance de l'opération.

μ_{ci} : fonction d'appartenance de la condition.

$\mu_{\text{rés}}$: fonction d'appartenance résultante.

m : le nombre de règle intervenant.

• *Défuzzification*

On prend comme critère de défuzzification la méthode du centre de gravité qui est donnée par la relation [BEN 06]:

$$\Delta C_{\text{eref}} = \frac{\sum_{i=1}^l C_i \cdot \mu_{\text{rés}}}{\sum_{i=1}^l \mu_{\text{rés}}} \tag{III.42}$$

III.4.2 Schéma bloc du réglage mode glissant – floue de la MSAP

La commande mode glissant – floue combine les avantages des deux techniques. Le premier régulateur à logique floue (RLF) destiné à améliorer les performances dynamiques du système et permet de réduire les vibrations résiduelle en hautes fréquences. Le deuxième et le troisième régulateurs à mode glissant ; pour les composantes de courant I_d , I_q ; sont introduit ici afin d'assurer la rapidité, la précision ainsi que la robustesse du système vis-à-vis aux perturbations et aux variations des paramètres de la machine.

La figure 3.15 représente le schéma bloc de la commande mode glissant – floue de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

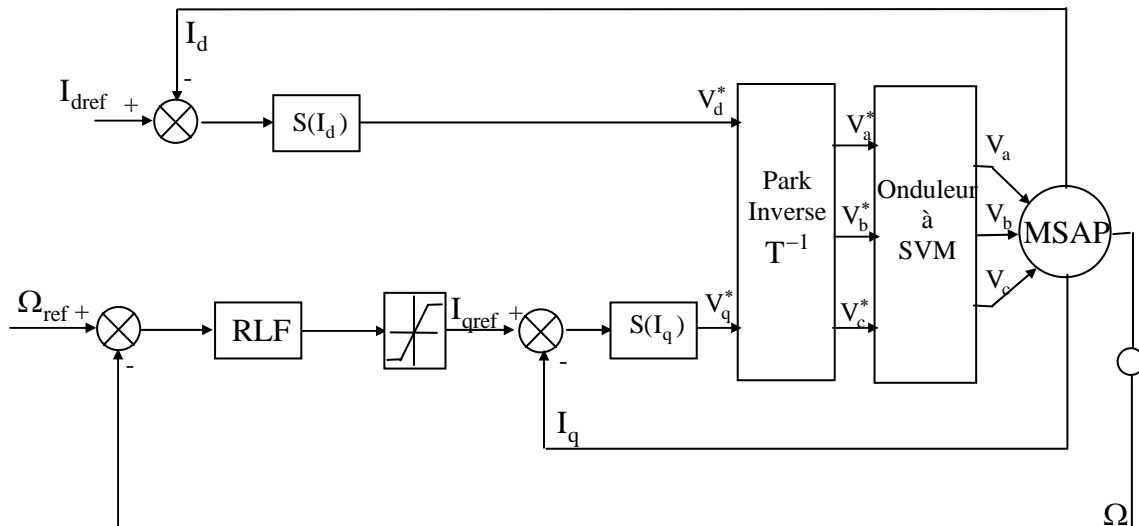


Figure 3.15 : Structure de commande mode glissant-floue de la vitesse pour la MSAP.

III.4.3 Résultats de simulation

Les résultats de simulation de la MSAP commandée par un régulateur mode glissant-floue sont illustrés par les figures ci-dessous.

La figure 3.16 montre un démarrage à vide pour une vitesse de référence $\Omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$, puis une application d'un couple de charge de 5 N.m à $t=0.1$ seconde plus tard, le sens de rotation du moteur est inversé à -100 rad/s à $t=0.2$ s et finalement à $t=0.4$ s, la référence de vitesse devient $+20 \text{ rad/s}$. Les résultats montrent les performances de la régulation étant donné que la vitesse est obtenue sans dépassement avec un court temps de réponse. On constate aussi le rejet de la perturbation (couple de charge) appliquée 0.1 seconde plus tard et le suivi parfait de la référence de vitesse (100 rad/s). Ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du contrôleur flou de vitesse.

Nous avons également étudié la robustesse de la régulation en simulant un démarrage sinusoïdal à vide (figure 3.17). Nous constatons que la vitesse répond sans dépassement et que la réponse suit parfaitement sa référence.

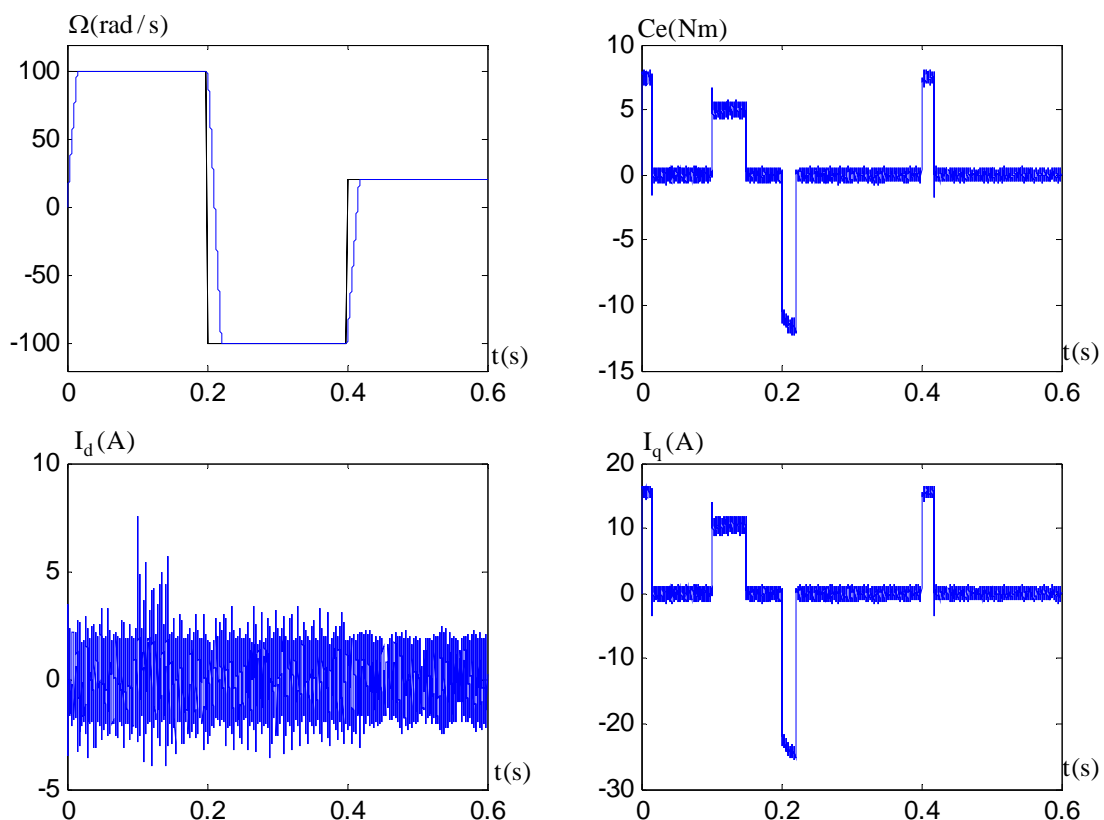


Figure 3.16 : Réponses de la MSAP en charge avec inversion du sens de rotation.

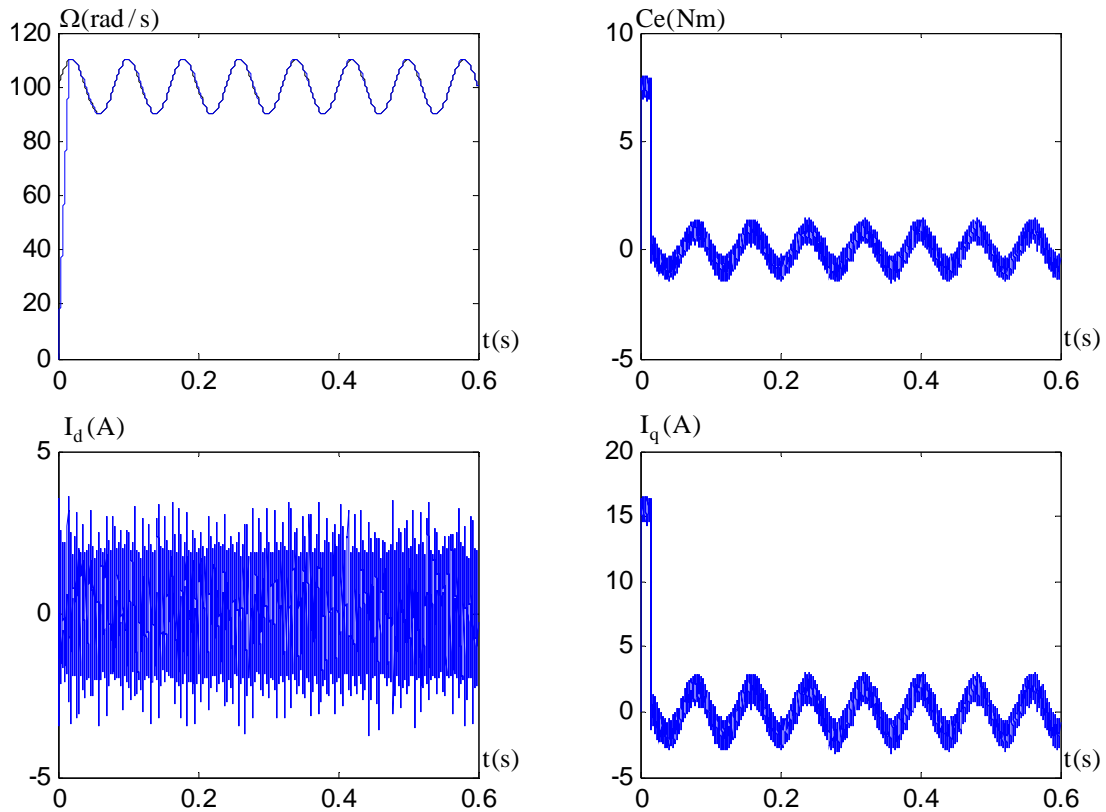


Figure 3.17 : Réponses de la MSAP pour une poursuite de vitesse.

III.5 Conclusion

La première partie de ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Nous avons d'abord présenté brièvement la théorie de la commande vectorielle utilisant des régulateurs de type PI puis nous avons présenté quelques résultats de simulation sous l'environnement MATLAB-SIMULINK, ces résultats de simulation montrent des performances acceptables. Cependant, les régulateurs PI dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge, ce qui nécessite une adaptation des paramètres de la machine ou l'utilisation des techniques de commande robustes à savoir la commande à structures variables qui sont l'objet de la deuxième partie de ce chapitre.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons présenté une méthode de commande à structures variables (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. Les résultats de simulation nous montrent que les réponses avec la CSV pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes. La charge n'a pas d'influence sur la vitesse.

Pour améliorer la qualité de la régulation (l'objet de la troisième partie), on a combiné un régulateur à logique floue avec celui du mode glissant. Ce type de commande mode glissant - floue est proposé pour amortir les oscillations et améliorer la robustesse, par rapport aux perturbations. Les résultats de simulation de l'association (commande - convertisseur - moteur) pour l'asservissement de vitesse sont présentés. Ils montrent les performances de la commande mode glissant – floue avec une perturbation rejetée en un temps très court, réponse rapide et dépassement négligeable.

Les techniques de commande PI, CSV et RLF 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...etc.

Le chapitre suivant est consacré à l'estimation de la vitesse, la position et le couple de la charge en utilisant le filtre de Kalman étendu.

CHAPITRE IV

FILTRE DE KALMAN STOCHASTIQUE D'ORDRE COMPLET

IV.1 Introduction

Les commandes sans capteurs de vitesse et de position avec l'estimation du couple de charge sont devenues un axe de recherche et de développement important. Les chercheurs veulent éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes à ces capteurs. L'incorporation de ces derniers dans les systèmes peut, en effet, augmenter leur complexité, leur encombrement et peut dégrader les performances de la régulation. Pour ces raisons, leur suppression peut être bénéfique.

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.

Ces grandeurs peuvent être reconstituées par :

- *Estimateurs utilisés en boucle ouverte*

Reposant sur l'utilisation d'une représentation sous forme d'équation de *Park* en régime statique (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont caractérisés par la simplicité de mise en œuvre. Cependant, leur dynamique dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques avec la température et la fréquence [GAR 98], [GRE 00], [AKI 03], [TIT 06c].

- *Observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées*

Ces techniques de reconstitution de flux et de vitesse de rotation sont le sujet de notre travail. Dans ce qui suit, on présente donc le principe des observateurs, leur classification ainsi que la présentation de l'observateur utilisé.

IV.2 Observateurs

IV.2.1 Principe des observateurs

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est à dire les entrées imposées et les sorties mesurées, (figure 4.1) [GRE 00], [BOU 01], [SAI 02].

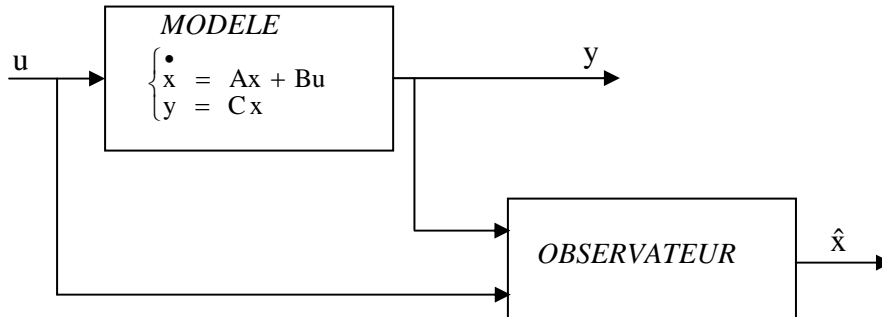


Figure 4.1: Principe de l'observation.

L'observation se fait en deux phases. La première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système (estimateur) et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K (observateur). Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Son choix est donc important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états (figure 4.2).

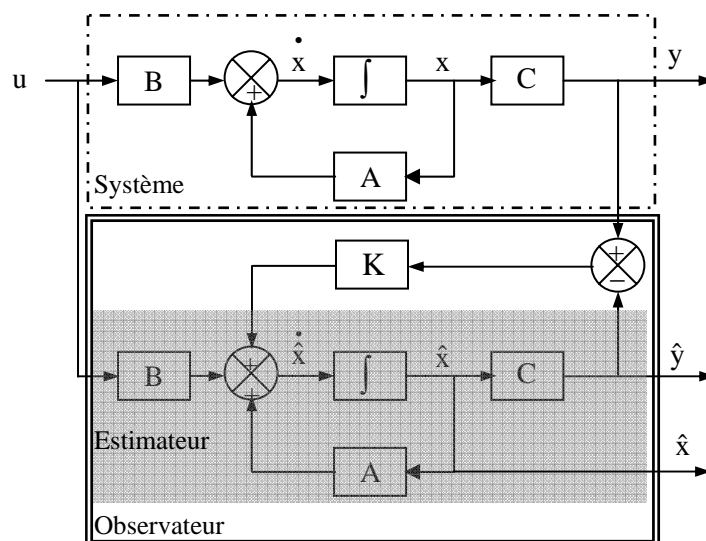


Figure 4.2 : Schéma fonctionnel d'un observateur d'état.

IV.2.2 Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire) et de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classées en deux grandes catégories [GAR 98], [TIT 06c], [BOU 01]:

- *observateurs pour les systèmes linéaires*: ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

- *observateurs pour les systèmes non linéaires*: les systèmes peuvent être non linéaires. Dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple:

- des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapounov,
- des observateurs à structure variables (modes glissants),
- des observateurs à grand gain.

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent [BOU 01], [AKI 03], [TER 99]:

- *observateurs de type déterministes*: ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état: l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger.

- *observateurs de type stochastiques*: ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses matrices A, B et C (figure 5.2). Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires. Or, toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits (signaux parasites) sont faibles,

l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice de gain K (figure 4.2) est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées [CAN 00].

Dans le cas stochastique, qui est plus général, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

Dans la littérature spécialisée, le terme d'observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [CAN 00].

IV.3 Bruit

IV.3.1 Bruit d'état

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la MSAP (paragraphe (I.2) du chapitre I). En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses 5 et 6). Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en général, des pertes fer (hypothèses 8) qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation [SED 98]. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres de la machine, les termes prépondérants de bruit d'état sont dus aux variations des paramètres de la machine (hypothèses 1, 2 et 3). Ce type de bruit est engendré par l'échauffement des enroulements de la machine. Il provoque un accroissement des résistances statoriques [SED 98], [CAN 00].

Il existe d'autres sources de bruits d'état qui affectent le système. Il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur (hypothèse 4). L'influence d'une incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique (pour réactualiser la matrice d'état " A " dans chaque période d'échantillonnage) peut introduire un bruit d'état surtout lorsqu'on suppose que la période d'échantillonnage n'est pas négligeable devant les constantes de temps mécaniques [SED 98].

IV.3.2 Bruit de mesure

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques- numériques (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruits: un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au CAN. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits [SED 98].

Cependant, il faut noter que la majorité de ces bruits (état et mesure) sont prépondérants dans les cas des bancs expérimentaux et pas dans des essais de simulation dans un ordinateur numérique.

IV.4 Filtre de Kalman étendu

IV.4.1 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 02] [BAR 03].

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.

IV.4.2 Algorithme

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant [BOU 96], [BEN 98d], [YAH 06]:

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

avec

$w(k)$: vecteur de bruit d'état

$v(k)$: 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 :

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

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 :

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (IV.3)$$

Avec :

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

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 K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

- calcul du gain de Kalman :

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

Avec:

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

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

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k)P(k+1/k) \quad (IV.7)$$

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

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

La figure 4.3 présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu [FAD 06], [BEN 10b].

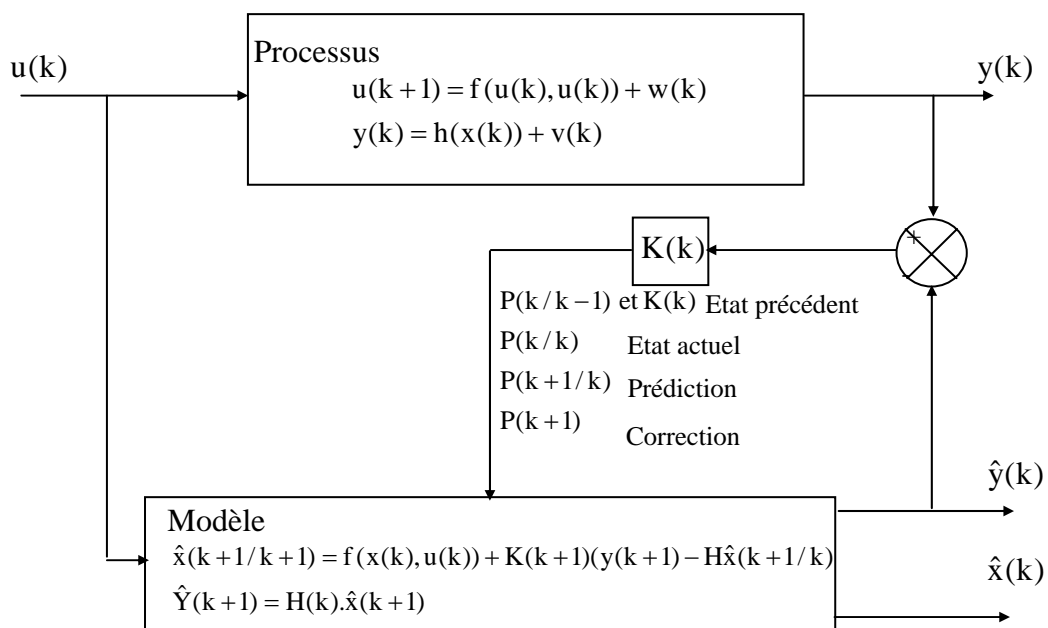


Figure 4.3 : Principe d'un filtre de Kalman.

IV.5 Choix des matrices de covariance Q et R

C'est 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. Seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre [MOR 05], [YOU 00].

Cependant, quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs sur la dynamique et la stabilité du filtrage.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet d'apprécier, à travers l'estimation, la qualité de notre modélisation et de la 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.

IV.6 Influence des matrices de covariances des bruits d'état et de mesure sur la stabilité du filtre de Kalman étendu "Application au MSAP"

La simulation de la MSAP et sa commande vectorielle est implantée avec Matlab/Simulink. Le filtre de Kalman étendu présente un algorithme très complexe avec des opérations matricielles. Il est très difficile d'implanter toutes ces opérations matricielles en utilisant seulement Simulink. Ce filtre est implanté donc comme une "S-fonction" (fonction système), puis, il est inséré dans le schéma de simulation global en Simulink sous forme d'un bloc "S-fonction" (figure 4.4). L'utilisation des "S-fonction" est incontournable pour la description des processus complexes, difficilement représentables graphiquement ou encore pour les systèmes sous forme de jeu d'équations (IV.1).

Le filtre de Kalman étendu est utilisé pour estimer les courants statorique I_d , I_q , la vitesse, la position et le couple de charge du MSAP, alimenté par un onduleur de tension. Le schéma bloc du système de contrôle vectoriel d'un moteur synchrone à aimants permanents muni du filtre de Kalman étendu en temps discret est montré dans la figure 4.5.

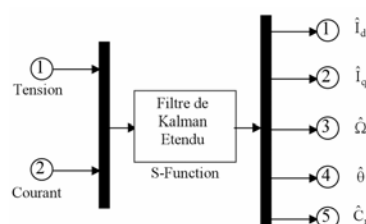


Figure 4.4 : Représentation du filtre de Kalman étendu sous forme de S-fonction.

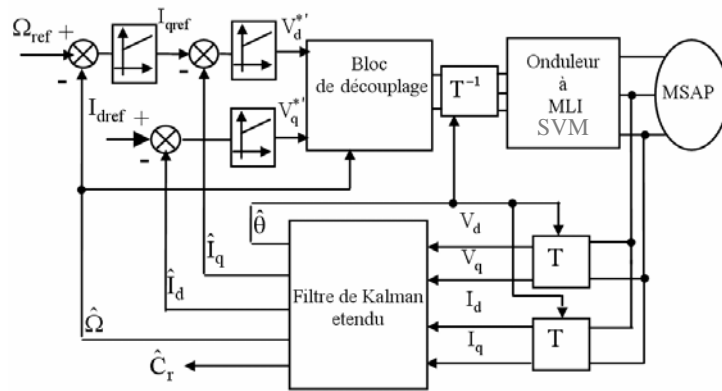


Figure 4.5. Contrôle vectoriel en vitesse avec introduction du filtre de Kalman étendu.

Dans la figure 4.6, nous présentons le bruit injecté dans les courants statoriques. Ce bruit est de moyenne nulle, blanc et Gaussien. L'injection du bruit dans les courant a pour but de tester la robustesse du filtre pour des systèmes extrêmement bruités. Autrement dit, pour observer ses caractéristiques et performances dans le cas du filtrage passe bas. La figure 4.7 montre les réponses réelles et estimées de la vitesse et du couple avec les erreurs d'estimation pour différentes matrices de covariance de bruit de mesure R [BEN 11b], [YOU 03]. La figure 4.8 montre les réponses réelles et estimées de la vitesse et du couple avec les erreurs d'estimation pour différentes matrices de covariance de bruit d'état Q.

Les matrices de covariances de bruits d'état et de mesure sont données comme suit :

$Q = \text{diag}([1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{+6}])$ <p>(a) $P = \text{diag}([10 \ 10])$</p> $R = \text{diag}([1e^5 \ 1e^5])$	$Q = \text{diag}([1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6}])$ <p>(a) $P = \text{diag}([10 \ 10])$</p> $R = \text{diag}([1e^{11} \ 1e^{11}])$
$Q = \text{diag}([1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{+6}])$ <p>(b) $P = \text{diag}([10 \ 10])$</p> $R = \text{diag}([1e^8 \ 1e^8])$	$Q = \text{diag}([1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^3])$ <p>(b) $P = \text{diag}([10 \ 10])$</p> $R = \text{diag}([1e^{11} \ 1e^{11}])$
$Q = \text{diag}([1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{+6}])$ <p>(c) $P = \text{diag}([10 \ 10])$</p> $R = \text{diag}([1e^{11} \ 1e^{11}])$	$Q = \text{diag}([1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{-6} \ 1e^{+7}])$ <p>(c) $P = \text{diag}([10 \ 10])$</p> $R = \text{diag}([1e^{11} \ 1e^{11}])$

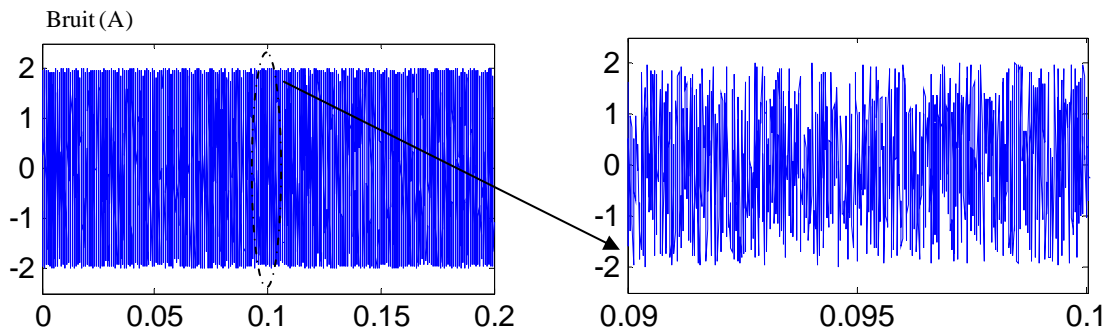


Figure 4.6 : Bruit du courant injecté.

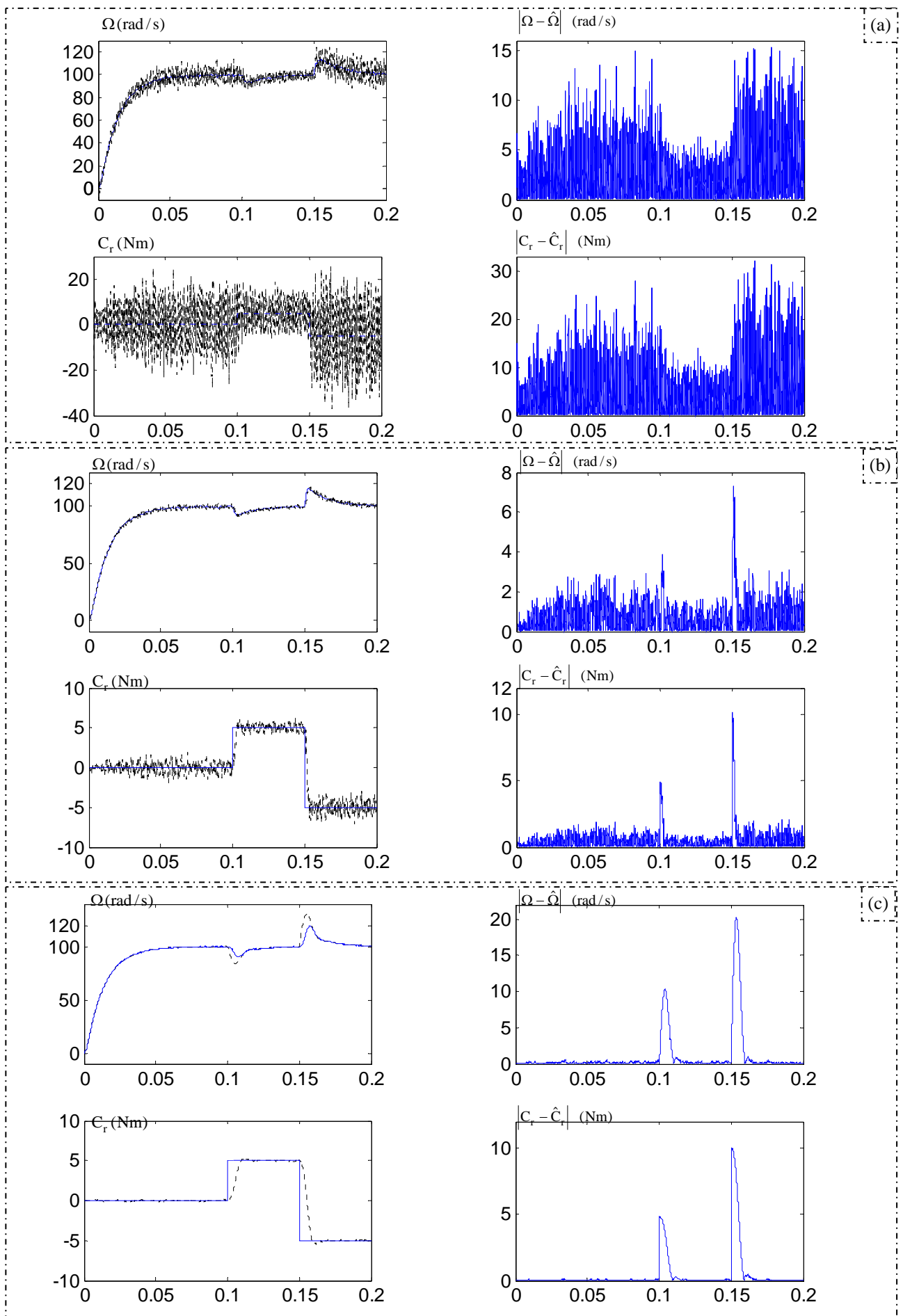


Figure 4.7 : Comportement dynamique de la MSAP commandée vectoriellement associée au filtre de Kalman étendu pour différentes matrices de covariances du bruit de mesure R .

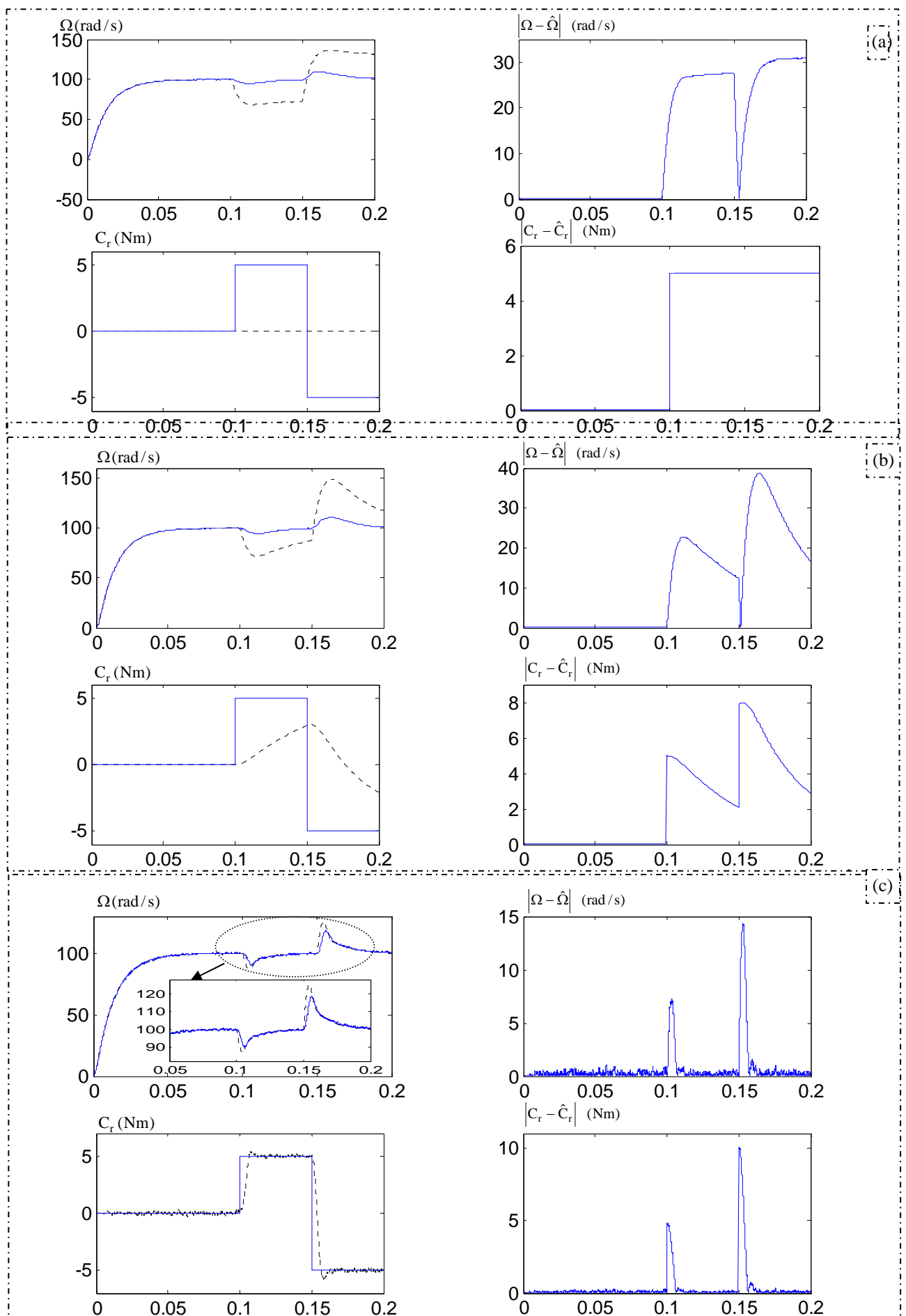


Figure 4.8: Comportement dynamique de la MSAP commandée vectoriellement associée au filtre de Kalman étendu pour différentes matrices de covariances d'état Q .

Les tests de simulation montrent clairement que la matrice de covariance du bruit de mesure R améliore le filtrage du signal d'estimations tandis que la matrice de covariance d'états Q permet de régler la qualité de l'estimation. Des trop fortes valeurs de Q et R peut créer instabilité de l'observateur et le système d'entraînement global.

IV.7 Conclusion

Comme l'observation d'état est indispensable pour l'élaboration des commandes performantes, les filtres de Kalman standard et étendu sont présentés dans ce chapitre. Le filtre de Kalman standard est utilisé dans les systèmes linéaires pour l'estimation d'état tandis que le filtre de Kalman étendu est utilisé dans les systèmes non linéaires pour l'estimation d'état et des paramètres. Cependant, le chapitre suivant présente l'application du filtre de Kalman étendu en vue d'élaborer une commande robuste sans capteur de vitesse et de position avec l'estimation du couple de charge.

CHAPITRE V

COMMANDES SANS CAPTEURS MECANIQUES DE VITESSE ET DE POSITION DE LA MSAP

V.1 Introduction

La commande du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) sans capteur mécanique de vitesse devient un axe de développement et de recherche industrielle fondamentale. Une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient un des critères importants dans de nombreuses applications. En effet, ces critères mobilisent les chercheurs à se débarrasser de ces capteurs qui sont les maillons faibles de la chaîne d'entraînement électrique. Outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînements, ils sont fragiles et onéreux [BAG 99], [THO 94]. On essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs électriques de tension et courant et des algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse et la position de la machine. Avec les avancées considérables dans le domaine des outils de calcul numérique, ces méthodes de reconstitution de vitesse et de la position peuvent être réalisées sur des *DSP* de faible coût [BAG 99], [KOU 02], [PIO 90].

Ce chapitre présente une description générale des trois types de contrôle sans capteurs de vitesse et de position d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension.

V.2 Application du filtre de Kalman étendu au MSAP alimenté par un onduleur à MLI vectorielle

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, nous avons choisi un modèle avec ce référentiel lié au rotor 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, nous avons supposé que la vitesse mécanique est un état et pas un paramètre.

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

avec :

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

et:

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_d & \mathbf{I}_q \end{bmatrix}^T$$

V.2.1 Détermination des matrices F et H

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

$$\mathbf{F}(k) = \begin{bmatrix} 1 - T_s \frac{R_s}{L_d} & p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} & T_s \frac{pL_q}{L_d} \mathbf{I}_q & 0 \\ -p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q} & 1 - T_s \frac{R_s}{L_q} & (-T_s \frac{p\phi_{sf}}{L_q} + T_s \frac{pL_d}{L_q} \mathbf{I}_d) & 0 \\ pT_s \frac{L_d - L_q}{J} \mathbf{I}_q & pT_s \frac{L_d - L_q}{J} \mathbf{I}_d + pT_s \frac{\phi_{sf}}{J} & 1 - T_s \frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.2})$$

$$\mathbf{H}(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{V.3})$$

Le filtre de Kalman étendu nécessite un vecteur de commande (entrée) composé de deux composantes d'axe d et q 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] [BEN 11a], [TIT 06b]. La figure 5.1 illustre le principe de l'estimation.

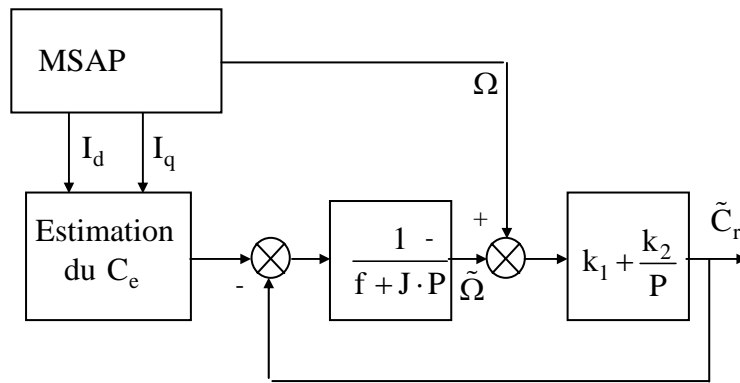


Figure 5.1 : Estimation du couple de charge.

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

$$\tilde{C}_r = \frac{1 + \frac{k_1}{k_2} \cdot P}{1 + \frac{1+k_1}{k_2} \cdot P + \frac{1}{k_2} \cdot P^2} \cdot C_r \tag{V.4}$$

k_1 et k_2 sont déterminés par une imposition des pôles.

La figure 5.2 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 à $C_r = -5\text{Nm}$. 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 .

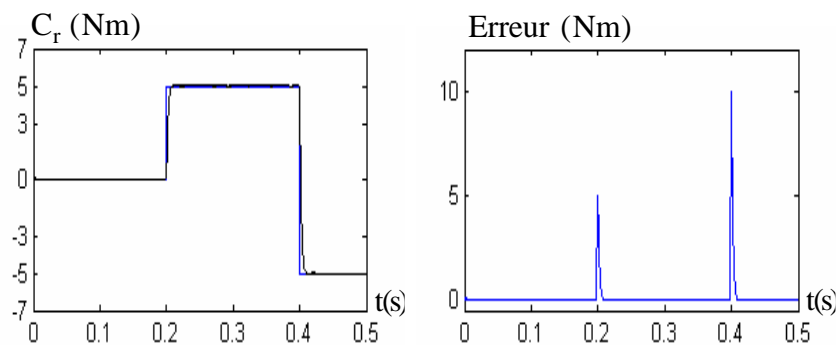


Figure 5.2 : Résultats de simulation de l'estimation du couple de charge.

V.3 Commande vectorielle PI sans capteurs mécaniques de vitesse et de position

V.3.1 Présentation du système simulé

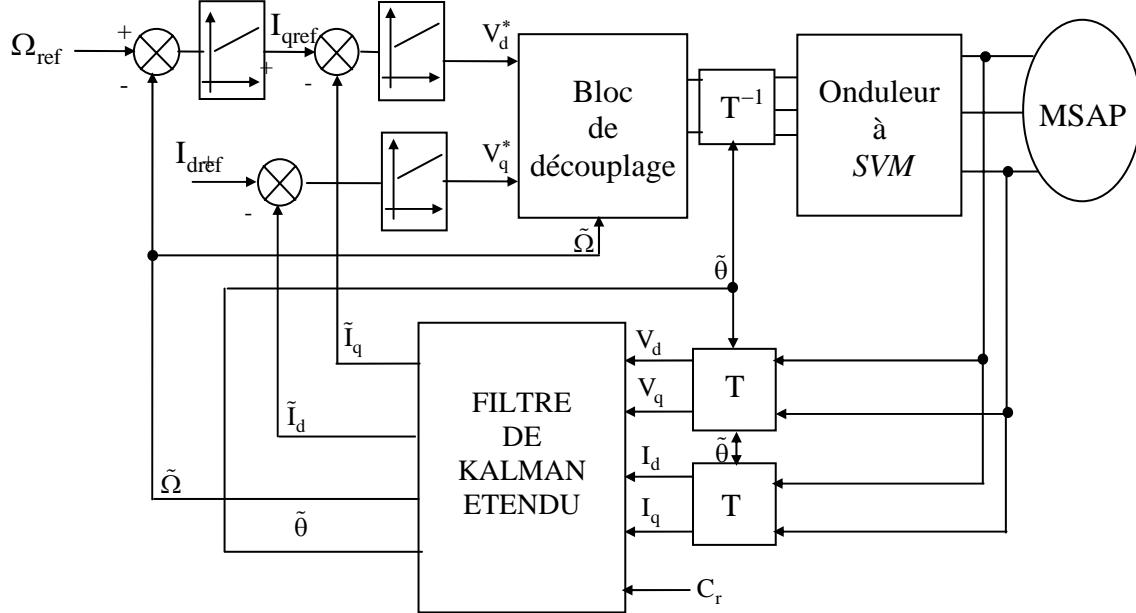


Figure 5.3 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP avec l'application du filtre de Kalman étendu.

V.3.2 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.

La figure 5.4 montre que la réponse en vitesse évolue comme suit: à l'instant initial, on applique un échelon de vitesse de 100rad/s. A $t = 0.1s$, on applique un couple de charge de 5Nm, le sens de rotation du moteur est inversé à -100rad/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 positions réelles et estimées sont représentées sur le même graphique.

On observe que les résultats d'estimation sont très satisfaisants en terme de robustesse. En effet, la figure 5.4 montre que les erreurs d'estimation sont faibles, même lors des variations importantes de la vitesse. On peut aussi noter que, ce filtre donne de bons résultats aux basses vitesses. Il est bien clair, d'après ces résultats, que cet algorithme de réglage sans capteurs possède une large capacité de réglage de vitesse et une bonne réponse aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent.

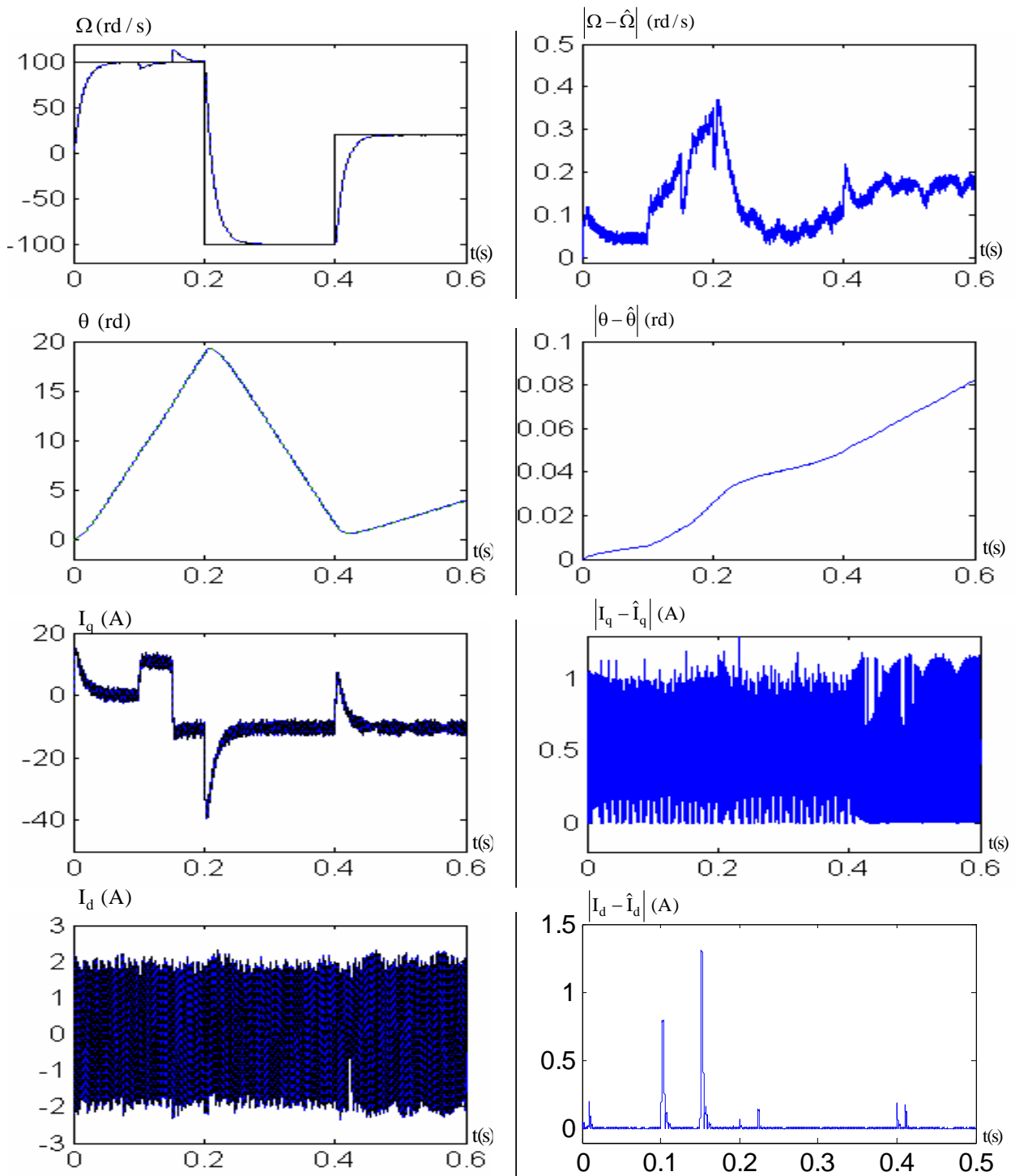


Figure 5.4 : Comportement dynamique de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse par une commande vectorielle PI associée au filtre de Kalman étendu.

V.4 Commande vectorielle PI sans capteurs mécaniques de vitesse et de position avec l'estimation du couple de charge

Le filtre de Kalman étendu est utilisé pour estimer les courants statorique I_d , I_q , la vitesse, la position et le couple de charge du MSAP, alimenté par un onduleur de tension.

V.4.1 Présentation du système simulé

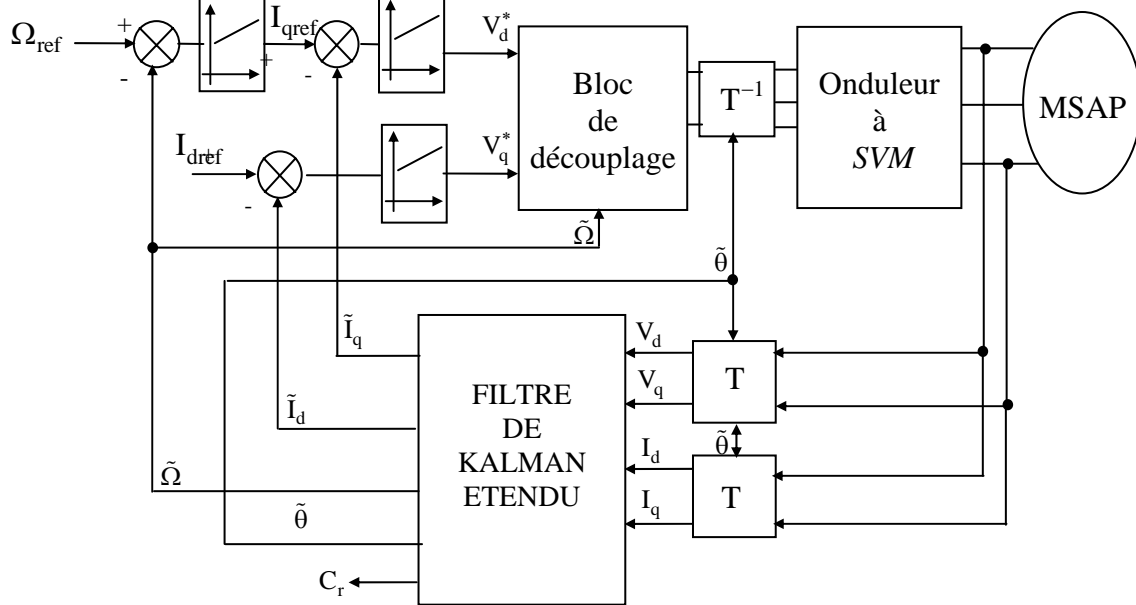


Figure 5.5 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP sans capteurs mécaniques avec l'estimation du couple de charge.

V.4.2 Résultats de simulation

La figure 5.6 montre une réponse de vitesse évolue comme suit: à l'instant initial, on applique un échelon de vitesse de 100rad/s. A $t=0.1s$, on applique un couple de charge de 5Nm, le sens de rotation du moteur est inversé à -100rad/s à $t=0.2s$ 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 remarque que les résultats d'estimation sont très satisfaisants en terme de robustesse. En effet, la figure 5.6 montre que les erreurs d'estimation sont faibles, même lors des variations importantes de la vitesse. Le couple de charge est estimé avec une précision importante et on peut affirmer que ce filtre donne des bons résultats aux basses vitesses.

La figure 5.7 représente les réponses (vitesse, position, couple de charge et les courants) estimées et réelles dans le cas d'un échelon de vitesse de 100 rad/s avec l'application d'une charge de 5Nm à l'instant $t=0.1s$. Nous observons sur la figure que les erreurs d'estimation entre les grandeurs réelles et estimées par le filtre de Kalman étendu sont faibles. Ces tests de simulation montrent clairement la robustesse de l'algorithme d'estimation du filtre de Kalman étendu.

La figure 5.8 illustre la robustesse du filtre proposé dans le cas d'une application de poursuite d'une trajectoire de type sinusoïdale. En effet ; nous observons que les grandeurs estimées suivent parfaitement leurs grandeurs réelles avec des erreurs d'estimation négligeables en régime permanent.

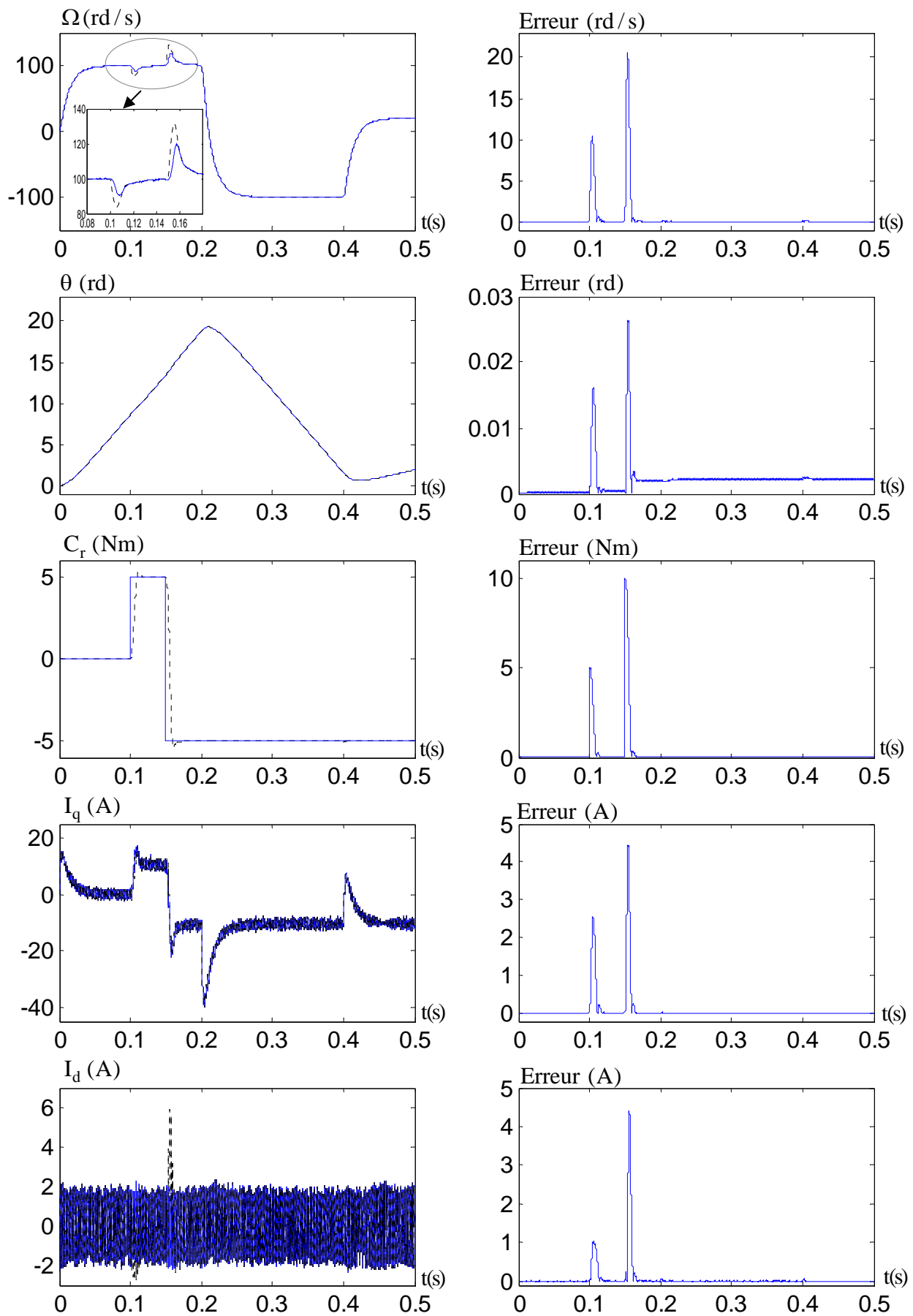


Figure 5.6 : Comportement dynamique de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse par une commande vectorielle PI avec l'estimation du couple de charge associée au filtre de Kalman étendu.

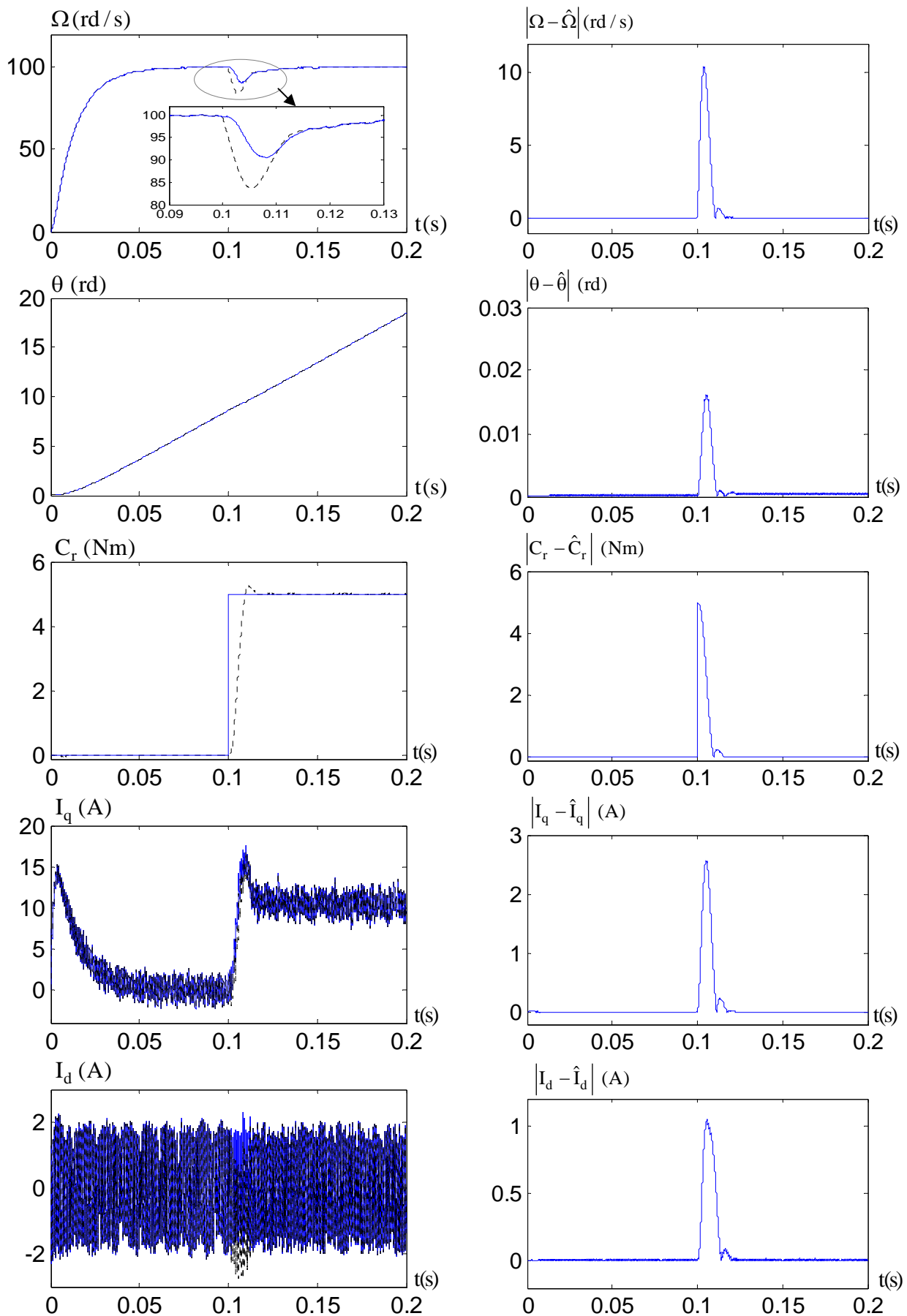


Figure 5.7: Résultats de simulation pour un démarrage à vide avec l'application d'une charge de 5Nm à l'instant $t=0.1$ s du MSAP par une commande vectorielle PI avec l'estimation du couple de charge associée au filtre de Kalman étendu.

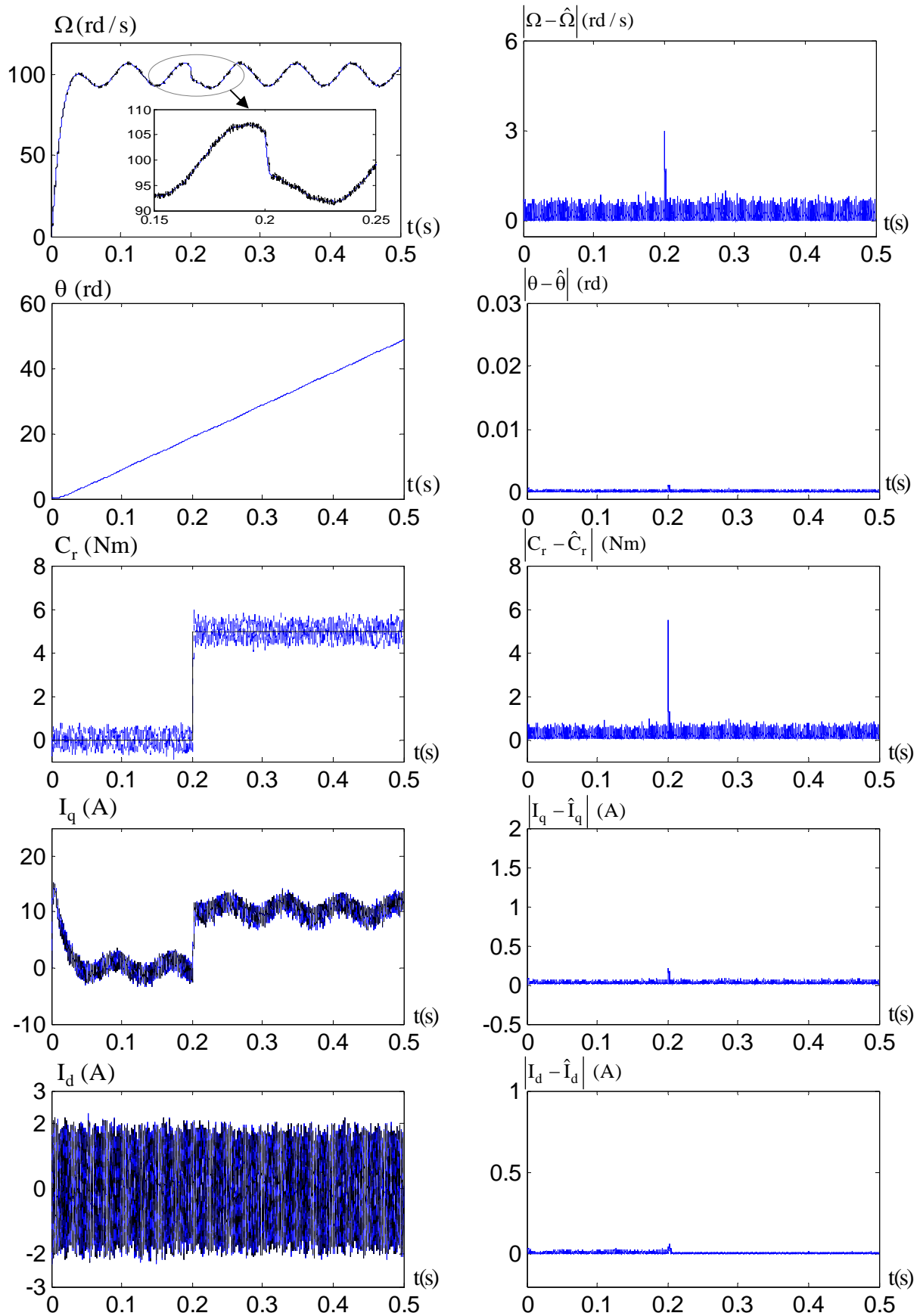


Figure 5.8: Résultats de simulation pour une poursuite avec l'application d'une charge de 5Nm à l'instant $t=0.2s$ pour l'asservissement de la vitesse par la commande PI associée au FKE.

V.5 Commande à structures variables sans capteur mécanique de vitesse et de position avec l'estimation du couple de charge

V.5.1 Présentation du système simulé

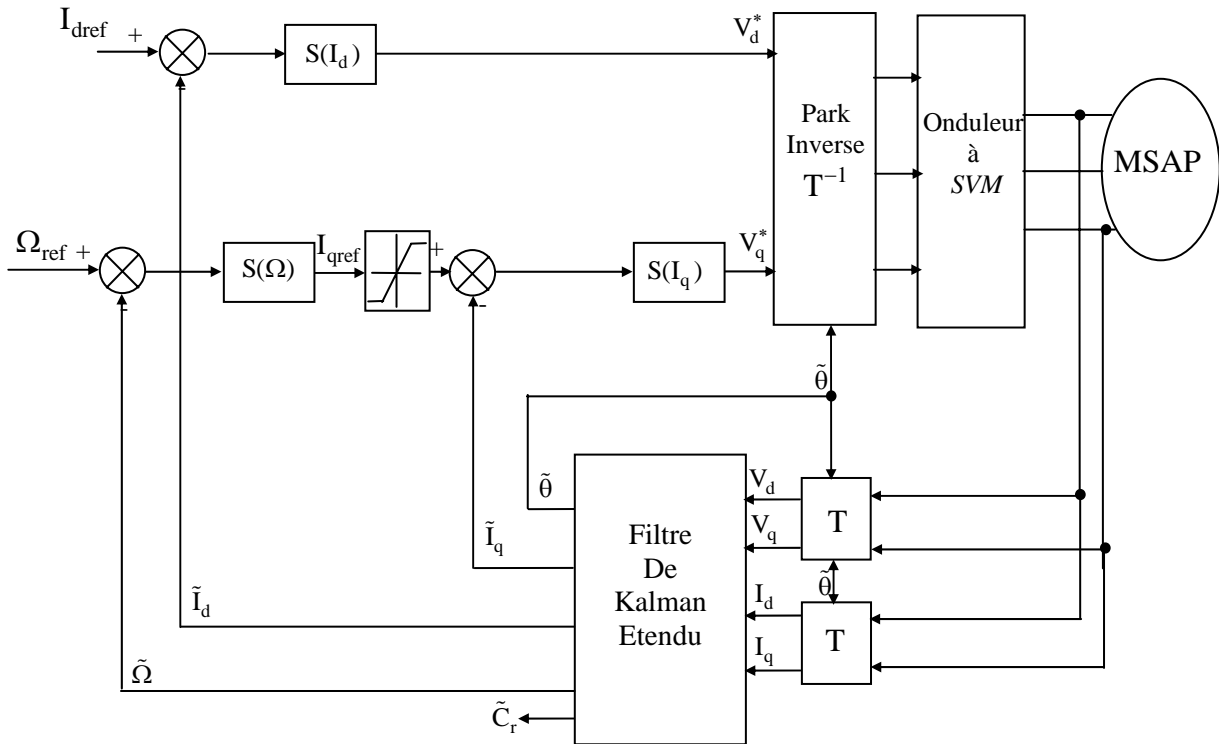


Figure 5.9 : Schéma global de la CSV de la MSAP sans capteurs mécaniques avec l'estimation du couple de charge.

V.5.2 Résultats de simulation

Dans ce cas, le filtre de Kalman étendu est associé à un réglage à structures variables de vitesse et de position. En suivant la démarche précédente, les résultats de simulation sont comme suit:

La figure 5.10 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.

La figure 5.11 présente la réponse en vitesse de référence sinusoïdale où nous remarquons que les grandeurs réelles et estimées sont identiques. Ceci montre la robustesse du filtre de Kalman étendu vis-à-vis ce fonctionnement.

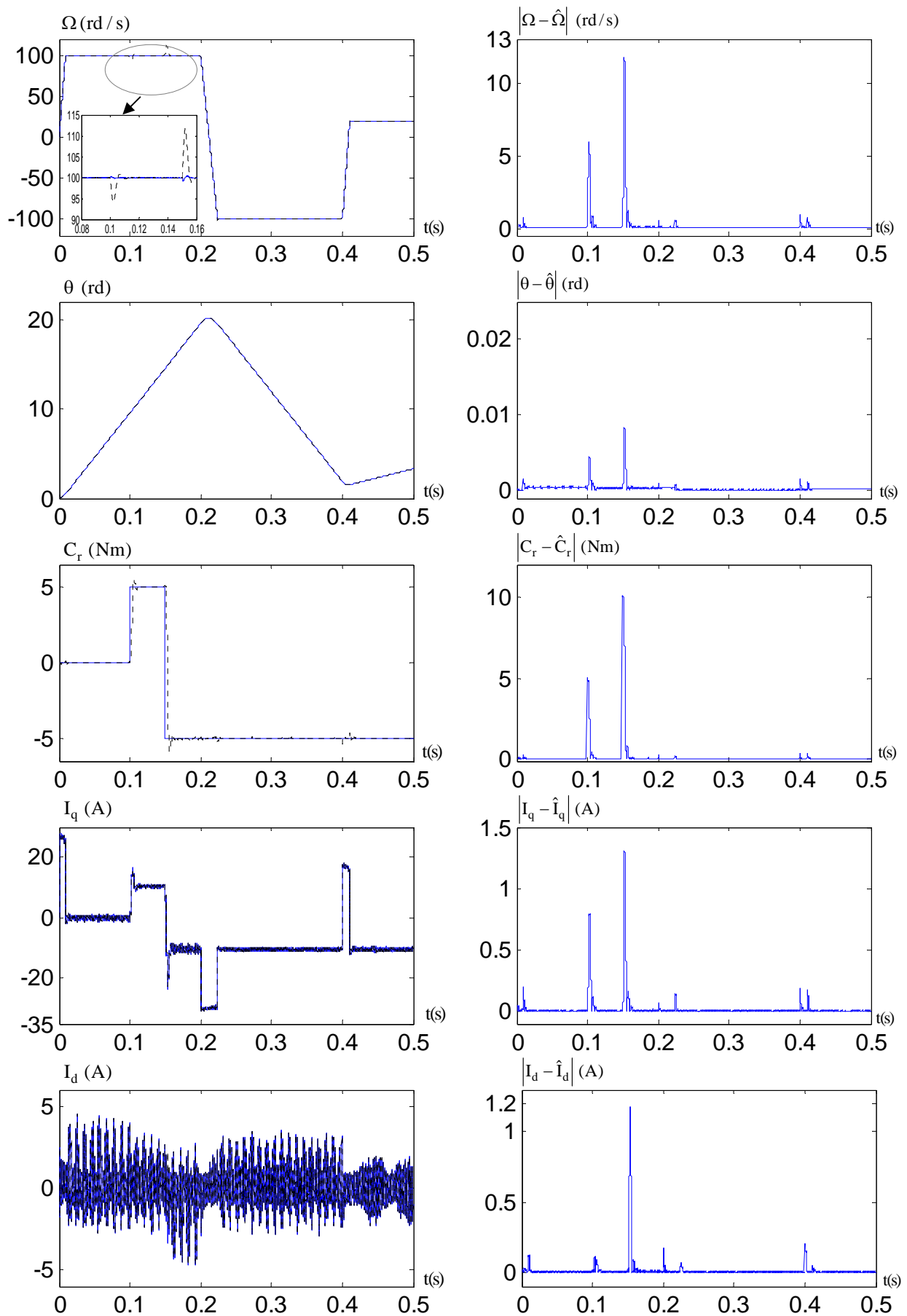


Figure 5.10 : Comportement dynamique de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse par une commande mode glissant associée au filtre de Kalman étendu.

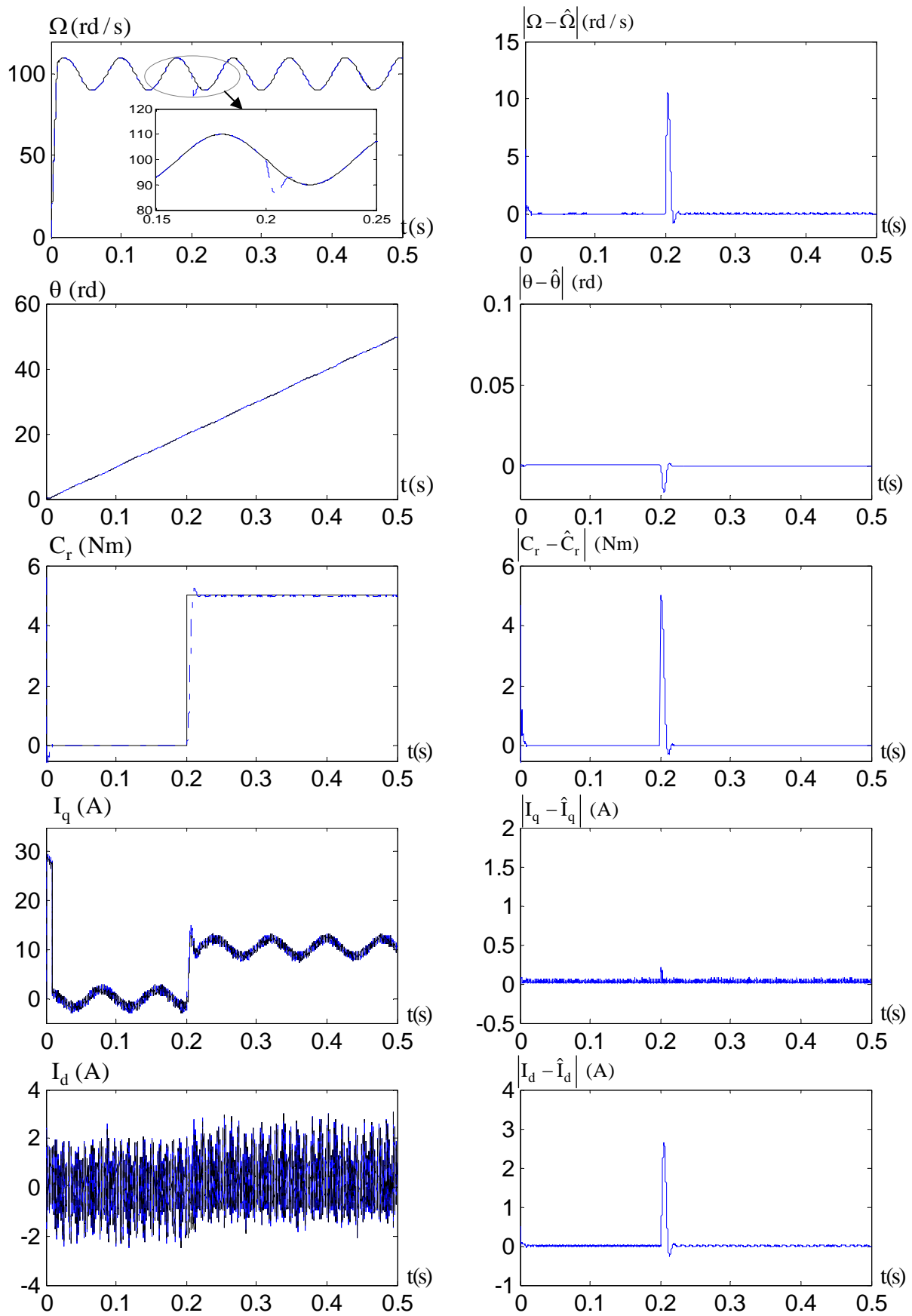


Figure 5.11: Résultats de simulation pour une poursuite avec l'application d'une charge de 5Nm à l'instant $t=0.2s$ pour l'asservissement de la vitesse par la commande mode glissant associée au FKE.

V.6 Commande mode glissant – floue sans capteur mécanique de vitesse et de position

V.6.1 Présentation du système simulé

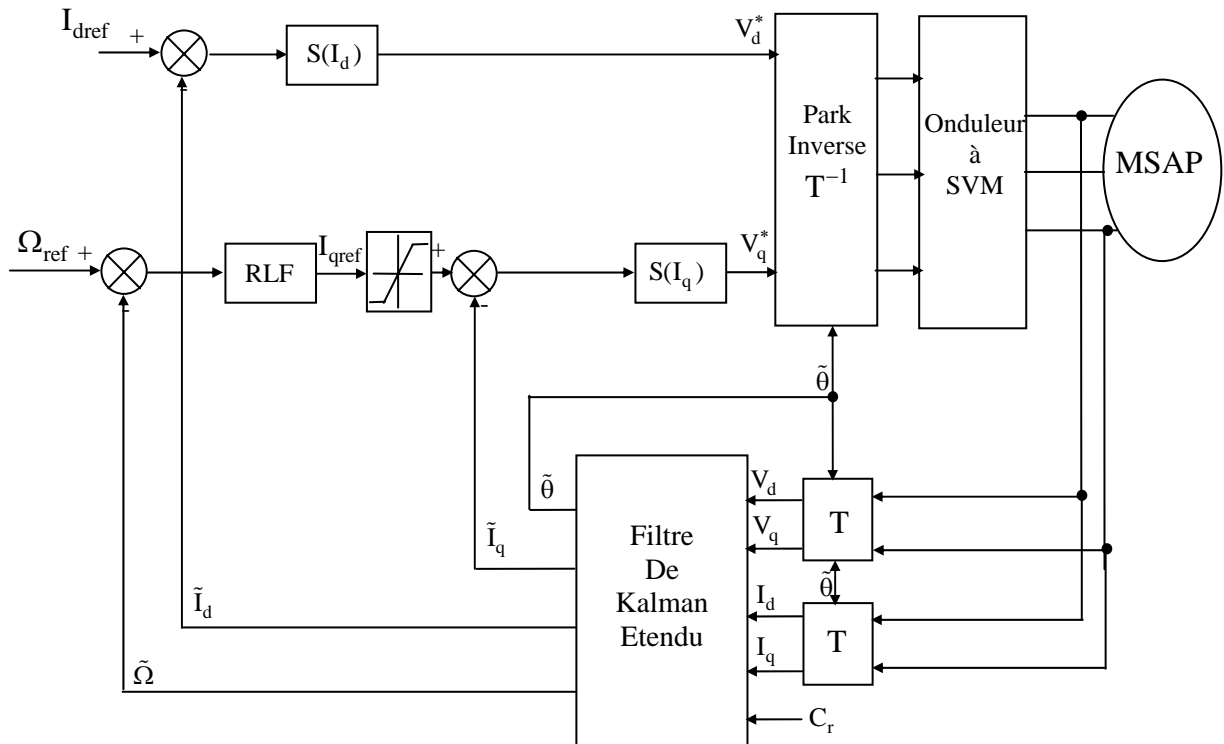


Figure 5.12 : Schéma global de la CSV - floue de la MSAP sans capteurs mécaniques avec l'estimation du couple de charge.

V.6.2 Résultats de simulation

Les performances du système d'entraînement du MSAP piloté par une commande mode glissant - floue associée au filtre de Kalman sont données dans la figure 5.13.

La réponse de vitesse évolue comme suit: à l'instant initial, on applique un échelon de vitesse de 100rad/s. A $t=0.1s$, on applique un couple de charge de 5Nm, le sens de rotation du moteur est inversé à -100rad/s à $t=0.2s$ et finalement à $t=0.4s$, la référence de vitesse devient +20rad/s.

Les résultats obtenus montrent des performances d'estimation acceptables ce qui permet d'implanter un contrôle mode glissant – floue satisfaisant.

Le teste suivant est réalisé pour vérifier l'applicabilité et la robustesse de ce filtre pour le fonctionnement de la poursuite d'une trajectoire (figure 5.14). Nous observons également que le filtre reste stable est robuste. Les grandeurs estimées et réelles sont identiques puisque l'erreur d'estimation est pratiquement négligeable.

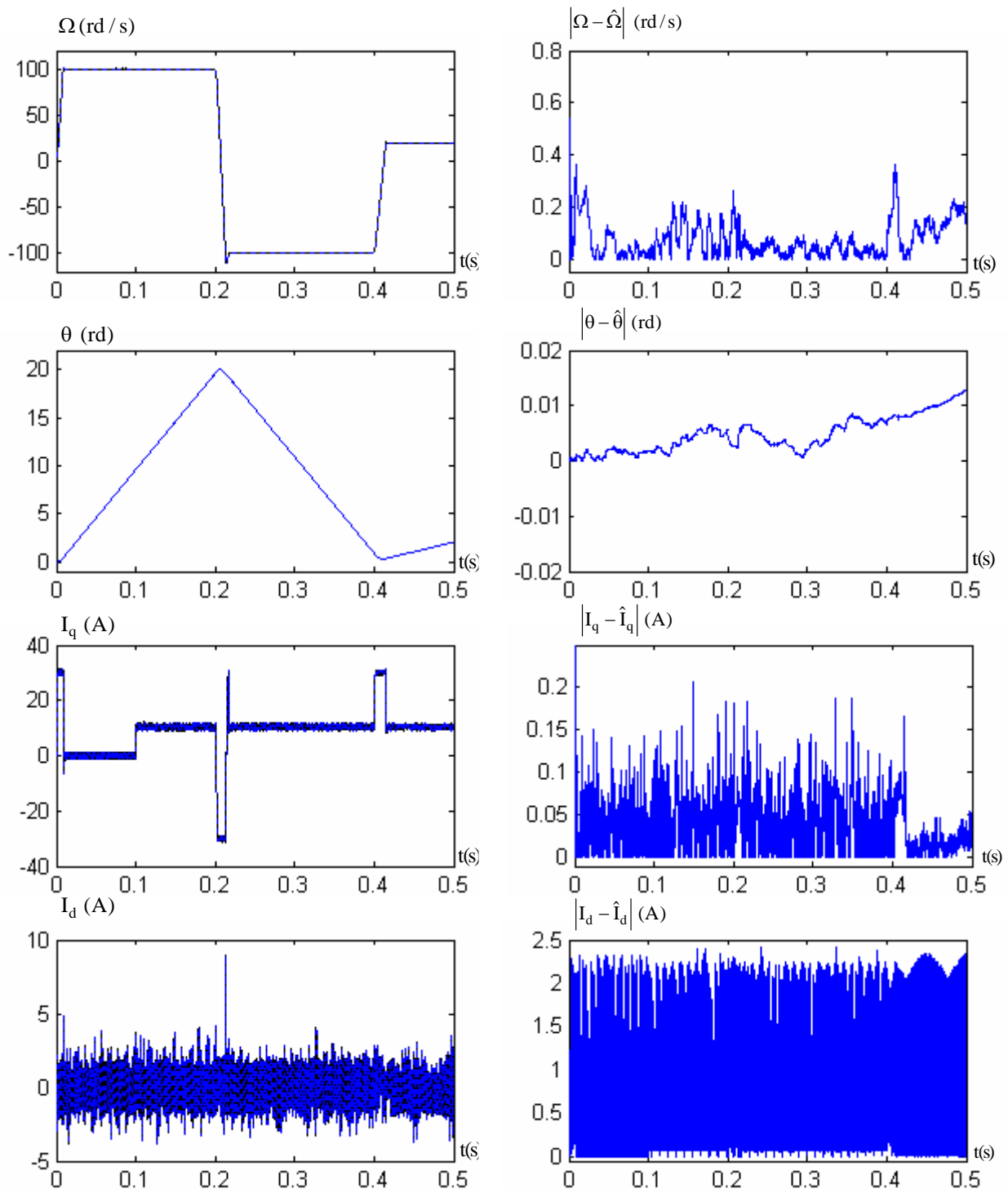


Figure 5.13 : Comportement dynamique de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse par une commande mode glissant - floue associée au filtre de Kalman étendu.

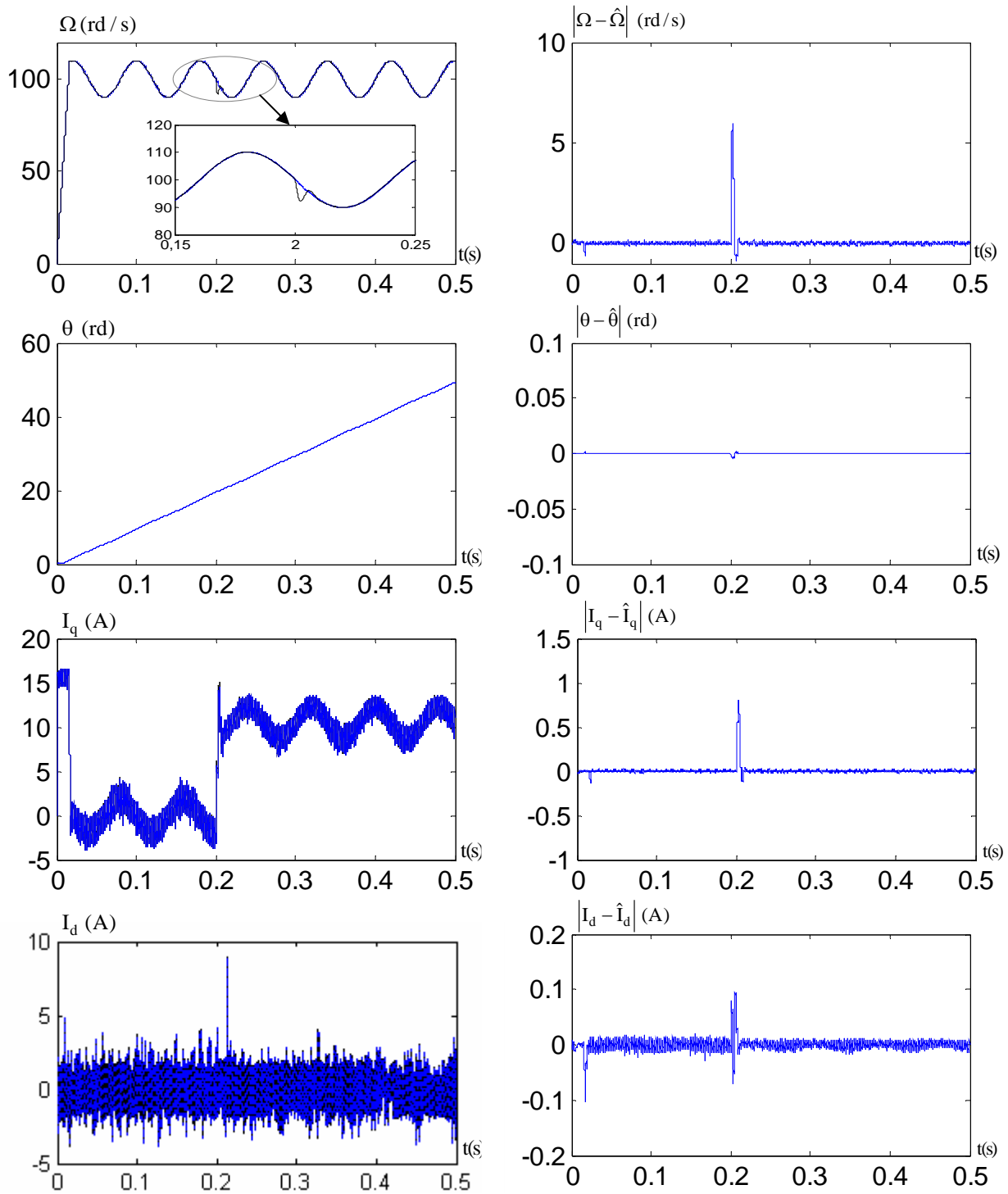


Figure 5.14: Résultats de simulation pour une poursuite avec l'application d'une charge de 5Nm à l'instant $t=0.2s$ pour l'asservissement de la vitesse par la commande mode glissant - flou associée au FKE.

V.7 Comparaison entre les différentes techniques de commande appliquées à la MSAP

Cette partie est consacrée à une étude comparative de trois techniques de commande de la MSAP. 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, la seconde commande dite à structures variables, quant la troisième structure, elle est basée sur un régulateur mode glissant - flou.

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

V.7.1 Réponse pour un démarrage à vide suivi d'une application de la charge

La figure 5.15 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 100 rad/s. A l'instant $t=0.2$ s, on applique un couple de charge de 5 N.m.

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 se transforme en commande continue et le système entre en régime glissant autour de $S(\omega) = 0$. la commande mode glissant-floue présente des performances satisfaisantes. 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.

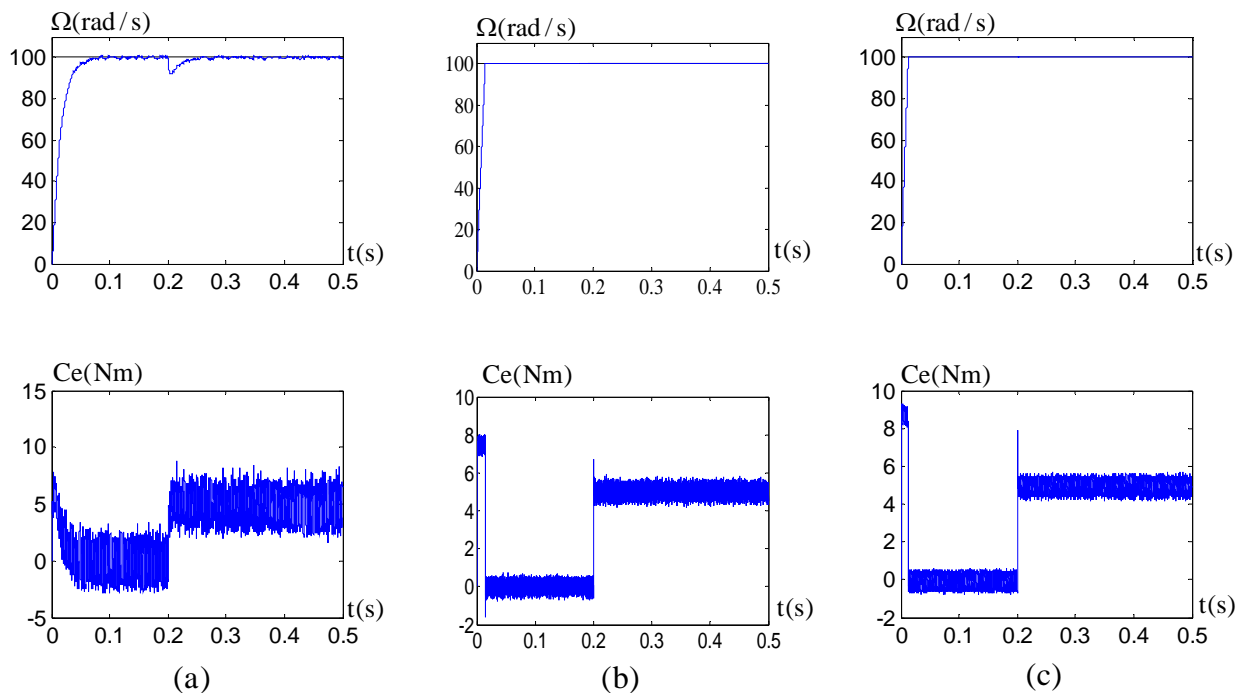


Figure 5.15: Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de la charge.

a- PI, b- CSV-RLF, c-CSV.

V.7.2 Réponse pour 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 changement brusque du sens de rotation de la vitesse du moteur. La figure 5.16 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de 100 rad/s, suivi, à l'instant $t=0.3$ s, d'une inversion de la vitesse à -100 rad/s.

Les réponses obtenues avec les trois 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 mode glissant-floue et PI. Cela montre que la CSV est beaucoup plus robuste comparée à la commande en mode glissant – floue et structure PI.

D'autre part, les résultats de la figure 5.16 montrent aussi que le couple obtenu par la commande PI diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la mode glissant–floue et la CSV est maintenu plus longtemps à sa valeur maximale, en particulier pendant les phases de changement du sens de rotation de la MSAP.

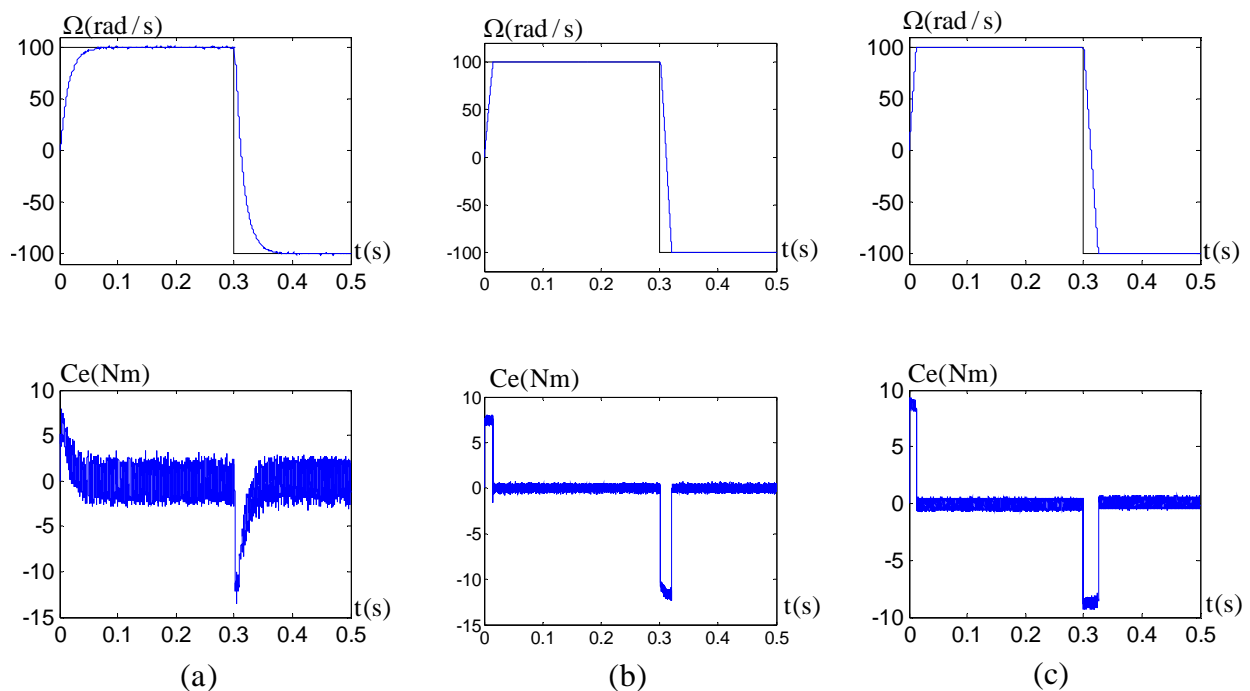


Figure 5.16 : Résultats de simulation pour une inversion de la vitesse.

a- PI, b- CSV-RLF, c-CSV.

V.7.3 Réponse pour une inversion de couple résistant de la MSAP

Pour tester davantage la robustesse des trois types de commande vis-à-vis aux perturbations extérieures, nous avons provoqué un régime transitoire très sévère, où nous avons inversé les signes de la vitesse et de la charge (figure 5.17). D'après les figures représentées ci-dessous, le système commandé avec la CSV est beaucoup plus robuste par rapport à celui commandé par le PI et CSV-floue.

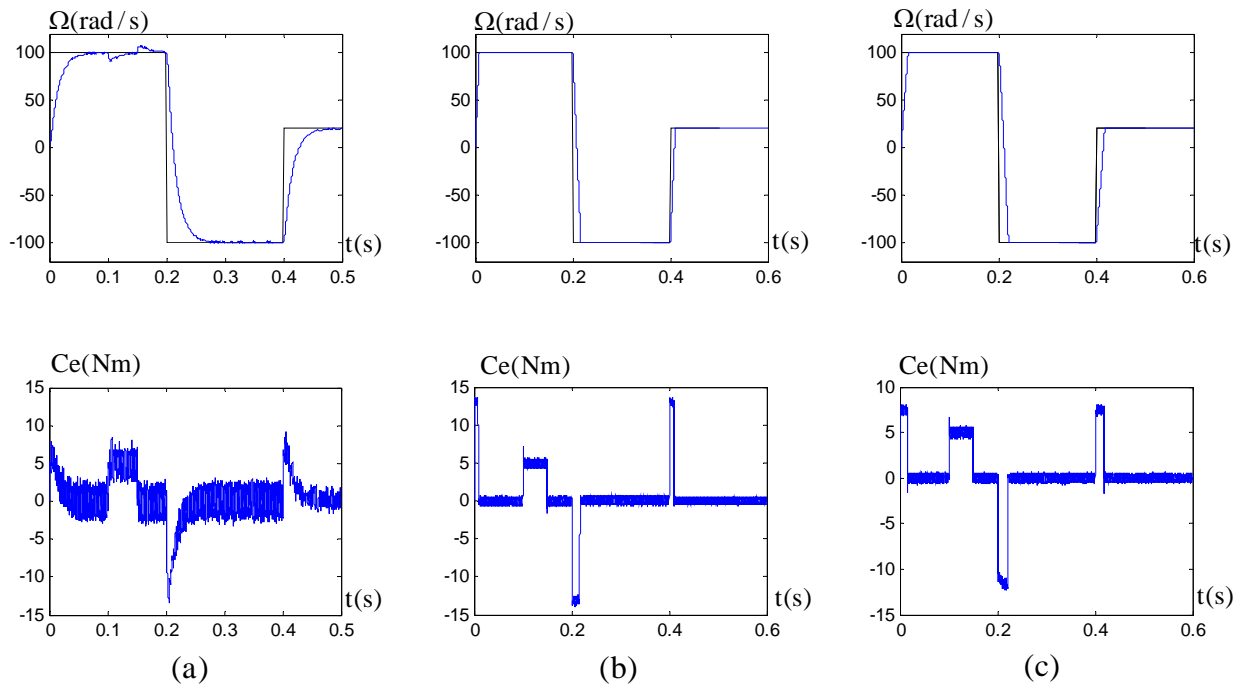


Figure 5.17: Résultats de simulation pour une inversion de couple résistant.

a- PI, b- CSV-RLF, c-CSV.

V.7.4 Réponse pour une poursuite de vitesse

La figure 5.18 représente la vitesse et le couple de la MSAP où nous avons appliqué une poursuite d’une trajectoire sinusoïdale. Ce test est simulé pour démontrer la robustesse des trois types de commandes vis-à-vis ce fonctionnement. Nous remarquons que le système commandé avec la CSV est beaucoup plus robuste que celui commandé par le PI et CSV-floue.

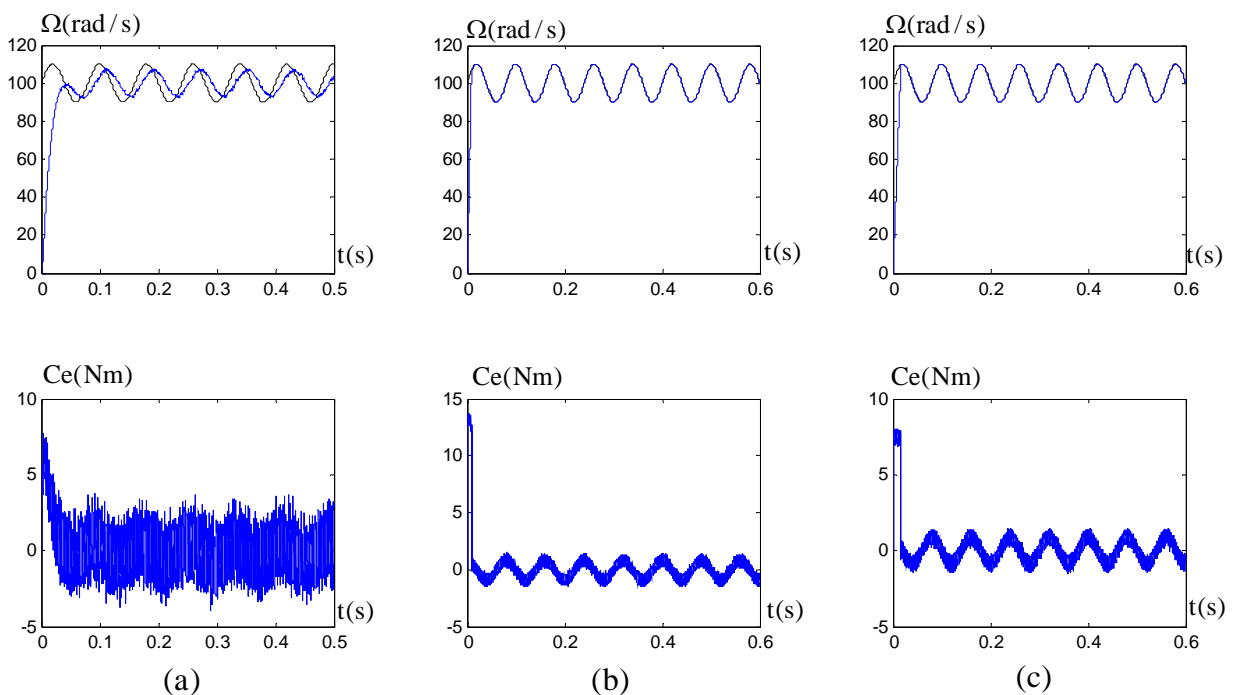


Figure 5.18: Résultats de simulation pour une poursuite de vitesse.

a- PI, b- CSV-RLF, c-CSV.

V.7.5 Réponse pour une variation du moment d'inertie de la MSAP

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

La figure 5.19 représente les réponses en vitesse obtenues avec la commande PI, la commande en mode glissant-floue et la CSV 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 100 rad/s.

Lorsque l'inertie croît, la réponse en vitesse est ralentie (car la constante de temps mécanique est plus élevée). Les meilleures performances dans ce cas sont celles de la commande mode glissant-floue.

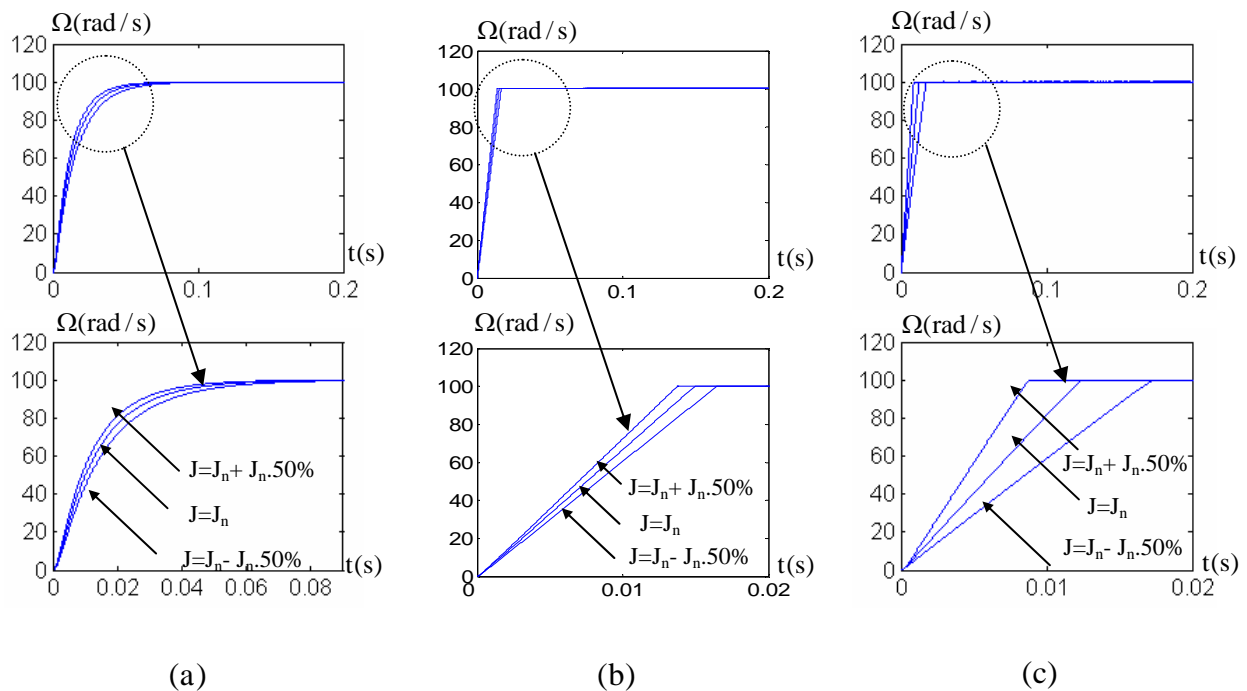


Figure 5.19 : Résultats de simulation pour une variation du moment d'inertie ($J = J_n \pm J_n \cdot 50\%$).

V.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons analysé les propriétés statiques et dynamiques de la commande vectorielle PI, mode glissant - floue 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 trois 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 de l'erreur d'estimation, la robustesse et la stabilité du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (vide, charge, inversion de sens de rotation).

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

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit de thèse de doctorat portent sur l'amélioration des performances des différents types de commande sans capteurs mécaniques de vitesse et de position. Nous avons mis l'accent sur l'estimation du couple de charge des machines synchrones à aimants permanents en l'occurrence, la commande vectorielle utilisant des régulateurs PI, la commande à structures variables et la commande glissant - floue.

D'une part, les lois de commande utilisant les régulateurs de type PI. donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires, 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. Nous avons montré dans ce travail que nous devons faire appel dans ce cas à des lois de commande insensibles aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non linéarités. Ainsi, une grande partie de cette thèse a été consacrée à l'étude des commandes mode glissant-floue et à structures variables (CSV) qui peuvent satisfaire ce critère.

D'autre part, nous avons montré dans ce manuscrit que la commande sans capteurs de vitesse et de position est devenue un axe de recherche et de développement important. Nous avons pu voir que les auteurs cherchent souvent à éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes à ces capteurs. Ainsi, l'incorporation de ces derniers dans les systèmes a engendré des complexités et des encombrements supplémentaires ce qui dégrade généralement les performances de la régulation. Pour ces raisons, nous avons réservé une autre partie de la présente thèse pour étudier la suppression des ces capteurs mécanique.

Dans les deux premiers chapitres, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est établi dans le référentiel de Park lié au rotor. A partir de ce modèle, les équations électromagnétiques exploitables dans la commande sont déduites, cette modélisation nous a permis d'envisager la commande par flux orienté de la MSAP. La modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande à SVM (MLI vectorielle) est également présentée avec une partie de simulation de l'onduleur de tension. Nous avons également décrit la théorie de la commande à structure variable ainsi que le principe de base de la logique floue est ces applications. Cette partie de thèse a servi comme base pour

l'application de ces commandes à la MSAP dont les détails sont présentés dans le troisième chapitre.

Le troisième chapitre nous a permis d'aborder l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents avec les trois types de commande, à savoir, la commande vectorielle classique utilisant des régulateurs PI, la commande à structures variables (CSV) et la commande glissant-floue (CSV-RLF). Nous avons présenté les résultats obtenus de la simulation de l'association (commande PI - convertisseur - moteur). A travers ce travail de simulation, nous avons pu montrer les performances de la commande PI (perturbation rejetée en un temps très court, réponse rapide et dépassement négligeable) et avoir les limites d'utilisation. Pour surmonter ces limites, nous avons montré la nécessité de faire recours aux commandes dites robustes (CSV et RLF).

Avant l'application de la commande sans capteurs, nous avons consacré un chapitre entier au problème d'observation de l'état de la MSAP. Ainsi, le quatrième chapitre est dédié à un rappel sur les différents types d'observateurs dont le filtre de Kalman stochastique. Par conséquent, le cinquième chapitre a été consacré aux commandes (utilisant des PI, mode glissant-floue et à structures variables) sans capteurs mécaniques de vitesse et de position avec l'estimation du couple de charge. Les résultats obtenus de la simulation ont montré l'efficacité du filtre de Kalman étendu. En effet, l'application de ce dernier a montré 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. Nous avons conclu que le filtre de Kalman étendu permet de réaliser avec succès les trois types de commandes sans capteurs. Nous avons aussi présenté une comparaison entre les différents types de commandes sans capteurs mécaniques utilisées afin de tirer les performances de chaque type.

Par ailleurs, les résultats de simulation des trois types de commande ont montré que la CSV présente des meilleures performances en terme de temps de réponse, erreur statique, influence de la charge alors que la CSV-RLF présente des meilleures performances de régulation en variation du moment d'inertie. On peut observer aussi que la stabilité globale du système d'entraînement est garantie avec les deux types de commande (CSV et CSV-RLF).

Les travaux présentés dans cette thèse ouvrent un certain nombre de perspectives. Parmi ces dernières, nous pensons à l'application des techniques des commandes avancées (réseaux de neurones, génétiques,) sans capteurs avec la prise en compte de la saturation de la machine.

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.
- [AKI 03] **Akin. B**, "State estimation techniques for speed sensor less field oriented control of induction motors". Thesis of Master, the Middle East Technical University, Ankara, Turkey, 2003.
- [BAG 99] **Baghli. L**, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques". Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy, 1999.
- [BAR 03] **Barut. M**, "An EKF Based Reduced Order Estimator for The Sensor less Control of IM's". IEEE Trans, power Electron, 2003.
- [BAB 01] **Babak. N.M**, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machine synchrones a aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification en ligne des paramètres". Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorriane, Déc 2001.
- [BEN 05a] **Benchabane. F**, "Commande en position et en vitesse par mode glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimant permanents avec minimisation du chattering". Mémoire de Magister, Université Mohammed Khider, Biskra, 2005.
- [BEN 05b] **Benchabane. F**, "Etude comparative entre la commande vectorielle avec régulateurs PI et à mode glissant pour l'asservissement de la vitesse ou de la position d'un moteur synchrone à aimants permanents ". International Conference on Electrotechnics, Oran 13-14 Novembre, 2005.
- [BEN 06a] **Benchabane. F**, "Contrôle par mode glissant en positions sans capteurs mécaniques du MSAP". Conférence Internationale sur le Contrôle, la Modélisation et le Diagnostic, Annaba 22-24 Mai, 2006.
- [BEN 06b] **Benchabane. F**, "Commande à structure variable en position sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu". Conférence Internationale sur l'Electrotechnique et ses Applications, Sidi Bel-Abbes 22-23 Main, 2006.
- [BEN 06c] **Benchabane. F**, "Contrôle robuste en position sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu". 4ème Conférence Internationale JTEA, Tunisie 12-14 Mai, 2006.
- [BEN 10a] **Benchabane. F**, "Systematic fuzzy sliding mode approach combined with extended Kalman filter for permanent magnet synchronous motor control". IEEE Internatinal Conference on Systems, Man and Cybernetics "SMC", Turkey, 2010.
- [BEN 10b] **Benchabane. F**, " Sensorless control strategy for permanent magnet synchronous motor fed by Ac/Dc/Ac converter". IEEE Internatinal Conference on Electrical Machines "ICEM", Italy, 2010.
- [BEN 10c] **Benchabane. F**, "Influence des matrices de bruits d'état et de mesure sur la stabilité du filtre de Kalman étendu. Application au MSAP". International Conference on Power Electronics and Electrical Drives "ICPEED", Oran 26-28 Octobre, 2010.

- [BEN 11a] **Benchabane. F**, "Systematic fuzzy sliding mode approach combined with extended Kalman filter for permanent magnet synchronous motor control". Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol 7, N°1, pp 183-189, 2011.
- [BEN 11b] **Benchabane. F**, "Influence des matrices de bruits d'état et de mesure sur la stabilité du filtre de Kalman étendu. Application au MSAP". Revue Sciences, Technologies et Développement ANDRU, In press, 2011.
- [BEN 11c] **Benchabane. F**, "A SVM Direct Field Oriented Control Based Of Luenberger Observer For Induction Motor Fed By Ac/Dc/Ac Converter". 7^{ème} Conférence sur le Génie Electrique, école militaire polytechnique, Bordj El Bahri, 12-13 Avril, 2011.
- [BEN 11d] **Benchabane. F**, "Robust position and speed estimation algorithm for permanent magnet synchronous drives". European Journal of Scientific Research, In press, 2011.
- [BEN 98] **Benchouia. M.T**, "Commande vectorielle de la machine asynchrone par logique floue". Mémoire de Magister, Université Mohammed Khider, Biskra, 1998.
- [BEN 06] **Benchouia. M.T**, "Commande de la machine à courant alternatif par différentes techniques de contrôle avancées". Thèse doctorat en science, Université Mohammed Khider, Biskra, 2006.
- [BEN 98d] **Benchab. R**, "Application Des Modes De Glissement Pour La Commande En Temps Réel De La Machine Asynchrone". Thèse de doctorat de l'université de Picardie Jules Vernes.France, 1998.
- [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, Université de Batna, 2002.
- [BOU 02] **Bouchafaa. F**, "Stratégie de commande d'un onduleur multi niveaux a structure NPC par la triangulo-sinusoïdale a une porteuse (application a la conduit d'une MSAP)". 3^{ème} Séminaire National en Génie Electrique, Université de Batna, 2002.
- [BOU 91] **Boudjema. F**, "Commande par mode de glissement : Application aux convertisseurs electriques ". Thèse de Doctorat, Université Paul Sebatier de Toulouse, France, 1991.
- [BOU 96] **Boussak. M**, "Commande vectorielle sans capteur mécanique avec l'estimation de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants". 16^{ème} journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre, 1996.
- [BOU 01] **Boumegoura. T**, "Recherche De Signature Electromagnetique Des Défauts Dans Une Machine Asynchrone Et Synthèse D'observateurs En Vue Du Diagnostic". Thèse de doctorat de l'université de Lyon, France, 2001.
- [BRO 94] **Brosse. A**, "Sliding made control in comparison with other current control methods for a permanent exited synchronous machine". PWITH Aachen, Germany, IEEE 1994.
- [BUH 86] **Buhler. H**, "Réglage par mode de glissement". Presse polytechnique romande, 1986.
- [BUH 94] **Buhler. H**, "Réglage par logique floue". Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1994.

- [BUH 97a] **Buhler. H,** " Réglage de systèmes d'électronique de puissance". Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1997.
- [BUH 97b] **Buhler. H,** "Réglage de systèmes d'électronique de puissance". Presses polytechniques romandes, Lausanne, Volume 2, 1997.
- [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,** "Modélisation et Commande De La Machine Asynchrones". Edition Technip, 1995.
- [CAR 00] **Carlos. C,** " Optimisation, discrétisation et observateurs, commande des moteurs asynchrone 2 ". Edition Hermes Science Europe 2000.
- [CHA 89] **Bodson. M,** "Differential Geometric Methods Control of Electric Motors". Int.Jo.Robust Nonlinear Control, Vol 8, 923-954, 1998.
- [FAD 06] **FADLI. O,** "Modélisation et commande non linéaire de l'association machine synchrone à aimants permanents - onduleur de tension a trios niveaux". Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.
- [FAQ 03] **Faqir. A ,** "Varying sliding surface control of an induction machine drive". IEEE 2003.
- [FLA 95] **Flavia. M,** "Position and speed sliding mode control of an interior permanent magnet synchronous motor ". University of Minas Gerais, Brazil, IEEE 1995.
- [GAR 98] **Garcia. S. G,** "Etude et mise en œuvre d'estimateurs et d'observateurs robuste de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement". Thèse de Doctorat, Paris sud, France, 1998.
- [GRE 00] **Grellet. G,** "ActionneursElectriques, Principe/Modèle/Commande". Eyrolles, Deuxieme Edition, 2000.
- [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.
- [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.
- [ISI 89] **Isidori. A,** "Non linear control systems: an introduction". Springer – Verlag, 2nd edition, 1989.
- [ISI 02] **Isidori. A,** "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, Université de Batna, 2002.
- [KAD 05] **Kadjoudj. M,** "Contribution à la commande d'une machine synchrone à aimants permanents". Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2005.
- [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, 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, Université de Biskra, 2001.
- [LAU 04] **Laurent. G**, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faible ondulations de couple pour assistance de direction automobile approches par la structure et par la commande". Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Nov 2004.
- [LIA 96] **Liaw. C**, "A fuzzy adapted field oriented mechanism for induction motor drive". IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 11, No1, 76-82, March 1996.
- [MAD 98] **Madni. N**, "Sliding mode control of asynchronous motor drive". Power Electronics and variable speed drives, 21-23 september, Conference publication, IEEE 1998.
- [MAR 93] **Marino. R**, "Adaptive Input-Output Linearizing Control of Induction Motors". IEEE Transactions on Control, Vol 38, No 4, February, 1993.
- [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, Université de Batna, 2002.
- [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.
- [NAI 99] **Nait-Said. M. S**, "Contribution à la Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil : Robustesse Contre les Dérives Paramétriques, Amélioration des Performances Energétiques". Thèse de doctorat d'état, Université de Batna 1999.
- [NAI 03] **Naït –Saïd. N**, "Contribution à l'Identification et la Commande de la Machine à Induction ". Thèse de doctorat d'état, Université de Batna, 2003.
- [NAJ 88] **Najim. M**, "Modélisation et identification en traitement du signal". Masson, 1988.
- [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.
- [PAR 01] **Parasiliti. F**, "Sensorless speed control of a PM synchronous motor based on sliding mode observer and extended Kalman filter". Proceedings of The Thirty Sixth IEEE-IAS Annual Meeting, Chicago, Sptembre / October, 2001.
- [PEI 95] **Peixo. Z**, "Speed control of permanent magnet motors using sliding mode observers of induced EMF position and speed estimation". Proceedings of IEEE IECON 21st International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, Vol.2, 1023-1028, November 1995.
- [PIO 90] **Pioufleil. L**, "Application des Commande NL pour la Régulation en Vitesse ou en Position de la Machine Synchrone Autopilotée". Revue de physique Appliquée, 517-527, 1990.

- [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.
- [RAU 94]** **Raumer. T**, "Applied Nonlinear Control of an Induction Motor Using Digital Processing". IEEE Transactions on Control, Systems Technology, Vol 2, No 4, December, 1994.
- [REB 05]** **Rebouh. S**, "Study of the vector and nonlinear control performances of a permanent magnet synchronous motor". Third international conference on systems, signals & devices, 2005-Sousse, Tunisia.
- [ROB 95]** **Robyns. B**, "Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance". Université Catholique de Louvain, Laboratoire d'électrotechnique, Belgique, Les Editions de physique 1995.
- [ROU 03]** **Rouabah. Z**, "Modélisation et commande vectorielle d'une machine à induction avec prise en compte et minimisation des pertes (amélioration des performance energetique)". Thèse de magister, Université de Batna, 2003.
- [SAI 02]** **Saiad. A**, "Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique". Mémoire de Magister, Université de Batna, 2002.
- [SED 98]** **Sedda. E**, "Estimation en ligne de l'état et des paramètres d'une machine asynchrone par filtrage à erreur borné et par filtrage de Kalman". Thèse de doctorat de l'université de Paris 6, France, 1998.
- [SLO 91]** **Slotine. J**, "Applied Nonlinear Control". Prentice Hall, 1991.
- [SMI 00]** **Smigiel. E**, "Modélisation et Commande Des Moteurs Triphasés, Commande vectorielle des moteurs synchrones, commande numérique par contrôleurs DSP". Edition Ellipses, 2000.
- [TAI 05]** **Taibi. D**, "Contrôle du moteur à induction sans capteurs de vitesse et de position". Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.
- [TER 00]** **Terrien. F**, "Commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par des onduleurs MLI". Thèse de doctorat, Université de Nantes, France, 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.
- [TIT 06a]** **Titaouine. A**, "Sensorless nonlinear control of permanent Magnet synchronous Motor using the extended kalman filtre". Medwell Journals, Asian Journal of Information Technology Scientifique, Vol 12, N°5, 1416-1422, 2006.
- [TIT 06b]** **Titaouine. A**, "Commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ces paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu". Revue Courrier du Savoir Scientifique et Technique, Vol 7, 37-43, 2006.
- [TIT 06c]** **Titaouine. A**, "Commande d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents et estimation de ces paramètres ". Thèse doctorat d'état, Université de Biskra, 2006.

- [TIT 10c] **Titaouine. A**, "Application of Ac/Dc/Ac converter for sensorless nonlinear control of permanent magnet synchronous motor". IEEE Internatinal Conference on Systems, Man and Cybernetics "SMC", Turkey, 2010.
- [THO 94] **Thomas. R**, "Commande Adaptative NL de la MAS". Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, France, 1994.
- [UTK 77] **Utkin. V**, "Variable structure systems with sliding modes". IEEE Transactions On Automatic Control, Vol. Ac-22, No 2, April 1977.
- [UTK 92] **Utkin. V**, " Sliding mode in controle optimisation". Springer-verlag,Berlin 1992.
- [UTK 93] **Utkin. V**, "Sliding mode control design principles and application to electric drives". IEEE Trans On In Elect,Vol 40 N1feb, 1993.
- [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.
- [YAH 05] **Yahia. K**, "Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé". Mémoire de Magister, Université Mohammed Khider, Biskra, 2005.
- [YAH 09] **Yahia. K**, "Comparative study of an adaptive Luenberger observer and extended Kalman filter for a sensorless direct vector control of induction motor". Acta Electrotehnica, Vol 50, N° 2, 99-107, 2009.
- [YAH 06] **Yahia. K**, "Indirect vector control of induction motor with on line rotor resistance identification". Medwell Journals, Asian Journal of Information Technology Scientifique, Vol 12, N° 5, 1410-1415, 2006.
- [YOU 03] **Young. S**, "MRAS based sensor less control of permanent magnet synchronous motor". SICE Annual Conference in Fukui, august 4-6, 2003.
- [YOU 00] **Yousfi. D**, "Robust position and speed estimation algorithm for permanent magnet synchrous drives". Proceedings of Industry Application Conference (ISA 2000), Vol. 3, 1541-1546, October 2000.
- [ZIA 02] **Ziane. H**, "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, Université de Batna, 2002.

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse porte essentiellement sur la comparaison entre trois différents types de commande sans capteurs mécaniques de vitesse et de position d'une machine synchrone à aimants permanents MSAP. L'inconvénient des commandes vectorielles utilisant des PI présenté par les dérives paramétriques sur son modèle de connaissance peut être surmonté à travers l'utilisation des commandes dites robustes. Les commandes structures variables et à mode glissant-floue donnent des résultats acceptables en terme de robustesse, rejection de la perturbation de la charge, inversion du sens de rotation avec une supériorité remarquable de la CSV.

Mots clés: MSAP, contrôle vectoriel utilisant PI, contrôle à structures variables, contrôle mode glissant-floue, filtre de Kalman étendu.

Abstract

The work presented in this these concerns the comparison between three various types of control without mechanical speed and position sensors of a permanent magnets synchronous machine PMSM. The disadvantage of the vector control using PI regulators presented by the parametric variation on its model can be solved through the use of control laws known as robust. The variable structure control (VSC) and a fuzzy sliding mode control give acceptable results in term of robustness, rejection of the disturbance of the load, inversion of the direction of rotation with a remarkable superiority of the VSC.

Key-words: PMSM, vectorial control using PI, variable structure control, fuzzy sliding mode control, extended Kalman filter.

:

PI

كلمات مفتاحية: محرك كهربائي ذو مغناطيس دائم ، تحكم شعاعي باستعمال معدل PI، تحكم ذو بنية متغيرة،
، مرشح كالمان.