



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



THESE

Présentée au *Laboratoire de Commande des Processus*

En vue de l'obtention du titre de

Docteur

En Génie Electrique Option Automatique

Présentée par

Abdelhalim TLEMÇANI

INGENIEUR, MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE DE L'ENP

Thème

Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série

Soutenue publiquement le 03 Juillet 2007 devant le jury composé de :

Président :	Mohamed TADJINE	Professeur, ENP
Rapporteur :	Med Seghir BOUCHERIT	Professeur, ENP
Examineurs :	Hachemi CHEKIREB	Maître de Conférence, ENP
	Abdelkader LARABI	Maître de Conférence, USTHB
	Linda BARASANE	Maître de Conférence, USTHB
	Hammoud SAARI	Maître de Conférence, INSM/Bou-ismail
Invité :	Khelifa BENMANSOUR	Docteur, CUYF Médéa

AVANT PROPOS

Au terme de ce travail de thèse préparée au sein du Laboratoire de Commande des Processus LCP de l'ENP, je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur **Mohamed Seghir BOUCHERIT**, directeur de thèse et professeur à l'ENP, pour toute la confiance qu'il m'a accordé, pour son souci permanent, pour ses conseils et suggestions bienveillantes et pour sa grande disponibilité. Sa critique toujours positive de mes écrits a facilité amplement la rédaction de ce manuscrit.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à Monsieur **Mohamed TADJINE**, Professeur à l'ENP, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant la présidence du jury de cette thèse ainsi que pour ses conseils pendant toute la durée de ce travail.

Mes vifs remerciements vont aussi à Monsieur **Hachemi CHEKIREB**, Maître de Conférences à l'ENP pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury et pour les nombreux conseils qu'il nous a généreusement prodigués et, au-delà de sa rigueur et ses compétences scientifiques, nous avons pu apprécier son dynamisme et ses qualités humaines. Qu'il trouve en cette thèse le témoignage de toute notre reconnaissance.

Je suis très reconnaissant également à Monsieur **Abdelkader LARABI**, Maître de Conférences à l'USTHB, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de siéger dans ce jury.

Je tiens à remercier également Mademoiselle **Linda BARAZANE** maître de conférence à l'USTHB, pour avoir accepté de siéger dans le jury.

Que Monsieur **Hammoud SAARI**, Maître de Conférences à l' INSM soit vivement remercié pour l'intérêt qu'il manifeste à ce travail en acceptant à ce jury de thèse.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **Khelifa BENMANSOUR** Docteur au CUYFM, d'avoir accepté de nous honorer par sa présence dans le jury.

Les travaux présentés ici n'auraient certainement pas été menés à bien sans la collaboration et l'amabilité de l'ensemble des collègues chercheurs et du corps enseignant du département Génie Electrique de l'ENP. Je les remercie tous pour leurs encouragement et précieux conseils, en particulier Messieurs **D. BOUKHATALA, L. NEZLI, F. BOUDJEMA, M. O. MAHMOUDI, B. HEMICI, O. BENZINEB, O. STIHI, A. BOUBAKEUR, R. TAHMI, M. TEGUAR, W. MEKHALDI, O. TOUHAMI, R. IBTIOUEN** et **R. ILLOUL**.

A toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer ici), qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail et à l'impression de cette thèse. Je les remercie tous, particulièrement ma famille, mes amis et le personnel de la bibliothèque de l'ENP.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l'ensemble de mes enseignants, qui sont à l'origine de tout mon savoir.

*Je dédie tout particulièrement ce travail à mes parents et à toute ma famille,
qu'ils trouvent en cette thèse le modeste témoignage de
ma profonde reconnaissance.*

NOTATIONS UTILISEES

$d(q)$:	Axe direct (en quadrature)
E :	Tension continue à l'entrée de l'onduleur
$e(t)$:	Erreur de poursuite
F_c :	Coefficient des frottements visqueux
$i_{a,b,c}$	Courants instantanés dans les phases du moteur
I_{ch}	Courant dans la charge
$i_d(i_q)$:	Courant statorique d'axe direct (en quadrature)
i_{sw}	Courant qui traverse l'interrupteur sw
I_α, I_β	Courants statoriques dans le référentiel de Concordia
J :	Moment d'inertie de la partie tournante
K :	Gain du terme du mode de glissement
$L_d(L_q)$:	Inductance cyclique d'axe direct (en quadrature)
(L_i, L_s)	Etats des tensions aux bornes des condensateurs
p :	Nombre de paires de pôles
\mathfrak{R}	Rapport cyclique
R_i :	Règle floue
R_s :	Résistance d'une phase statorique
$sc(t)$	Signal de commande
T_{dec}	Période de découpage
T_{em} :	Couple électromagnétique
T_r :	Couple résistant
$v_{a,b,c}$:	Tensions instantanées statoriques aux bornes de la machine
V :	Fonction de Lyapunov
v_s	Tension de sortie
V_α, V_β :	Tensions statoriques dans le référentiel de Concordia
x :	Variable d'état
$y_r^{(n)}$:	Signal de référence
u_{gl} :	Terme du mode de glissement
$W(.)$:	Matrice de fonctions floues de bases
Ω :	Vitesse mécanique du rotor
$\Delta_i(\bar{x}), \Delta_j(x, \dot{x})$:	Effets d'interconnexion entre les sous systèmes
θ_r :	Position électrique du rotor
θ :	Vecteur des paramètres

ρ :	<i>Coefficient de saillance du rotor</i>
Φ_f :	<i>Flux des aimants</i>
μ :	<i>Degré de confiance d'une règle floue</i>
ε :	<i>Erreur de reconstruction</i>
$\bar{\varepsilon}$:	<i>Borne des erreurs de reconstruction</i>
$\tilde{\theta}$:	<i>Erreur paramétrique</i>
Γ :	<i>Matrice des gains d'adaptation</i>
η :	<i>Gain d'adaptations</i>

RESUMES

Résumé – L'objectif poursuivi dans notre travail porte sur le développement des techniques de commande adaptatives basées sur les systèmes flous de la machine synchrone à aimants permanents, alimentée par un convertisseur multicellulaire série. Dans ces techniques de commande, nous avons investi les possibilités offertes par les systèmes flous de type Takagi-Sugeno, en termes de capacité d'approximation des fonctions non linéaires continues et nous avons exploité la théorie de Lyapunov, pour établir des lois d'adaptation paramétrique assurant la stabilité globale du système. Les lois de commande font intervenir des termes de robustification, lesquels ont pour rôle de compenser les effets des erreurs de reconstruction et les termes d'interconnexion. Dans la première approche centralisée et la première approche décentralisée les systèmes flous sont utilisés pour approcher les dynamiques inconnues de la machine. Par contre, pour les autres approches, les systèmes flous sont exploités pour approximer des lois de commande stabilisatrices, dites commandes idéales. Pour chaque structure de commande, des résultats de simulation sont présentés pour montrer ses performances.

Mots clés: Machine synchrone à aimants permanents, convertisseur multicellulaire série, commandes adaptatives, systèmes flous, erreurs de reconstruction, termes d'interconnexion, stabilité.

Abstract – The purpose of this work is to develop and synthesize adaptive control approaches by using fuzzy systems applied to the permanent magnet synchronous machine, fed by multi-cell converter. In these techniques, we invested the possibilities offered by the fuzzy systems Takagi-Sugeno type, in terms of approximation capacity of the continuous nonlinear functions and we exploited the theory Lyapunov, to establish a parametric adaptation law, ensuring the total stability of the system. The fuzzy adaptive law incorporates a robust term, which has as a role to compensate the effects of the reconstruction errors and the interconnection terms. In the first centralized approach and the first decentralized approach the fuzzy systems are used to approach the unknown dynamics of the machine. On the other hand, for the other approaches, the fuzzy systems are exploited to approximate stabilizing laws. For each structure, simulation results are presented to show its performances.

Keywords: Permanent magnet synchronous machine, multi-cell converter, adaptive control, fuzzy systems, reconstruction errors, interconnection terms, stability.

TABLE DES MATIERES

<i>INTRODUCTION GENERALE</i>	1
---	---

Chapitre 1 Les systèmes flous

1.1 INTRODUCTION	5
1.2 RAPPELS DES PRINCIPES DE LA LOGIQUE FLOUE	6
1.2.1. ENSEMBLES FLOUS	6
1.2.2 VARIABLE LINGUISTIQUE	7
1.2.3 OPERATIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS	8
1.2.4 FONCTIONS D'APPARTENANCE	9
1.2.5 PROPOSITIONS FLOUES	10
1.3 RAISONNEMENT EN LOGIQUE FLOUE	11
1.3.1 IMPLICATION FLOUE	11
1.3.2 MODUS PONENS GENERALISE	11
1.3.3 MODUS TOLLENS GENERALISE	11
1.4 STRUCTURE DES SYSTEMES FLOUS	12
1.4.1 BASE DES REGLES	12
1.4.2 MOTEUR D'INFERENCE	12
1.4.3 INTERFACE DE FUZZIFICATION	13
1.4.4 INTERFACE DE DEFUZZIFICATION	13
1.5 SYSTEME FLOU DE MAMDANI	15
1.6 SYSTEME FLOU DE TAKAGI-SUGENO	15

1.6.1 REPRESENTATION DU SYSTEME FLOU DE TAKAGI-SUGENO PAR UN RESEAU ADAPTATIF	16
1.6.1.1. ARCHITECTURE DES RESEAUX ADAPTATIFS	16
1.6.1.2 ARCHITECTURE DES RESEAUX ADAPTATIFS BASES SUR LES SYSTEMES FLOUS TAKAGI-SUGENO	18
1.7 THEOREME D'APPROXIMATION UNIVERSELLE	19
1.8 CONCLUSION	20

Chapitre 2

Modélisation et alimentation de la MSAP

2.1 INTRODUCTION	21
2.2 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS	22
2.2.1 DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS ...	22
2.2.2 AUTOPILOTAGE DE LA MACHINE SYNCHRONE	23
2.2.3 MISE EN EQUATION DE LA MACHINE	23
2.2.4 TRANSFORMATION DE PARK	24
2.2.5 MODELE DE LA MACHINE SYNCHRONE DANS LE REFERENTIEL DE PARK	26
2.3 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE	27
2.3.1 INTERET DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX	28
2.3.2 RAPPEL SUR LES STRUCTURES DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX ..	28
2.3.3 PRINCIPE DE BASE D'UN CONVERTISSEUR SERIE	31
2.3.3.1 DEFINITION D'UNE CELLULE ELEMENTAIRE DE COMMUTATION	32
2.3.3.2 FONCTIONNEMENT EN HACHEUR	34
2.3.3.2.1 Modèle exact ou instantané	34
2.3.3.2.2 Fonctionnement optimal	35
2.3.3.2.3 Commande des interrupteurs par MLI	39
2.3.3.2.4 Equilibrage des tensions aux bornes des	39
2.3.3.2.4.1 Equilibrage naturel	39
2.3.3.2.4.2 Equilibrage avec un circuit auxiliaire	41
2.3.3.2.5 Modèle aux valeurs moyennes	42
2.3.3.3 FONCTIONNEMENT EN ONDULEUR	43
2.3.3.3.1 Commande des interrupteurs par MLI	43

2.3.3.3.2 Onduleur à point milieu	43
2.3.3.3.3 Onduleur monophasé en pont complet	45
2.3.3.3.4 Onduleur multicellulaire série triphasé	48
2.3.3.4 COMMANDE DIRECTE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES SERIE.....	50
2.3.4 VALIDATION EXPERIMENTALE	57
2.3.4.1 DESCRIPTION DU BANC EXPERIMENTAL	57
2.3.4.2 RESULTATS EXPERIMENTAUX	59
1.5. CONCLUSION	61

Chapitre 3

Commande adaptative floue multivariable

3.1 INTRODUCTION	62
3.2 PREMIERE APPROCHE.....	63
3.2.1 POSITION DU PROBLEME.....	63
3.2.2 SYNTHESE DE LA COMMANDE ET ANALYSE DE LA STABILITE.....	64
3.2.3 APPLICATION A LA MSAP	68
3.2.3.1 REGLAGE DE VITESSE	68
3.2.3.2 RESULTATS DE SIMULATION.....	70
3.3 DEUXIEME APPROCHE	76
3.3.1 POSITION DU PROBLEME.....	76
3.3.2 SYNTHESE DE LA COMMANDE ET ANALYSE DE LA STABILITE.....	77
3.3.3 APPLICATION A LA MSAP	80
3.3.3.1 REGLAGE DE VITESSE	80
3.3.3.2 RESULTATS DE SIMULATION.....	82
3.4. CONCLUSION	83

Chapitre 4

Commande adaptative décentralisée par les systèmes flous

4.1 INTRODUCTION.....	88
4.2 PREMIERE APPROCHE.....	89

4.2.1 POSITION DU PROBLEME	89
4.2.2 SYNTHESE DE LA COMMANDE ET ANALYSE DE LA STABILITE	90
4.2.3 APPLICATION A LA MSAP	95
4.2.3.1 REGLAGE DE VITESSE	95
4.2.3.2 RESULTATS DE SIMULATION	97
4.3 DEUXIEME APPROCHE	103
4.3.1 POSITION DU PROBLEME	103
4.3.2 SYNTHESE DE LA COMMANDE ET ANALYSE DE LA STABILITE	106
4.3.3 APPLICATION A LA MSAP	111
4.3.3.1 REGLAGE DE VITESSE	111
4.3.3.2 RESULTATS DE SIMULATION	113
4.4 CONCLUSION	113

Chapitre 5

Commande adaptative floue mono-entrée mono-sortie associée à la DTCM

5.1 INTRODUCTION	118
5.2 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE AVEC UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX	119
5.2.1 PRESENTATION VECTORIELLE DE LA TENSION DE SORTIE DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX	119
5.2.2 EFFET D'UN VECTEUR TENSION SUR L'EVOLUTION DU VECTEUR FLUX STATORIQUE	122
5.2.3 EFFET D'UN VECTEUR TENSION SUR L'EVOLUTION DU COUPLE	123
5.2.4 SELECTION DU VECTEUR TENSION	126
5.2.5 STRUCTURE GLOBALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE	128
5.2.5.1 ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	129
5.2.5.2 ELABORATION DU CONTROLEUR DU FLUX STATORIQUE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	130
5.2.5.3 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION	131

5.3 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE AVEC UN ONDULEUR MULTICELLULAIRES A CINQ NIVEAUX	131
5.3.1 PRESENTATION VECTORIELLE DE LA TENSION DE SORTIE DE L'ONDULEUR MULTICELLULAIRES A CINQ NIVEAUX	132
5.3.2 CONSTRUCTION DE QUATRE NOUVELLES TABLES DE COMMUTATION .	134
5.3.3 SCHEMA GLOBAL DE LA COMMANDE DTCM DE LA MSAP	135
5.4 COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE MONOVARIABLE	136
5.4.1 POSITION DU PROBLEME	136
5.4.2 SYNTHESE DE LA COMMANDE ET ANALYSE DE LA STABILITE	137
5.4.3 RESULTATS DE SIMULATION	139
5.5 CONCLUSION	140

Chapitre 6

Comparaison et conclusion générale

6.1 COMPARAISON DES CINQ STRATEGIE DE COMMANDE	145
6.2 CONCLUSION GENERALE	148

Annexes

A. PARAMETRES DE LA MSAP	151
B. CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DE LA CARTE DSPACE DS1104	152
<i>BIBIOGRAPHIE</i>	155

INTRODUCTION GENERALE

Le besoin en actionneurs électriques s'accroît de plus en plus du fait du degré élevé d'automatisation des systèmes et des outils de production. Ainsi, un grand effort a été investi pour développer un actionneur robuste, peu encombrant, exigeant très peu d'entretien et facilement commandable. La machine synchrone à aimants permanents se place comme un bon candidat pour jouer ce rôle. C'est le développement conjugué, des aimants à de très grande résistivité, de l'électronique de puissance et de la microinformatique qui a donné à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) les caractéristiques tant recherchées pour un actionneur électrique. Cette évolution technologique a permis à la MSAP de venir occuper la place jusqu'alors dévolue à la machine à courant continu, et bien sur sans les inconvénients liés à la présence du système balais collecteur. Par conséquent, le domaine d'application des machines synchrone à aimants permanents s'est considérablement étendu. Le moteur synchrone à aimants permanents s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées, et plus particulièrement, dans les systèmes embarqués (par exemple en aéronautique et dans le domaine aérospatial) en raison de son rapport puissance/masse élevé. Dans la littérature, on rencontre des applications allant de l'ordre de centaine de Watts (servomoteurs) à plusieurs MW (systèmes de propulsion des navires) pour les machines synchrones à aimants permanents [Zol-97-a].

Depuis de nombreuses années dans le domaine l'électronique de puissance, on assiste à une augmentation sans cesse croissante des puissances commutées par les convertisseurs statiques afin de répondre aux exigences industrielles. Cette élévation de puissance peut être obtenue en théorie de deux façons : augmentation du courant ou de la tension commutée. Mais d'un point de vue pratique à l'échelle du composant, ces augmentations sont difficiles à maîtriser et se traduisent par une détérioration importante des caractéristiques statiques et dynamiques: pertes par conduction et par commutation plus importantes. Pour répondre à cet inconvénient, la solution consiste à placer plusieurs semi-conducteurs basse-tension en série.

Une nouvelle topologie de convertisseurs apparue au début des années 90, les convertisseurs multicellulaires série, permet d'envisager un champ d'application beaucoup plus vaste. En effet, cette nouvelle topologie facilite la mise en série en assurant un équilibrage des tensions aux bornes des interrupteurs en régime statique. De plus, le fractionnement de la fonction interrupteur (présence de degrés de liberté supplémentaires liés au nombre d'interrupteurs en série) permet d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur en terme de contenu harmonique [Tac-98]. Les convertisseurs multicellulaires série mettent en œuvre des condensateurs flottants dont les tensions doivent être maîtrisées. Cette maîtrise peut être assurée sous certaines conditions en boucle ouverte.

Le modèle dynamique de la machine synchrone à aimants permanents présente deux difficultés essentielles :

- Les paramètres du modèle physique sont mal définis ou variant dans le temps.
- La saturation du circuit magnétique et l'échauffement produisent des effets non linéaires.

Donc le modèle de la MSAP est non linéaire à coefficients incertains. Vue la forme du système non linéaire obtenu, le problème posé par la commande peut être traité dans le cadre de la commande adaptative.

Les contrôleurs utilisés dans les systèmes d'entraînement à moteur synchrone à aimants permanents peuvent être largement classifiés en deux grandes familles : les contrôleurs à gains fixes et les contrôleurs adaptatifs. Les types conventionnels à gains fixes sont : Proportionnel-Intégrale (PI), Proportionnel-Intégrale-Dérivé (PID) et les contrôleurs Pseudo-Dérivé-Feedback (PDF). Ces contrôleurs nécessitent une parfaite connaissance du modèle du système à régler et conduisent à des lois de commande dont les performances sont fortement liées à la fidélité du modèle dynamique utilisé pour décrire le comportement du système. Des erreurs de modélisation ou des variations paramétriques du système peuvent détériorer les performances du réglage puisqu'elles contribuent directement au calcul de la commande. Par conséquent, ces types de contrôleurs ne sont pas toujours appropriés aux applications de hautes performances.

Pour surmonter ces obstacles, les chercheurs ont développé des schémas de commande adaptative de sorte que le contrôleur puisse s'adapter aux variations paramétriques et aux perturbations de charge. Au cours des dernières années, des contributions fondamentales en commande adaptative, aussi bien théoriques que pratique, ont apporté des éléments nécessaires à une meilleure compréhension des systèmes adaptatifs. Le principal objet de la commande adaptative est la synthèse de lois d'adaptation, pour l'ajustement automatique des régulateurs des boucles de commande, afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander sont inconnus ou mal connus et/ou susceptibles de varier dans le temps.

Plusieurs contrôleurs adaptatifs linéaires et non linéaires pour les systèmes d'entraînement à moteur synchrone à aimants permanents ont été proposés. Certains incluent la commande de type LQ, l'approche géométrique différentielle, la théorie de passivité, la commande de type régulateur auto-ajustable, la commande adaptative à base d'un observateur et la commande adaptative à modèle de référence [Sal-91], [Sep-91], [Sep-92], [Sho-93], [Ort-94], [Cer-95], [Lin-01]. L. Salvatore et S. Stasi [Sal-91] ont proposé un estimateur de l'inertie de la MSAP et de la perturbation du couple de charge pour mettre à jour la limite du gain de la compensation de la charge et le gain de la rétroaction de la vitesse, négligeant les variations du flux des aimants permanents. Dans [Sep-91] les auteurs ont développé un contrôleur adaptatif de vitesse à temps discret pour la MSAP où le système non-linéaire du moteur a été linéarisé dans le domaine de temps. Les paramètres mécaniques du système sont également estimés, toutefois le contrôleur dépend fortement de l'exactitude de ces paramètres estimés. Les mêmes auteurs ont également proposé un contrôleur adaptatif basé sur un observateur discret sans l'utilisation d'un capteur de vitesse [Sep-92]. Cependant, il a été montré que ce schéma de commande est sensible à la variation de l'inertie. Dans [Lin-01] un observateur adaptatif est utilisé avec un contrôleur PI conventionnel pour la commande de la position du rotor de la MSAP. On s'est avéré que cette méthode est robuste mais les auteurs n'ont pas appliqué cette technique pour commander la vitesse de la machine. La technique de commande adaptative à modèle de référence a été exploitée pour la commande de vitesse et de position appropriée pour l'application robotique [Cer-95]. Un observateur de couple est employé pour équilibrer le couple de charge et pour réduire la complexité de l'algorithme adaptatif. Néanmoins, la technique proposée nécessite un temps de calcul relativement élevé, ce qui rend difficile l'implantation en temps réel de cette méthode de commande.

Lorsque le concepteur du système de commande cherche une meilleure robustesse vis-à-vis d'éventuelles variations paramétriques, d'autres types de commande intégrant les propriétés de robustesse sont alors nécessaires. En effet, un grand effort de recherche est investi pour comprendre les aspects structurels et fonctionnels des systèmes biologiques et en particulier les mécanismes de la pensée humaine. Cela a conduit au développement de nouvelles approches qui peuvent intégrer les non linéarités et les incertitudes inhérentes au système réel. L'une des plus attrayantes n'est autre que l'approche linguistique floue. Basée sur l'imitation des aspects

approximatifs qualitatifs du raisonnement humain, les méthodes à base linguistique font intervenir des citations conditionnelles linguistiques du type «SI-ALORS» pour résoudre des problèmes de décision (contrôle) [Tle-99].

La plupart des approches linguistiques sont basées sur le modèle de Mamdani, ce dernier consiste à formuler un ensemble de règles de décision en termes linguistiques utilisant des ensembles flous pour décrire l'action à prendre en fonction des valeurs linguistiques des variables d'entrée. Ce modèle est très répandu lorsqu'une description linguistique du comportement, que doit réaliser le régulateur, est disponible [Wat-97]. D'autres méthodes sont développées en se basant sur un modèle appelé modèle de Takagi-Sugeno. Ce modèle est caractérisé par des règles de décision où l'antécédent est linguistique et la conséquence est numérique. Le modèle flou de Sugeno est souvent utilisé pour les problèmes d'identification, d'approximation ou de compensation de fonction non linéaire inconnue.

Le véritable essor des systèmes flous en automatique ne remonte qu'aux vingt dernières années. Cet essor a notamment été favorisé par le succès de l'application des systèmes flous à divers secteurs de l'industrie [Men-95], particulièrement grâce à l'effort de promotion des japonais. Devant cette passion des japonais pour les nouvelles technologies, et plus particulièrement pour la logique floue, des groupes de recherches spécialisés ont vu le jour sur tous les continents. C'est ainsi que divers développements sont réalisés, qu'ils soient fondamentaux, tels que les théorèmes d'approximation universelle ou plus technique, tels que les méthodes d'apprentissage. Ces apports ont un impact direct sur les applications des systèmes flous à l'automatique.

Ces dernières années, la commande de la MSAP à base des connaissances linguistiques a inspiré l'intérêt de beaucoup de chercheurs [Par-96], [Sil-97], [Lin-04]. F. Parasiliti et M. Tursini [Par-96] ont développé un schéma de commande basé sur les systèmes flous, lequel est mis en place en ajustant seulement les facteurs d'échelle des variables d'entrée et de la sortie du contrôleur flou dans différentes régions de fonctionnement, tout en maintenant les règles et les fonctions d'appartenance fixes. J. L. Silva Neto et H. Le-Huy [Sil-97] ont décrit une méthode d'adaptation floue pour construire ou changer la table des règles du contrôleur flou. L'objectif du mécanisme d'adaptation par logique floue (FLAM) est de changer la définition de règles dans la table des règles du FLC, par comparaison entre le signal de sortie du modèle de référence et la sortie du système à régler. Ainsi, l'algorithme d'adaptation définit les valeurs linguistiques de la sortie pour chaque règle, basé sur une trajectoire désirée. Dans [Lin-04] un contrôleur neuro-flou à auto-construction est proposé pour imposer à la position du rotor de la MSAP de suivre une trajectoire sinusoïdale. La structure d'apprentissage est basée sur la division de l'espace d'entrée, et l'ajustement des paramètres se fait en ligne et est basée sur la méthode du gradient décent supervisé en utilisant une loi d'adaptation de type delta.

La grande partie des travaux, dévolue aux régulateurs à base des connaissances linguistiques, a été consacrée au développement de régulateurs particuliers destinés à des applications spécifiques [Tza-90]. Ces travaux n'offrent pas une méthodologie de synthèse permettant une analyse générale des performances des schémas de commande, en particulier leur stabilité. Pour surmonter ce problème et permettre aux contrôleurs flous une acquisition automatique de connaissances à partir de données numériques, les chercheurs ont introduit les techniques de commande adaptatives floues [Spo-95-a] [Wan-94] [Wan-92-c] [Lab-05]. Dans ces techniques, la propriété d'approximation universelle des systèmes flous [Wan-92-a] [Wan-92-b] est exploitée, et la stabilité et la robustesse de la structure de commande sont étudiées par l'approche de Lyapunov.

Ainsi, les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans cette logique et ont pour objectif d'utiliser des systèmes flous pour développer des commandes adaptatives centralisées et décentralisées performantes de la machine synchrone à aimants permanents, alimentée par un onduleur multicellulaire série, assurant à la fois, la précision, la robustesse et la stabilité du système global. A cet effet, notre thèse est divisée en six chapitres :

Le premier chapitre présente les systèmes flous utilisés dans notre travail. Au début, sont exposés les concepts de bases de la logique floue liés aux problèmes de commande. Par la suite, nous présentons la structure des systèmes flous et particulièrement celle des systèmes flous de Takagi-Sugeno. Ces systèmes offrent un outil formel pour la modélisation des systèmes complexes, pour lesquels on ne dispose que d'une spécification approximative ou imprécise.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation et à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et de son alimentation, constituée par un convertisseur multicellulaire série, où nous rappelons, en premier lieu, le modèle de la MSAP et les principales caractéristiques du convertisseur multicellulaire série. En second lieu, nous présentons deux modèles du convertisseur multicellulaire: un modèle aux valeurs instantanées et un modèle aux valeurs moyennes. En ultime lieu, une stratégie de commande plus adaptée à la commande DTC est présentée. Cette nouvelle stratégie permet de commander les différents niveaux de tension sans passer par une modulation de type MLI. Les performances de cette stratégie seront confirmées par la simulation numérique. En dernier lieu, nous présentons le dispositif expérimental mis en place pour valider les résultats obtenus par la simulation numérique. Les logiciels de commande ainsi que les interfaces de mesures et de contrôle du convertisseur multicellulaire série sont décrits. L'implantation du système de contrôle sera réalisée à l'aide d'une carte dSPACE DS1104 intégrée sur PC.

Dans le troisième chapitre, nous proposons deux techniques de commande adaptatives centralisées floues, pour la machine synchrone à aimants permanents. Pour ces deux techniques de commande, la théorie de l'approximation et celle de Lyapunov sont mises en contribution pour établir une loi de commande assurant la stabilité en boucle fermée ainsi que la convergence vers zéro de l'erreur de poursuite. Ces techniques n'exigent pas la connaissance du modèle du système à régler.

Afin d'améliorer d'avantage les performances du contrôle de la MSAP et de réduire le temps de calcul de l'algorithme de commande, la commande décentralisée par les systèmes flous fera l'objet du quatrième chapitre. Il sera proposé deux techniques de commande. Dans ces deux approches de commande, la stabilité est assurée et le problème des interactions entre les deux sous-systèmes est soigneusement traité. Dans ces structures, le modèle de la MSAP sera considéré comme l'association de deux sous-systèmes interconnectés.

Dans le cinquième chapitre, en première étape, nous abordons le principe du contrôle direct du couple de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur à deux niveaux. Ensuite, la commande directe multicellulaire sera proposée, dans ce cas le convertisseur multicellulaire série sera commandé par la technique de commande proposée au chapitre 2. Enfin, une commande adaptative floue directe monovariante, basée sur l'équation mécanique de la MSAP, sera développée.

La comparaison des techniques de commande proposées et la conclusion générale apparaissent au chapitre 6. En annexes sont fournis les paramètres de la MSAP et les caractéristiques techniques de la carte dSPACE DS1104.

Chapitre 1

LES SYSTEMES FLOUS

1.1 INTRODUCTION

La logique booléenne, fondement de l'informatique classique, repose sur deux valeurs, le zéro et le un. Toute proposition ainsi traitée est alors considérée vraie ou fausse. Or, dans le monde réel, rares sont les catégories supportant une telle classification tout ou rien. Prenons le cas de la perception d'une distance et plus spécifiquement la notion d'éloignement : la description classique du sous-ensemble E associée à cette notion sera effectuée par la définition de bornes telles que toutes valeurs comprises entre elles seront considérées comme éloignées et toutes les autres comme non éloignées :

$$E = \{d \in \mathfrak{R}^+ / a < d < +\infty\}$$

Une telle catégorisation par le biais de sous-ensembles classiques montre immédiatement la non adéquation de ce type d'objets mathématiques pour la description de notions humaines subjectives. En effet, la définition d'appartenance à une notion, en tout ou rien, est fort éloignée du mode de fonctionnement de la perception naturelle dans laquelle les sous-ensembles ont des frontières beaucoup moins précises.

Une solution pour résoudre ce problème consiste à utiliser non plus la logique booléenne, mais à considérer plutôt les logiques multi-valuées. Jan Lukasiewicz introduisit dans les années 20 de telles logiques où les propositions ne sont désormais plus simplement vraies ou fausses, mais possèdent des valeurs de vérité variant continûment dans l'intervalle $[0,1]$. Ces logiques permettent ainsi de traduire l'appartenance partielle à un sous-ensemble et, par le fait même, d'évoquer la notion d'incertitude, d'imprécision.

C'est dans le milieu des années 60 que Lofti Zadeh étendit explicitement le principe des sous-ensembles classiques à la logique multi-valuée, ce qui donna naissance à ce qu'il appela des fuzzy sets, et plus tard à la logique floue.

La logique floue suscite actuellement un intérêt général auprès des chercheurs et des industriels, mais plus généralement auprès de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser des modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine, de construire des systèmes artificiels effectuant les tâches habituellement prises en charge par les humains [Men-95]. En effet, la logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Son intérêt réside dans sa capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Elle

est issue de la capacité de l'homme à décider et agir de façon pertinente malgré le flou des connaissances disponibles [Sch-95].

Le souci d'une vaste utilisation de l'intelligence humaine a poussé les chercheurs au développement de systèmes flous. Ces derniers ont la propriété d'approximer n'importe quelle fonction non linéaire [Wan-94] et l'autre avantage est qu'il est possible de se passer d'un modèle explicite du procédé. Ces systèmes sont basés sur deux concepts : celui de la décomposition d'un univers de discours d'une ou de plusieurs variables mesurées sous forme de symboles linguistiques: «petit», «moyen», «grand»... et des règles provenant de l'expertise de l'opérateur humain, qui expriment, là aussi, sous forme d'un langage, comment doivent évoluer les commandes du système en fonction de la ou des variables observées.

Le but de ce chapitre est de présenter un bref rappel sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue, en insistant sur les idées utilisées en commande floue. Ensuite, nous présentons la structure des systèmes flous.

1.2 RAPPELS DES PRINCIPES DE LA LOGIQUE FLOUE

Dans la perspective des sciences de l'ingénieur, on peut admettre que dans les situations où les méthodes traditionnelles de modélisations à partir d'observations physiques s'avèrent non-satisfaisantes, les sciences subjectives, particulièrement la logique floue, peuvent rendre beaucoup de services, dès lors que les connaissances sur la façon de résoudre un problème, de piloter un grand système, d'effectuer un réglage ... etc sont disponibles. Cela suppose que l'on sache définir des méthodes rigoureuses de représentation des connaissances. En pratique, la résolution d'un problème concret peut avoir recours à l'utilisation conjointe des méthodes objectives traditionnelles et celles subjectives. La logique floue offre un cadre formel, qui n'existait pas auparavant, pour mettre en œuvre de telles méthodes de façon rigoureuses. Cette section est consacrée à la présentation des bases fondamentales de la logique floue ainsi que leurs utilisations pour représenter le raisonnement approximatif basé sur les expressions linguistiques.

1.2.1. ENSEMBLES FLOUS

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à cette classe, par exemple, un individu d'une taille donnée n'appartient pas du tout à la classe des «grands» s'il mesure 1.5 m, il y appartient tout à fait s'il mesure 1.8 m, plus sa taille se rapproche de 1.8 m, plus son appartenance à la classe des «grands» est forte. Cette notion permet l'utilisation de catégories aux limites mal définies (comme «vieux» ou «adulte»), de situations intermédiaires entre le tout et le rien («presque vrai», le passage progressif d'une propriété à une autre (passage de «tiède» à «chaud» selon la température), l'utilisation de valeurs approximatives («environ 12 ans»). Elle évite l'utilisation arbitraire de limites rigides à des classes [Men-95].

Afin de mettre en évidence cette notion, on introduit les définitions suivantes :

Soit un ensemble de référence X continu ou discret d'objets dénotés $\{x\}$.

- Un ensemble classique A de X est défini par une fonction caractéristique μ_A qui prend la valeur 0 pour les éléments de X n'appartenant pas à A et la valeur 1 pour ceux qui appartiennent à A [Men-95], [Kau-96] (figure 1.1).

$$\mu_A : X \rightarrow \{0,1\} \quad (1.1)$$

- Un ensemble flou A de X est défini par une fonction d'appartenance qui associe à chaque élément x de X , le degré $\mu_A(x)$, compris entre 0 et 1, avec lequel x appartient à A (figure 1.1.b) [Men-95], [Jan-95], [Mat-97], [Kau-96], [Gha-96].

$$\mu_A : X \rightarrow [0,1] \quad (1.2)$$

Cet ensemble flou A peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnées [Jan-95], [Liu-96] :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (1.3)$$

On adopte souvent la notation suivante pour représenter l'ensemble A , qui indique pour tout élément x de X son degré $\mu_A(x)$ d'appartenance à A [Jan-95], [Men-95] :

$$\begin{aligned} A &= \sum_{x \in X} \mu_A(x) / x, \quad \text{si } X \text{ est discret} \\ A &= \int_x \mu_A(x) / x, \quad \text{si } X \text{ est continu} \end{aligned} \quad (1.4)$$

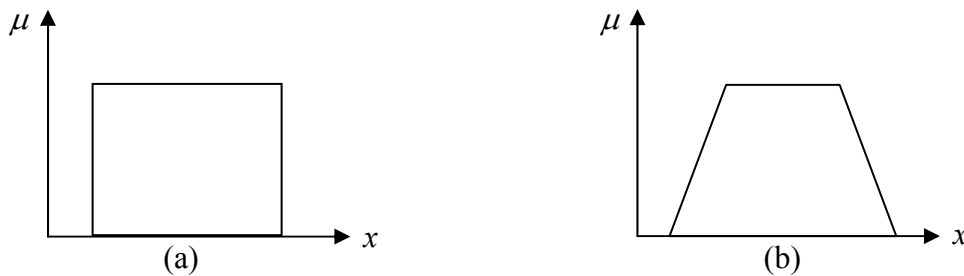


Figure 1.1 : Exemple de fonction d'appartenance (a) logique classique (b) logique floue.

1.2.2 VARIABLE LINGUISTIQUE

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en générale des expressions floues comme [Büh-94] :

- quelque, beaucoup, souvent
- chaud, froid, rapide, lent
- grand, petit, etc.

Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue.

Une variable linguistique est représentée par un triplet (V, X, T_V) , dans lequel V est une variable (la vitesse, la température ...) définie sur un ensemble de référence X , sa valeur peuvent être n'importe quel élément de X . On note $T_V(A_1, A_2, \dots)$ un ensemble, fini ou infini, de sous-ensembles flous de X , qui sont utilisés pour caractériser V . Afin de permettre un traitement numérique, il est indispensable de les soumettre à une définition à l'aide de fonctions d'appartenance [Men-95], [Büh-94].

Par exemple, si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes $T_{(vitesse)} = \{lente, moyenne, rapide \dots\}$ où chaque terme est caractérisé par un ensemble flou.

Ces termes peuvent être définis comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure 1.2.

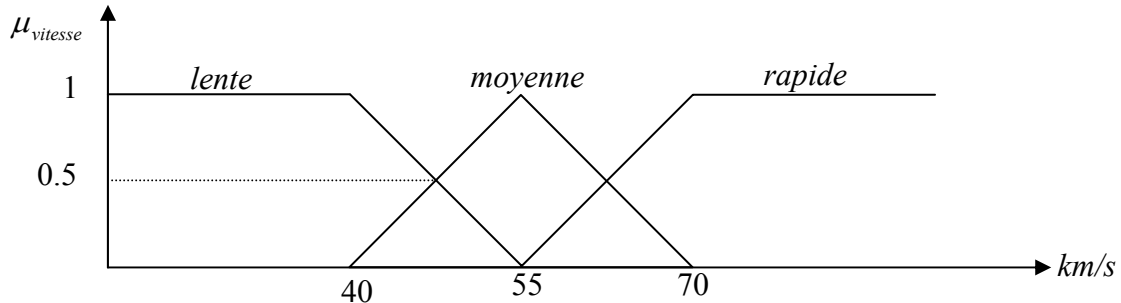


Figure 1.2 : représentation graphique des termes linguistiques.

1.2.3 OPERATIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS

Puisque les fonctions caractéristiques des ensembles flous sont graduelles, l'extension de certaines opérations définies sur les ensembles classiques au cas des ensembles flous pose certaines difficultés. Donc, il n'est pas possible d'appliquer directement la logique proportionnelle qui manipule des ensembles à fonctions caractéristiques binaires (0 ou 1). Pour pallier à ce problème, sont introduites les définitions d'outils nécessaires au traitement des ensembles flous [Büh-94], [Men-95], [Kau-96],[Ket-92], [Sch-95].

Soient A et B deux ensembles flous dans X ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonction d'appartenance. L'union, l'intersection, et la complémentation des ensembles flous sont définies à l'aide de leur fonction d'appartenance [Men-95], [Jan-95].

Définition 1 : Union (Disjonction)

L'union de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué des éléments de X affectés du plus grand de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble flou $C = A \cup B$, tel que :

$$\forall x \in X \quad \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (1.5)$$

Définition 2 : Intersection (Conjonction)

L'intersection de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué des éléments de X affectés du plus petit de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble D , tel que :

$$\forall x \in X \quad \mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (1.6)$$

Définition 3 : Complémentation

La fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ du complément d'un ensemble flou A est définie, pour tout $x \in X$, par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (1.7)$$

Définition 4 : Produit cartésien

Soient A_1, A_2, \dots, A_n des ensembles flous dans X_1, X_2, \dots, X_n respectivement. Le produit cartésien de A_1, A_2, \dots, A_n est un ensemble flou dans l'espace produit de X_1, X_2, \dots, X_n , ayant pour fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1 \times A_2 \times \dots \times A_n} = \min(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n)) \quad (1.8)$$

Définition 5 : Relation floue

Soient u_1, u_2, \dots, u_n des univers de discours. Une relation floue est un ensemble flou dans $u_1 \times u_2 \times \dots \times u_n$, exprimé comme suit :

$$R_{U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n} = \{((x_1, x_2, \dots, x_n), \mu_R(x_1, x_2, \dots, x_n) / (x_1, x_2, \dots, x_n) \in U_1 \times U_2 \times \dots \times U_n)\} \quad (1.9)$$

Définition 6 : Composition des relations floues

Si R et S sont deux relations floues dans respectivement $U \times V$ et $V \times W$, la composition de ces deux relations est une relation floue dénotée par RoS et elle est définie par :

$$RoS = \{((U, W), \sup_{v \in V} (\mu_R(U, V) * (\mu_S(V, W))), u \in U, v \in V, w \in W)\} \quad (1.10)$$

Où "*" représente la norme triangulaire

1.2.4 FONCTIONS D'APPARTENANCE

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ , dont la valeur varie entre 0 et 1.

Le plus souvent, nous utilisons pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes [Jan-95], [Büh-94] (figure 1.3).

- *Fonction triangulaire* : L'allure est complètement définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$.

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b}\right), 0\right) \quad (1.11)$$

- *Fonction trapézoïdale* : Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$.

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (1.12)$$

- *Fonction gaussienne* : Elle est définie par deux paramètres $\{m, \sigma\}$.

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma}\right) \quad (1.13)$$

- *Fonction en forme de cloche* : Elle est définie par deux paramètres $\{x_0, a\}$.

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{x - x_0}{a}\right)^2} \tag{1.14}$$

- *Fonction trigonométrique* : Elle est définie par deux paramètres $\{x_0, a\}$.

$$\mu(x) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos\left(\frac{\pi(x - x_0)}{2a}\right) \right); \quad x_0 - 2a \leq x \leq x_0 + 2a \tag{1.15}$$

- *Fonction sigmoïdale* : Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$.

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(a(x - c))} \tag{1.16}$$

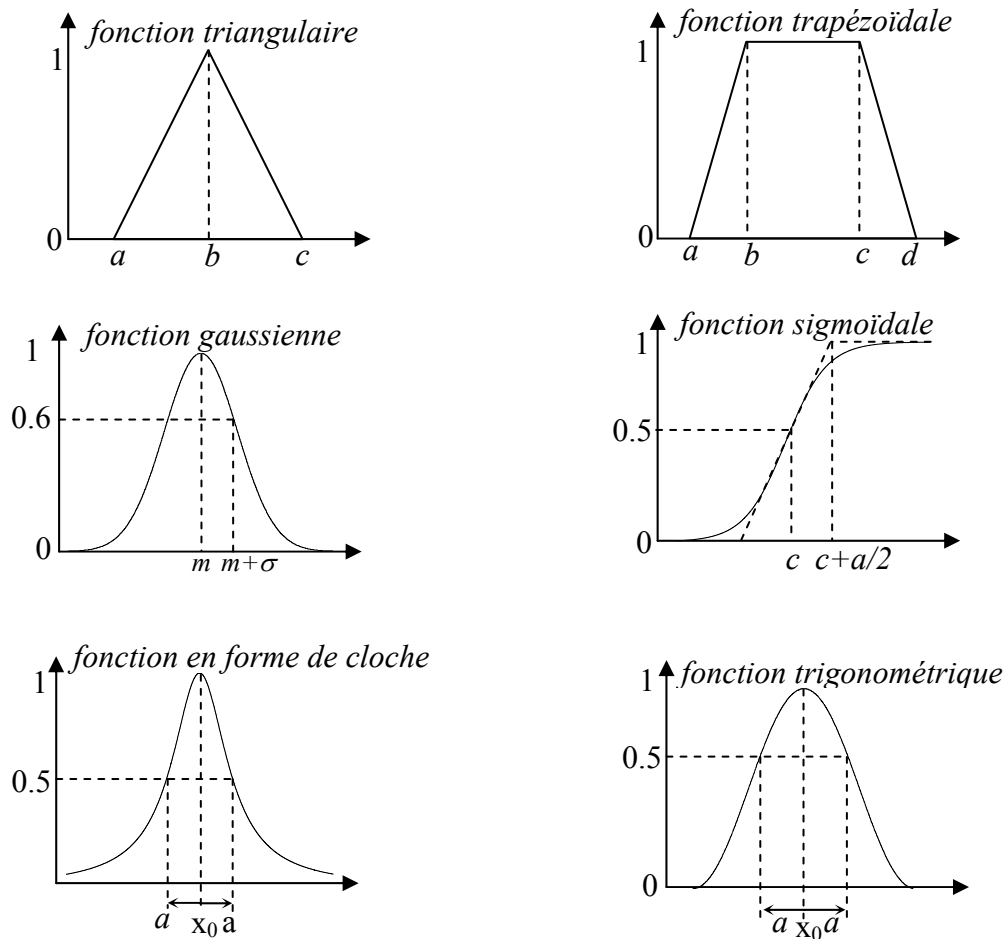


Figure 1.3 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance.

1.2.5 PROPOSITIONS FLOUES

1. Propositions floues élémentaires

Une proposition floue élémentaire est définie à partir d'une variable linguistique (V, X, T_V) par la qualification «*V est A*», pour une caractérisation floue *A*, appartenant à T_V [Men-95].

2. Propositions floues générales

Une proposition floue générale est obtenue par la composition de propositions floues élémentaires « V est A », « W est B » ... pour des variables linguistiques V, W ... [Men-95]. Plus généralement, on peut construire des propositions floues par conjonction, disjonction ou implication, par exemple de la forme «si V est A et W est B alors U est C » (si la taille est moyenne et le prix est peu cher, alors l'achat est conseillé).

1.3 RAISONNEMENT EN LOGIQUE FLOUE

Les ensembles flous sont des éléments importants de la représentation des connaissances imparfaitement définies. Pour raisonner sur de telles connaissances, la logique classique ne suffit pas et on utilise une logique floue, lorsque les connaissances sont imprécises, vagues et éventuellement incertaines.

1.3.1 IMPLICATION FLOUE

Considérons une règle floue de la forme «si V est A alors W est B », construite à partir de deux variables linguistiques (V, X, T_V) et (W, Y, T_W) . L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer le degré de vérité entre les propositions floues élémentaires « V est A » et « W est B » à partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part [Men-95].

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (1.17)$$

Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont les implications de Mamdani et de Larsen.

- Implication de Mamdani :

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (1.18)$$

- Implication de Larsen

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \times \mu_B(x) \quad (1.19)$$

1.3.2 MODUS PONENS GENERALISE

En logique classique le modus ponens permet, à partir de la règle «si X est A alors Y est B » et du fait « X est A » de conclure le fait « Y est B ».

Zadeh a étendu ce principe au cas de la logique floue, principe que l'on rappelle alors modus ponens généralisé. Ce principe se résume comme suit [Men-95], [Lee-90].

Règle floue : si X est A alors Y est B

Fait observé : X est A'

Conclusion : Y est B'

1.3.3 MODUS TOLLENS GENERALISE

Le principe du modus tollens généralisé se résume comme suit [Men-95], [Lee-90] :

Règle floue : si X est A alors Y est B

Fait observé : Y est B'

Conclusion : X est A'

1.4 STRUCTURE DES SYSTEMES FLOUS

Un système flou peut être interprété selon deux points de vue : mathématique ou logique. D'un point de vue mathématique, un système flou est une fonction non linéaire reliant un vecteur de données d'entrée à un vecteur de sortie et, de point de vue logique, un système flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux, à savoir : la fuzzification qui permet de passer de variables réelles à des variables floues, le cœur du régulateur représenté par les règles reliant les entrées et sorties, et enfin l'inférence et la défuzzification qui permettent à partir des ensembles flous d'entrée de déterminer la valeur réelle de sortie (figure 1.4) [Büh-94][Wan-94][Jan-95][Men-95][Lab-05][Tle-99].

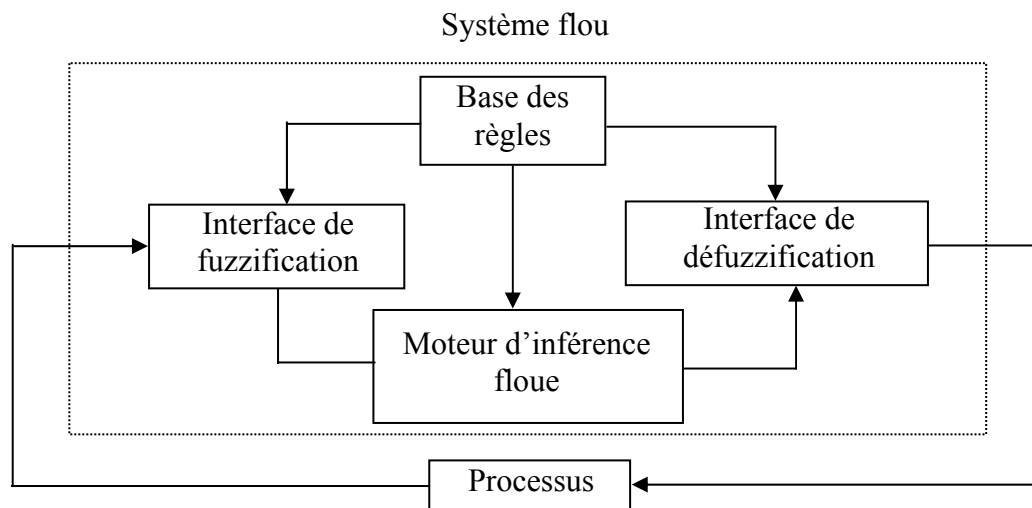


Figure 1.4 : Schéma synoptique générale d'un système flou.

En générale on distingue classiquement deux grandes familles de systèmes flous: systèmes flous à conclusions symboliques (systèmes de Mamdani) [Mam-74][Mam-75][Mam-76] [Bou-00] et systèmes flous à conclusion fonctionnelle (systèmes flous de Takagi-Sugeno) [Tak-83][Tak-85][Sug-86][Bou-00].

Ces deux types de systèmes flous sont basés sur une collection de règles “**Si ... Alors**”. Dans les deux cas, les prémisses de règles sont exprimées symboliquement. Seule l'expression des conclusions de règles permet alors de dissocier les deux familles de systèmes. Les systèmes de Mamdani utilisent en effet des conclusions symboliques de même nature que les prémisses alors que les systèmes de Sugeno exploitent des conclusions numériques. Cette différence dans l'écriture des conclusions de règles permet de distinguer les deux types de systèmes à leur aspect externe.

1.4.1 BASE DES REGLES

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrée, elles sont exprimées sous la forme «*SI – ALORS* », à titre d'exemple, peut être la suivante :

$$R_1 : \text{SI } x_1 \text{ est } A_{11} \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_{1n} \text{ Alors } y \text{ est } B_1 \quad (1.20)$$

ou sous la forme de Sugeno :

$$R_1 : \text{SI } x_1 \text{ est } A_{11} \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_{1n} \text{ Alors } y = f_1(x) \quad (1.21)$$

avec : $f_1(x)$ est un polynôme

1.4.2 MOTEUR D'INFERENCE

Le moteur d'inférence est le noyau du système flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue [Men-95], [Ket-92]. Dans les règles floues 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 interpréter ces opérateurs.

Pour le réglage par logique floue, est utilisée en générale une des méthodes suivantes :

- **Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)**

La méthode d'inférence max-min, réalise, au niveau de la condition, l'opérateur «ET» par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par «Alors», lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie, réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur «OU», qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum [Büh-94], [Men-95].

- **Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen)**

La méthode d'inférence max-produit réalise, au niveau de la condition, l'opérateur «ET» par la formation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par «Alors», est réalisée par la formation du produit. L'opérateur «OU» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [Büh-94], [Men-95].

- **Méthode de Sugeno**

L'opérateur «ET» est réalisé par la formation du produit, la conclusion de chaque règle floue à une forme polynomiale. La sortie finale est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue [Sug-88].

1.4.3 INTERFACE DE FUZZIFICATION

L'interface de fuzzification inclut les fonctions suivantes [Büh-94], [Men-95], [Ket-92] :

- Mesure des variables d'entrée
- Représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- Transformation des variables d'entrée en variables linguistiques avec la définition des fonctions d'appartenance.

1.4.4 INTERFACE DE DEFUZZIFICATION

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. Une stratégie de défuzzification est alors nécessaire.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont [Büh-94], [Ket-92], [Lee-90].

- *Méthode du maximum*
- *Méthode de la moyenne des maxima*
- *Méthode du centre de gravité*
- *Méthode des hauteurs pondérées*

- **Méthode du maximum**

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur maximale de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence. Cependant, cette méthode présente un certain inconvénient lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

- **Méthode de la moyenne des maxima**

Cette méthode génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

- **Méthode du centre de gravité**

Cette méthode est la plus utilisée dans les contrôleurs flous, elle génère le centre de gravité \bar{y} de la fonction d'appartenance issue de l'inférence.

L'abscisse du centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante [Men-95],[Büh-94] :

$$\bar{y} = \frac{\int y \mu_{res}(y) dy}{\int \mu_{res}(y) dy} \quad (1.22)$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

La détermination du centre de gravité nécessite une envergure de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel. De ce fait, cette méthode est la plus coûteuse en temps de calcul.

- **Méthode des hauteurs pondérées**

Au fond, cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres (rectangles de largeurs étroites), et on aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité.

L'abscisse du centre de gravité se calcule alors à l'aide de la relation suivante [Büh-94] :

$$\bar{y} = \frac{\sum_{i=1}^M \mu_i \bar{y}_i}{\sum_{i=1}^M \mu_i} \quad (1.23)$$

où :

M : nombre de règles

μ_i : représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i .

\bar{y}_i : est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle R_i .

1.5 SYSTEME FLOU DE MAMDANI

En 1974, E. H. Mamdani a présenté, pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et conçoit le premier contrôleur flou [Mam-74]. Ce contrôleur est construit autour

d'un organe de décision manipulant de règles subjectives et imprécises comme celles du langage courant qui, appliquées au système, peuvent le contrôler. L'obtention de ces règles auprès des experts qui connaissent bien le système, est facile.

Macvicar et Whelan ont fait une analyse sur les bases de règles de King et Mamdani et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants [Tza-90] :

- Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.
- Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation.

1.6 SYSTEME FLOU DE TAKAGI-SUGENO

Le système flou de Takagi-Sugeno a été proposé par Sugeno et Takagi [Sug-85], qui cherchaient à développer une méthode systématique de génération des règles floues à partir d'un ensemble de données entrée-sortie.

Notons par x_1, \dots, x_n les entrées du système flou de Takagi-Sugeno, et par y sa sortie. Pour chaque variable x_i est associé m_i ensemble flous F_i^j dans U_i , tel que pour x_i quelconque de U_i , il existe au moins un degré d'appartenance $\mu_{F_i^j}(x_i) \neq 0$, où $i = 1, 2, \dots, n$ et $j = 1, 2, \dots, m_i$.

La base des règles du système flou comporte $M = \prod_{i=1}^n m_i$ règles telles que :

$$R_l : \text{si } x_1 \text{ est } F_1^{l_1} \text{ et...et } x_i \text{ est } F_i^{l_i} \text{ et...et } x_n \text{ est } F_n^{l_n} \text{ Alors } y_l(x) = f_l(x) \quad (1.24)$$

avec : $l = 1, \dots, M$; $i = 1, \dots, n$ et $1 \leq l_i \leq m_i$

Chaque règle floue R_l correspond à une combinaison des $(F_1^{l_1}, \dots, F_i^{l_i}, \dots, F_n^{l_n})$ ensembles flous. En effet, la base de connaissances comporte toutes les combinaisons possibles des ensembles flous des variables d'entrée.

En générale $f_l(x)$ est une fonction polynomiale en fonction des variables d'entrées, mais peut être aussi une fonction arbitraire tant qu'elle puisse décrire convenablement le comportement du système étudié. Si $f_l(x)$ est une fonction linéaire :

$$f_l(x) = a_0^l + a_1^l x_1 + \dots + a_n^l x_n \quad (1.25)$$

alors on a affaire à un système flou de Takagi-Sugeno d'ordre un. Si par contre, la fonction $f_l(x)$ est un polynôme d'ordre zéro :

$$f_l(x) = a_0^l \quad (1.26)$$

on a donc un système flou de Takagi-Sugeno d'ordre zéro.

A partir de l'ensemble des règles précédentes, l'expression de la sortie finale est donnée par la relation suivante [Leu-96], [Jan-95], [Kos-92-a] :

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M \mu_l y_l}{\sum_{l=1}^M \mu_l} \quad (1.27)$$

avec :

$$\mu_l = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^{l_i}}(x_i); 1 \leq l_i \leq m_i$$

Lequel représente le degré de confiance ou d'activation de la règle R_l .

Etant donnée que chaque règle possède une conclusion numérique, la sortie totale du système flou est obtenue par le calcul d'une moyenne pondérée, et de cette manière, le temps consommé par la procédure de défuzzification est évité.

En introduisant la notion de fonctions floues de base [Wan-94], la sortie (1.27) peut être écrite sous la forme :

$$y = w^T(x)\theta \quad (1.28)$$

avec θ est un vecteur constitué des paramètres de la partie conclusion des règles floues et $w(x)$ est un vecteur des fonctions floues de base.

Les fonctions d'appartenance qui caractérisent les ensembles flous sont choisies, dans notre travail, des fonctions Gaussiennes définies par :

$$\mu_{F_i^j}(x_i) = \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{(x_i - c_i^j)}{v_i^j}\right)^2\right\} \quad (1.29)$$

où c_i^j est la moyenne et v_i^j la variance.

1.6.1 REPRESENTATION DU SYSTEME FLOU DE TAKAGI-SUGENO PAR UN RESEAU ADAPTATIF

1.6.1.1. ARCHITECTURE DES RESEAUX ADAPTATIFS

Comme son nom indique, un réseau adaptatif est un réseau dont le comportement général entrée-sortie est déterminé par les valeurs d'une collection de paramètres ajustables. Plus spécifiquement, la configuration d'un réseau adaptatif est composée d'un ensemble de nœuds connectés à travers des liens dirigés, où chaque nœud est une unité du processus qui exécute une fonction statique sur les signaux d'entrée pour produire une seule sortie, et chaque lien spécifie la direction du signal se propageant d'un nœud à un autre. Généralement, un nœud est caractérisé par une fonction à paramètres ajustables, en changeant ces paramètres on change la fonction du nœud ainsi que le comportement global du réseau adaptatif [Jan-95].

Les nœuds, dont les paramètres sont ajustables, seront représentés par des carrés, alors que les autres par des cercles. Généralement, il n'y a aucun poids ou paramètres associés avec les liens [Jan-95], [Jan-93].

La figure 1.5 Représente un réseau adaptatif typique avec deux entrées et deux sorties. Les paramètres d'un réseau adaptatif sont distribués dans les nœuds du réseau, ainsi chaque

nœud a un ensemble local de paramètres. L'union de ces ensembles locaux des paramètres constitue l'ensemble des paramètres totaux du réseau.

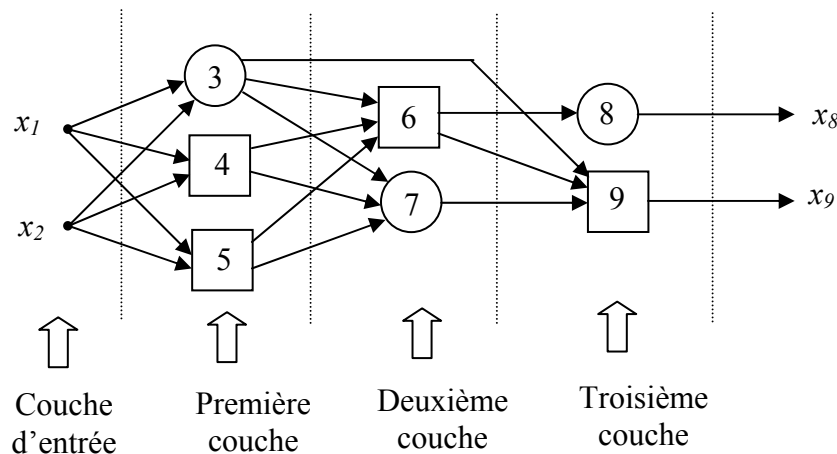


Figure 1.5 : Exemple d'un réseau adaptatif.

Les réseaux adaptatifs sont généralement classifiés en deux catégories sur la base du type de connexions qu'ils possèdent [Jan-95], [Jan-93], [Jan-92].

- **Réseau feedforward** : Il n'y a pas de flèches orientées d'un nœud vers les nœuds précédents (Figure 1.5).

Réseau périodique : Il existe au moins une flèche orientée d'une couche à une autre couche précédente (Figure 1.6).

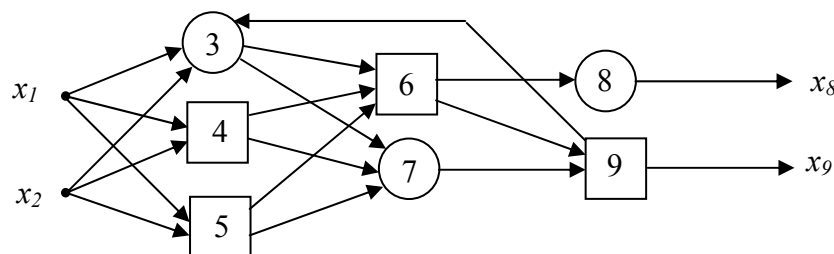


Figure 1.6 : Réseau périodique.

Dans la représentation en couche d'un réseau adaptatif du type feedforward, il n'y a pas de liaisons entre les nœuds de la même couche, la sortie de chaque nœud est liée aux nœuds de la couche suivante. Cette représentation est généralement préférée à cause de sa modularité, aussi les nœuds d'une couche ont le même fonctionnement [Jan-95].

De point de vue de sa conception, un réseau adaptatif feedforward est un transfert statique entre l'espace d'entrée et l'espace de sortie, ce transfert peut être une simple relation linéaire ou bien une relation fortement non linéaire, tout dépend de la structure du réseau [Jan-95].

Dans la représentation en ordre topologique d'un réseau adaptatif du type feedforward (figure 1.7), les nœuds sont ordonnés en séquence $1, 2, \dots$, et elle possède les propriétés suivantes [Jan-95] :

- Il n'y a pas de lien du nœud i au nœud j tant que $i \geq j$.
- L'algorithme d'apprentissage est facile à obtenir.

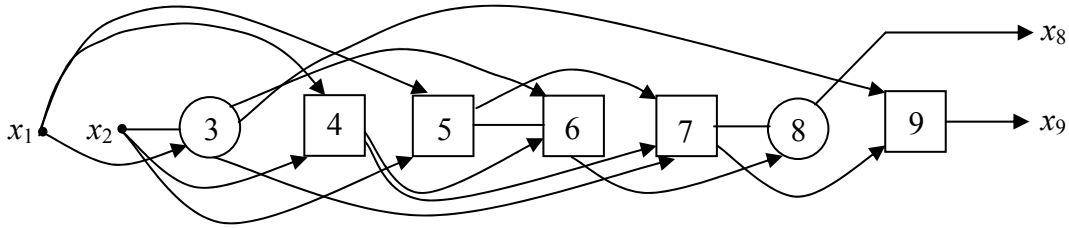


Figure 1.7 : Représentation en ordre topologique.

1.6.1.2 ARCHITECTURE DES RESEAUX ADAPTATIFS BASES SUR LES SYSTEMES FLOUS TAKAGI-SUGENO

Il existe plusieurs approches pour réaliser un système d'inférence floue. Chaque approche a son image dans la représentation par des réseaux adaptatifs. Dans ce travail, nous nous intéressons au système flou du type Takagi-Sugeno.

Pour simplifier, nous considérons un système flou ayant deux entrées et une sortie. Un système flou de Takagi-Sugeno du premier ordre ayant deux règles peut être représenté comme suit :

$$\begin{aligned} &\text{si } ((x \text{ est } A_1) \text{ et } (y \text{ et } B_1) \text{ alors } (Z = p_1x + q_1y + r_1)) \\ &\text{si } ((x \text{ est } A_2) \text{ et } (y \text{ et } B_2) \text{ alors } (Z = p_2x + q_2y + r_2)) \end{aligned} \tag{1.30}$$

L'architecture du réseau adaptatif correspondant est montrée à la figure 1.8, où les nœuds qui appartiennent à la même couche possèdent la même fonction.

On note par W_i^j la sortie d'un nœud i de la couche j .

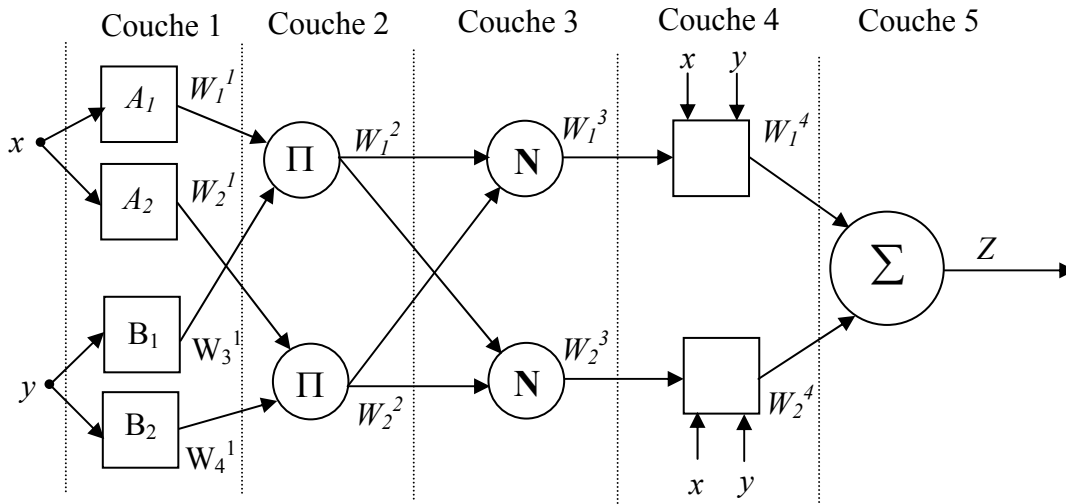


Figure 1.8 : Réseau adaptatif basé sur le modèle flou de Sugeno.

Couche 1 : Chaque nœud de cette couche possède des paramètres ajustables. La fonction du nœud est identique à la fonction d'appartenance d'un ensemble flou de l'univers de discours des entrées.

$$\begin{aligned} W_i^1 &= \mu_{A_i}(x); & \text{Pour } i = 1,2 \\ W_i^1 &= \mu_{B_{i-2}}(y); & \text{Pour } i = 3,4 \end{aligned} \tag{1.31}$$

Où x et y sont les entrées du nœud i et A_i et B_{i-2} sont les ensembles flous associés à ce nœud. Les sorties de cette couche sont les valeurs des fonctions d'appartenance de la prémisse. Les

fonctions d'appartenance $\mu_{A_i}(x)$ et $\mu_{B_{i-2}}(y)$ peuvent être choisies comme étant des fonctions à paramètres ajustables.

Couche 2 : Les nœuds de cette couche sont fixes. La sortie de chaque nœud est donnée par la relation suivante :

$$W_i^2 = \mu_{A_i}(x)\mu_{B_{i-2}}(y); \quad i=1,2 \quad (1.32)$$

Donc la sortie de chaque nœud de cette couche réalise le «ET» de chaque règle.

Couche 3 : Les nœuds de cette couche sont fixes. La sortie de chaque nœud est donnée par la relation suivante :

$$W_i^3 = \frac{W_i^2}{W_1^2 + W_2^2}; \quad i=1,2 \quad (1.33)$$

Couche 4 : Chaque nœud de cette couche est ajustable, et a pour fonction :

$$W_i^4 = W_i^3(p_i x + q_i y + r_i); \quad i=1,2 \quad (1.34)$$

Où $\{p_i, q_i, r_i\}$ est l'ensemble des paramètres associés aux conséquences.

Couche 5 : Le nœud de cette couche réalise une fonction fixe qui effectue la somme des signaux entrants. La sortie de ce nœud est donnée par la relation suivante :

$$W_1^5 = \sum_{i=1}^2 W_i^4 = \frac{\sum_{i=1}^2 W_i^3(p_i x + q_i y + r_i)}{\sum_{i=1}^2 W_i^3} \quad (1.35)$$

Ainsi, nous avons construit un réseau adaptatif basé sur le système flou de Takagi-Sugeno.

1.7 THEOREME D'APPROXIMATION UNIVERSELLE

Dans la littérature floue, on dispose d'un nombre important de travaux montrant que les systèmes flous sont des approximateurs universels [Buc-92][Kos-92-b][Wan-92-a][Wan-92-b][Buc-93][Cas-95][Zen-95][Zen-96].

Dans [Wan-92-a][Wan-92-b], Wang montre que les systèmes flous sont des approximateurs universels s'ils respectent certains critères. Il voit son résultat comme un théorème d'existence d'un système flou optimale pour une large variété d'applications. D'un point de vue mathématique, la construction d'un système flou consiste à trouver une relation de correspondance entre l'espace d'entrée et l'espace de sortie pour approximer, avec un degré de précision donné, la fonction ou la dynamique désirée. Buckley de son côté [Buc-92][Buc-93] démontre qu'une classe de systèmes flous qu'il appelle modèles de Takagi-Sugeno sont des approximateurs universels.

Théorème

Soit f une fonction non linéaire définie sur un ensemble compact E . Pour toute constante positive ε , il existe un système flou $y(x)$ de la forme (1.27) tel que :

$$\text{Sup}_{x \in E} |f(x) - y(x)| < \varepsilon \quad (1.36)$$

La démonstration de ce théorème est donnée dans [Wan-94].

1.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les bases nécessaires à la compréhension des méthodes à base de la logique floue. Le vocabulaire utilisé par les communautés qui étudient et développent ces méthodes est assez vaste. Il est donc semblé nécessaire de préciser celui utilisé ici afin de permettre une lecture claire et sans ambiguïté des chapitres qui vont suivre.

A la différence des méthodes issues de l'automatique classique, les contrôleurs basés sur la logique floue ne nécessitent nullement de modèle analytique de la tâche à résoudre. En effet, ils ne sont pas basés sur des équations physiques du système à contrôler mais sur le savoir-faire des opérateurs et des experts du domaine concerné. En effet, dans les cas les plus simples, leur mise au point s'effectue par le biais d'une phase d'extraction naturelle des connaissances, c'est-à-dire par un dialogue avec les experts ou par un questionnaire. A l'issue de cette phase, le raisonnement des opérateurs humains est décrit, plus ou moins correctement, dans les règles « Si-Alors » du contrôleur flou.

Nous avons montré que les systèmes flous sont des approximateurs universels. En fait, ils peuvent approcher n'importe quelle fonction à partir de données numériques. Nous avons montré également que la sortie globale d'un système flou de Takagi-Sugeno peut être donnée par une combinaison linéaire de ses fonctions floues de base. Cette propriété permet de faciliter l'étude de la stabilité des stratégies de commande adaptatives qui seront présentées dans les chapitres suivants.

Chapitre 2

MODELISATION ET ALIMENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

2.1 INTRODUCTION

L'apparition d'aimants performants et le développement des composants d'électronique de puissance sont les raisons qui ont poussé un bon nombre de chercheurs et industriels à se lancer dans des investigations dans le domaine des associations convertisseurs statiques-machines synchrones à aimants permanents.

La première étape de la synthèse d'une loi de commande est la modélisation du procédé à contrôler. Le modèle doit être capable de représenter les différentes dynamiques présentées, tout en ayant une structure compatible avec le calcul de la loi de commande.

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, car, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation. Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le domaine de l'électronique de puissance est devenu, récemment, une discipline majeure et extrêmement importante du génie électrique. Elle est, actuellement, très utilisée dans l'industrie vu son très vaste champ d'applications comme les alimentations de puissance régulées, le filtrage actif ou le contrôle des machines électriques, pour ne citer que les principales. Cet essor incontestable est dû, notamment, aux grands progrès qu'ont connus les semi-conducteurs de puissance.

Par ailleurs, et afin de répondre aux besoins grandissant de l'industrie, les puissances commutées par les convertisseurs statiques sont de plus en plus élevées. Cette augmentation est obtenue par une augmentation du courant et /ou de la tension commutée. Bien que l'augmentation de la tension soit souvent privilégié, afin d'améliorer le rendement de

l'installation, elle reste cependant difficilement maîtrisable à l'échelle des semi-conducteurs et conduit à une dégradation de leurs performances dynamiques et statiques.

L'apparition des convertisseurs multicellulaires série, au début des années 90, apporte des solutions par la mise en série (ou l'imbrication de cellules de commutations élémentaires). Cette topologie permet d'assurer la répartition des contraintes en tension sur les différents composants semi-conducteurs basses tensions connectés en série. Elle permet aussi, d'améliorer les formes d'ondes en sortie et notamment le contenu harmonique, par un déphasage adéquat des ordres de commande. La structure multicellulaire nécessite, toutefois, l'utilisation de capacités flottantes dont les tensions aux bornes de ces capacités doivent être maîtrisées et maintenues à des niveaux bien définis afin de ne pas perdre ces avantages [Ben-01].

Dans ce chapitre, on va tout d'abord voir rapidement la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et les différentes structures de convertisseurs possibles permettant de monter en puissance, avec leurs avantages et leurs inconvénients. On présente ensuite la topologie du convertisseur multiniveaux choisi. On donne les notations et on rappelle des propriétés de ce type de convertisseur. Par la suite, on va montrer qu'il faut réguler les tensions de condensateur pour pouvoir utiliser correctement ce convertisseur. Ensuite, on présente la structure cette fois-ci dans le cas triphasé pour en donner en notations. Aussi, la commande directe des convertisseurs multicellulaires série sera étudiée. Et en fin le banc d'essai utilisé pour la validation expérimentale sera présenté. Les signaux de commande seront fournis par une carte dSPACE DS1104.

2.2 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

2.2.1 DESCRIPTION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

Les machines synchrones que nous considérons sont munies au rotor d'un système d'aimants assurant une répartition d'induction sinusoïdale dans l'entrefer. L'effet de ce système d'aimants peut être assimilé à celui d'un bobinage alimenté par un courant continu constant (figure 2.1).

Il existe deux principaux types de machine synchrone à aimants permanents :

Les machines synchrones à aimants montés en surface : Ces machines se caractérisent par un très faible taux de saillance ($\rho = L_d / L_q \cong 1$), et des inductances synchrones ayant des valeurs beaucoup plus petites que celles d'une machine synchrone à rotor bobiné à cause de la très faible perméabilité relative des aimants terre-rare utilisés dans ce type de machine [Rob-93].

Les machines synchrones à aimants permanents enterrés : Ces machines ont un coefficient de saillance supérieur à l'unité ($\rho = L_d / L_q > 1$). Ce coefficient peut atteindre des valeurs élevées (de l'ordre de 5). D'autre part, les inductances L_d et L_q de ces machines sont plus élevées que celles des machines à aimants montés en surface [Rob-93].

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

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

En raison de l'absence des pièces polaires, cette machine à une structure à pôles lisses, dont les aimants sont de type terre-rare.

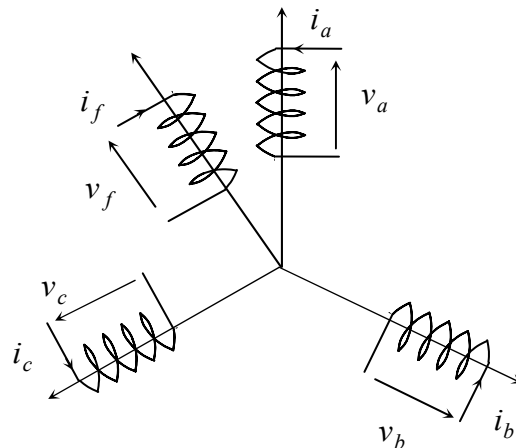


Figure 2.1 : Schéma d'une machine synchrone sans amortisseurs.

2.2.2 AUTOPILOTAGE DE LA MACHINE SYNCHRONE

La caractéristique couple-vitesse d'une machine synchrone alimentée à pulsation statorique ω_e constante est représentée sur la figure (2.2) où T_{emax} désigne le couple maximal. La vitesse d'une telle machine est fixée uniquement par sa pulsation d'alimentation et son nombre de paire de pôles. Elle est telle que $\omega_e = p\Omega$.

Cette caractéristique pose donc le problème de démarrage (pas de couple à $\Omega = 0$). En effet le couple électromagnétique résulte de l'interaction de deux champs tournants fondamentaux, créés l'un par le stator B_s et l'autre par le rotor B_r .

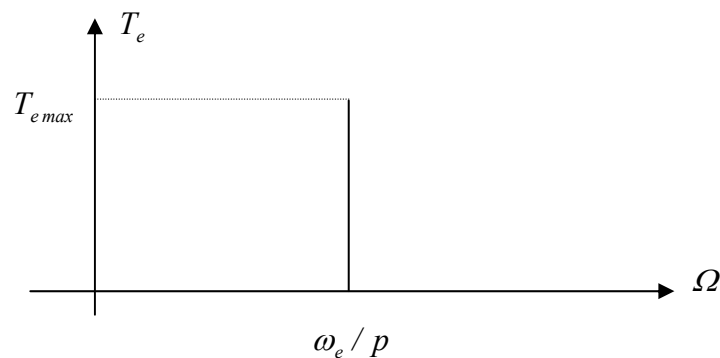


Figure 2.2 : Caractéristique couple vitesse d'un moteur synchrone à ω_e constante.

Pour résoudre le problème de démarrage il faut imposer la loi $\omega_e = p\Omega$ en asservissant la pulsation d'alimentation ω_e à la vitesse Ω du rotor. Il y a donc translation automatique de la courbe couple-vitesse de la figure (2.2) [Gre-97].

2.2.3 MISE EN EQUATION DE LA MACHINE

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, nous utilisons les hypothèses simplificatrices suivantes [Gre-97] :

- On néglige la saturation et l'hystérésis du circuit magnétique, ainsi que les pertes par courants de Foucault, ce qui permet l'établissement des relations linéaires entre flux et courant.
- On suppose la distribution de la f.m.m est sinusoïdale, ce qui permet de ne considérer que la première harmonique d'espace (fondamental).
- La machine est équilibrée.

Nous considérons le modèle du moteur synchrone à rotor bobiné que nous particularisons par la suite en posant le courant d'excitation i_f constant dans les équations. Les équations de la machine synchrone triphasée sans amortisseur s'écrivent [Bar-82] [Seg-81]:

$$\begin{aligned} [V] &= [R][I] + \frac{d}{dt}([L][I]) \\ T_{em} &= \frac{p}{2} [I]^T \left(\frac{\delta[L]}{\delta\theta_r} \right) [I] \end{aligned} \quad (2.1)$$

avec :

$$\begin{aligned} [V] &= [v_a \quad v_b \quad v_c \quad v_f]^T \\ [I] &= [i_a \quad i_b \quad i_c \quad i_f]^T \\ [R] &= \text{Diag}[R_s \quad R_s \quad R_s \quad R_f] \\ [L] &= \begin{bmatrix} L_s + L'_s \cos(2\theta_r) & M_s + L'_s \cos 2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L'_s \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos(\theta_r) \\ M_s + L'_s \cos 2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_s + L'_s \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L'_s \cos(2\theta_r) & M_f \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_s + L'_s \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_s + L'_s \cos(2\theta_r) & L_s + L'_s \cos 2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_f \cos(\theta_r) & M_f \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & M_f \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_f \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Dans l'équation (2.1) :

R_s représente la résistance d'une phase de l'induit.

R_f représente la résistance du bobinage inducteur.

$L_s - L'_s$ et $L_s + L'_s$ sont les valeurs minimum et maximum de l'inductance propre d'une phase de l'induit.

M_s est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre deux phases de l'induit.

M_f est la valeur maximale de l'inductance mutuelle entre l'inducteur et une phase de l'induit.

θ_r est la position du rotor par rapport au stator.

T_{em} est le couple électromagnétique.

2.2.4 TRANSFORMATION DE PARK

Pour éliminer θ_r de $[L]$, et afin que les algorithmes de commande traitent des grandeurs électriques continues, les enroulements statoriques (a,b,c) sont remplacés par deux enroulements (d,q) en quadrature (figure 2.3). Le passage des grandeurs électriques du stator (a,b,c) aux

grandeurs électriques (d,q), qui assurent la conservation de la f.m.m et de la puissance instantanée, est obtenu par la transformation de Park [Bar-82], [Seg-81], [Gre-97].

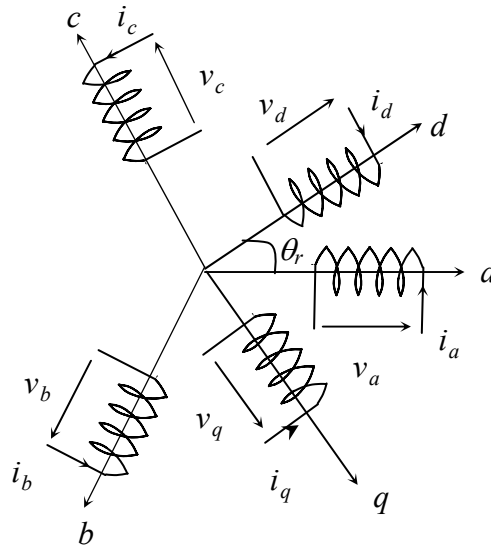


Figure 2.3 : Référentiel de Park.

La matrice de passage notée $P(\theta_r)$ est la suivante [Bar-82], [Seg-81], [Pil-88], [Pil-89] :

$$P(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

La transformation inverse de Park s'effectue par la matrice suivante [Pil-88], [Pil-89] :

$$P(\theta_r)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

tel que la position θ_r est définie par :

$$\theta_r = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau \quad (2.4)$$

2.2.5 MODELE DE LA MACHINE SYNCHRONE DANS LE REFERENTIEL DE PARK

La transformation de Park ramène les équations statoriques (2.1) dans un référentiel lié au rotor. Nous obtenons un schéma équivalent représenté à la figure (2.4) :

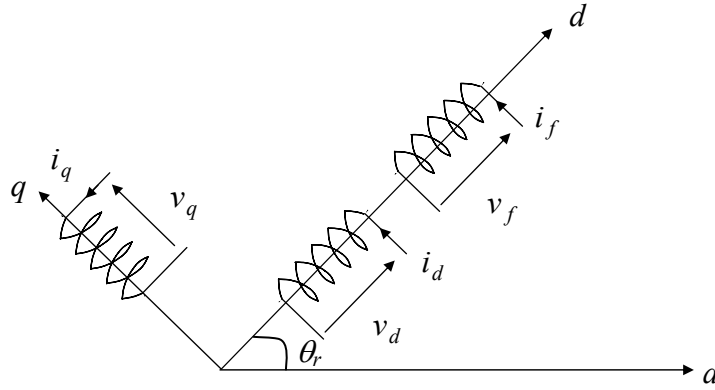


Figure 2.4 : Schéma équivalent de la machine synchrone dans le référentiel de Park.

La machine équivalente de la figure (2.4) est identique à une machine à courant continu ayant l'enroulement f comme inducteur et ayant deux induits en quadrature, l'induit d étant dans l'axe de l'inducteur f et l'induit q en quadrature avec f .

Le passage du système triphasé au système (d, q) lié au rotor (figure 2.4), se fait en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{aligned} [v_a \quad v_b \quad v_c]^T &= P(\theta_r)[v_d \quad v_q]^T \\ [i_a \quad i_b \quad i_c]^T &= P(\theta_r)[i_d \quad i_q]^T \\ [\Phi_a \quad \Phi_b \quad \Phi_c]^T &= P(\theta_r)[\Phi_d \quad \Phi_q]^T \end{aligned} \quad (2.5)$$

Les équations (2.1) prennent alors la forme suivante dans le référentiel de Park :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -p\Omega L_q & M_f s \\ p\Omega L_d & R_s + L_q s & p\Omega M_f \\ M_f s & 0 & R_f + L_f s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (M_f i_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.7)$$

Où :

$$\begin{aligned} L_d &= L_s - M_f + \frac{3}{2} L'_s \\ L_q &= L_s - M_f - \frac{3}{2} L'_s \end{aligned}$$

Dans un moteur synchrone à aimants permanents, le flux engendré par les aimants est constant. Le modèle de ce moteur s'obtient donc en posant i_f constant, nous obtenons les équations suivantes [Pil-88], [Liu-88], [Pil-89], [Mor-90] :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -p\Omega L_q \\ p\Omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p\Omega\Phi_f \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (2.9)$$

L'équation d'équilibre entre le couple moteur et le couple opposé par la partie mécanique du système a la forme suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_r - F_c \Omega \quad (2.10)$$

avec :

J représente l'inertie.

F_c est le coefficient de frottement dynamique.

T_r est le couple résistant.

Le schéma bloc représentant les équations (2.8), (2.9) et (2.10) est illustré à la figure (2.5).

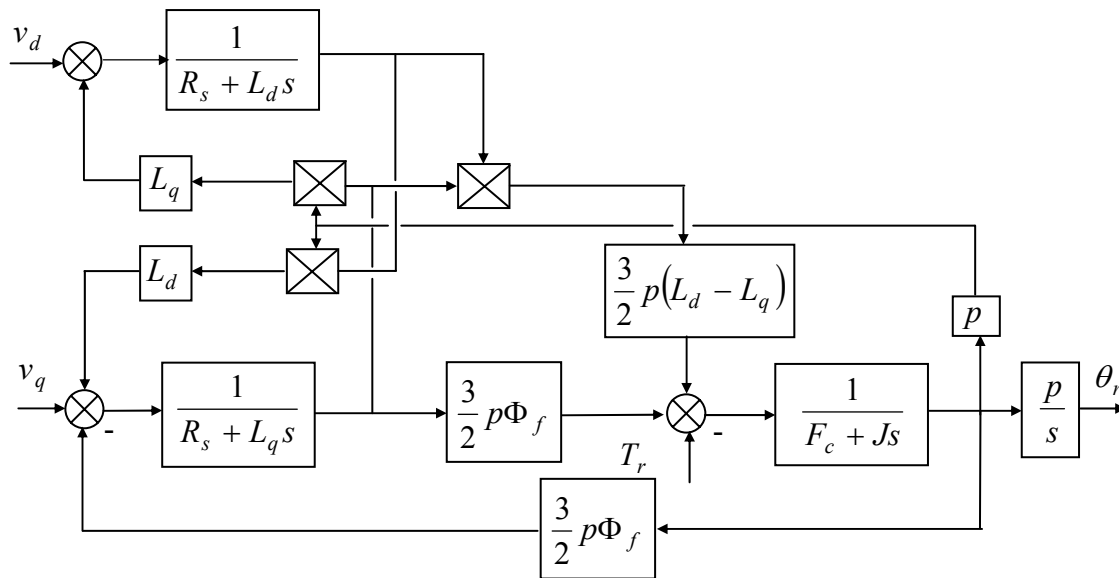


Figure 2.5 : Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents.

2.3 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE

La commande du moteur synchrone à aimants permanents nécessite une tension d'alimentation à fréquence variable. L'onduleur de tension à MLI (Modulation de largeur d'impulsions) permet de reconstituer les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe. Dans cette partie, nous

présentons la modélisation du convertisseur multicellulaire série destiné à alimenter en tension d'un moteur synchrone à aimants permanents.

2.3.1 INTERET DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX

Un convertisseur statique est dit «multiniveaux» lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multiniveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multiniveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est par conséquent d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multiniveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques [Aim-03] [Bar-96].

D'une manière générale, un convertisseur multiniveaux implique l'association de semi-conducteur et de sources de tensions capacitives. Le fonctionnement de ce type de convertisseur est alors basé sur l'idée de répartir les contraintes de tension (mise en série) ou de courants (mis en parallèle) sur les interrupteurs de puissance de façon à fournir en sortie des valeurs tensions / courants plus élevées. C'est là où réside l'un des majeurs avantages de l'utilisation des convertisseurs multiniveaux: les applications demandant de fortes puissances peuvent ainsi être réalisées avec des semi-conducteurs dimensionnés pour des puissances beaucoup plus réduites. Ainsi, la génération de plusieurs niveaux de tension permet de réduire considérablement le taux de distorsion harmonique en sortie du convertisseur. Dans le domaine de la variation de vitesse, ceci engendre une diminution des pertes harmoniques au niveau de la machine alimentée. D'autre part, ce type de topologie peut permettre d'éviter l'insertion d'un filtre en sortie du convertisseur statique ou tout au moins une réduction de son coût et de son volume puisque l'augmentation de la fréquence apparente de découpage permet d'augmenter la fréquence de coupure du filtre [Ben-03].

2.3.2 RAPPEL SUR LES STRUCTURES DES CONVERTISSEURS MULTINIVEAUX

De nombreuses topologies de convertisseurs multiniveaux ont déjà été imaginées et mises en oeuvre. Nous allons en présenter les principales.

a)- Les convertisseurs multiniveaux en cascade

En 1975, dans [Bar-75], les auteurs ont proposé un convertisseur multiniveaux en cascade qui consistait en la mise en série plusieurs ponts à deux niveaux monophasés; ces ponts étant connectés à des sources de tension continues séparées. La figure 2.6 montre le schéma de base d'un convertisseur N niveaux en cascade formée par l'association en série de $\frac{N-1}{2}$ ponts à deux niveaux. La tension V_s en sortie d'une telle structure est donnée par la somme des $\frac{N-1}{2}$ tensions en sortie de ces ponts.

Une autre alternative consiste à envisager de mettre en série plusieurs ponts monophasés alimentés par une même source de tension continue E_c (Figure 2.7) [Ben-03]. Cette structure est appelée polygonale et l'utilisation d'un transformateur d'isolement à la sortie de chaque pont est obligatoire pour connecter les sorties alternatives de chaque pont.

Il est à noter cependant que pour ces deux structures, l'encombrement (et par conséquent l'augmentation du coût) de l'installation restent des handicaps pénalisants. En effet, pour l'obtention d'une tension de sortie à N niveaux, il faudra disposer de $(N-1)/2$ pont monophasés par bras. Chaque pont doit être dimensionné pour le courant de charge et pour une tension continue égale à la valeur maximale de la tension en sortie du bras divisée par N (ceci est valable dans le cas des onduleurs polygonaux pour un rapport de transformation unitaire).

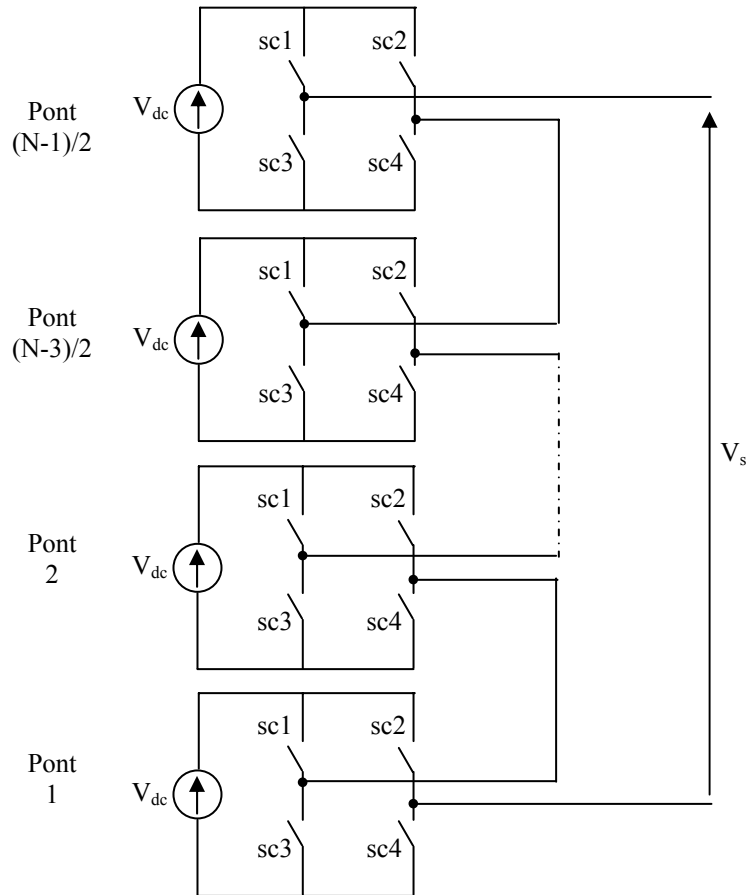


Figure 2.6 : Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade.

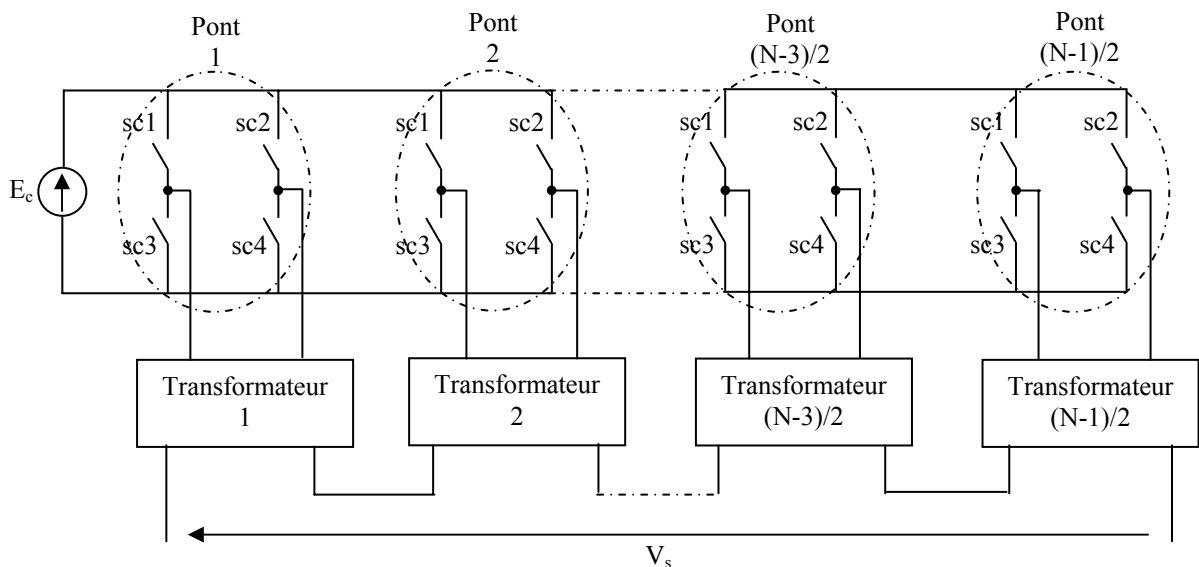


Figure 2.7 : Structure d'un convertisseur polygonal N niveaux.

b)- Les convertisseurs multiniveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped)

L'une des premières structures multiniveaux est apparue vers la fin des années 70 [Ben-01][Nab-81][Bar-79]. Cette structure, connue sous le nom de convertisseur clampé par le neutre, n'utilise pas de transformateur d'isolement et la répartition de la tension d'entrée continue sur les différents interrupteurs en série est assurée par les diodes (clamps) connectées à des points milieux capacitifs. La figure 2.8 présente la structure correspondant à un onduleur monophasé à N niveaux.

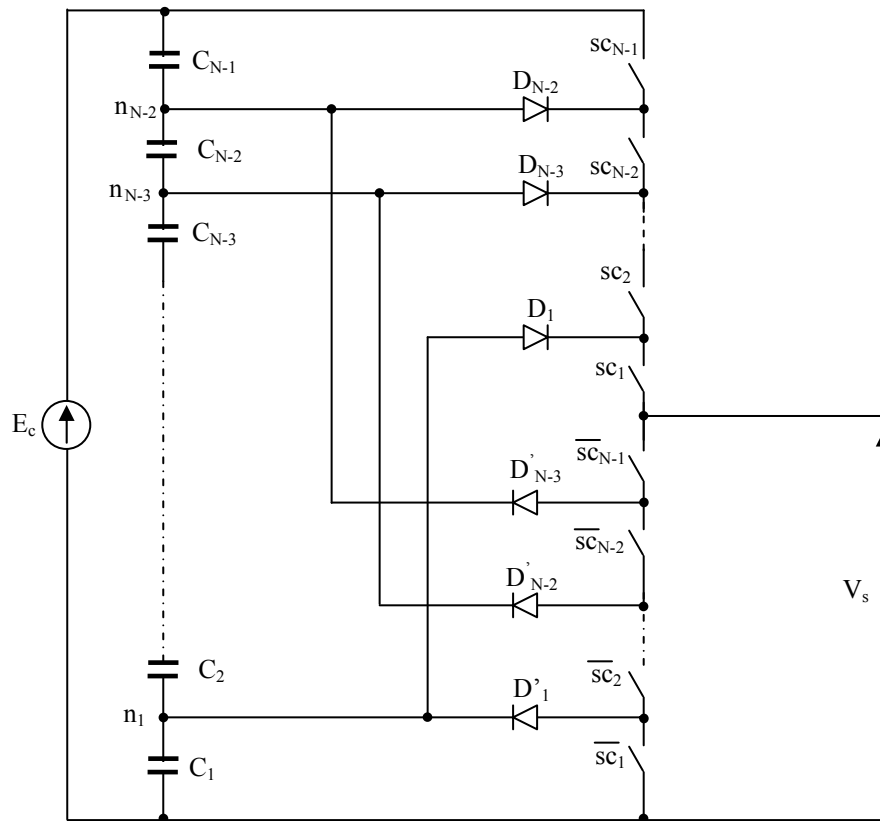


Figure 2.8 : Bras d'onduleur à structure NPC à N niveaux.

Une série de $N - 1$ condensateurs permet de créer un ensemble de $N - 2$ points milieux capacitifs ayant des potentiels de tension qui vont de $E_c / (N - 1)$, $2E_c / (N - 1)$, ... jusqu'à $(N - 2)E_c / (N - 1)$. Des niveaux de tension intermédiaires sur la tension de sortie du bras peuvent donc être créés en connectant chacun de ces points à la sortie, en agissant pour cela sur les signaux de commande $sc_1, \bar{sc}_1, sc_2, \bar{sc}_2, \dots, sc_{N-1}, \bar{sc}_{N-1}$, des interrupteurs de puissance.

Les avantages les plus importants de cette structure par rapport à la structure classique à 2 niveaux sont [Gut-01] :

- Amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie. Ainsi, le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie sera plus faible.
- Réduction de la contrainte de tension sur les interrupteurs (ceci est proportionnel au nombre de niveaux) et donc adapté pour les applications haute tension.

Par contre, les inconvénients de cette structure sont:

- Déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très

importantes. Afin d'assurer de bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de commande pour assurer la stabilité de cette tension. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important.

- La tension inverse des diodes est variable selon le point de potentiel de référence qu'elles fixent. Donc, il est nécessaire de connecter plusieurs diodes en série pour tenir la tension.

c)- Les convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriquées

Au début des années 90, une nouvelle structure de convertisseurs multiniveaux a été inventée [Ben-01][Ben-03][Car-96][Gat-97][Tac-98][Pin-00]. Cette structure est basée sur la mise en série de cellules de commutation entre lesquelles une source de tension flottante est insérée. Ces sources de tension flottantes sont réalisées par des condensateurs. La structure multicellulaire série peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur (avec un point milieu capacitif), en demi pont ou en pont complet. La figure 2.9 montre le schéma d'un bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux, constitué de $p=N-1$ cellules.

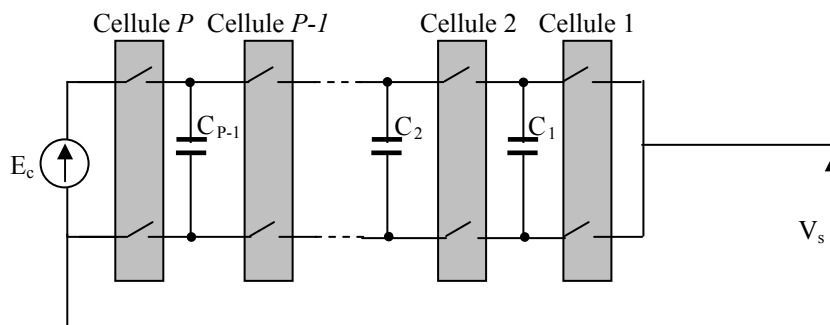


Figure 2.9 : Bras d'un convertisseur multicellulaire série à N niveaux.

Le premier avantage de ces convertisseurs est la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs. Les sources de tension flottantes imposent sur chaque cellule une contrainte en tension égale à E/P . Par contre, le calibre en courant des interrupteurs est identique à celui d'une structure classique : c'est le courant de la charge [Pin-00]. Les convertisseurs multicellulaires série permettent aussi d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie et permettent plus de flexibilité pour obtenir des différents niveaux de tension (par rapport à la structure NPC) [Gut-01]. D'autre part, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée.

2.3.3 PRINCIPE DE BASE D'UN CONVERTISSEUR SERIE

Afin d'étudier les propriétés des convertisseurs multicellulaires série en régime établi, nous allons faire un certain nombre d'hypothèses sur les interrupteurs et les sources qui sont utilisées.

- les interrupteurs sont idéalisés (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation nuls).
- Les interrupteurs étant parfaits, les temps morts sont supposés nuls.
- Les sources de tension et courant sont supposées parfaites. Cela signifie que l'impédance série d'une source de tension est nulle et que celle d'une source de courant est infinie.
- Le courant est considéré comme constant pendant une période de commutation.

2.3.3.1 DEFINITION D’UNE CELLULE ELEMENTAIRE DE COMMUTATION

Avant de définir la cellule de commutation, nous rappelons quelques règles fondamentales d’interconnexion des sources.

- Une source de tension ne doit jamais court-circuitée mais elle peut être ouverte.
- Une source de courant ne doit jamais être ouverte mais elle peut être court-circuitée.
- Il ne faut jamais connecter entre elles deux sources de même nature ; cela revient à dire qu’on ne peut connecter entre elles qu’une source de courant et une source de tension.

La figure 2.10 représente le schéma de principe d’une cellule élémentaire de commutation.

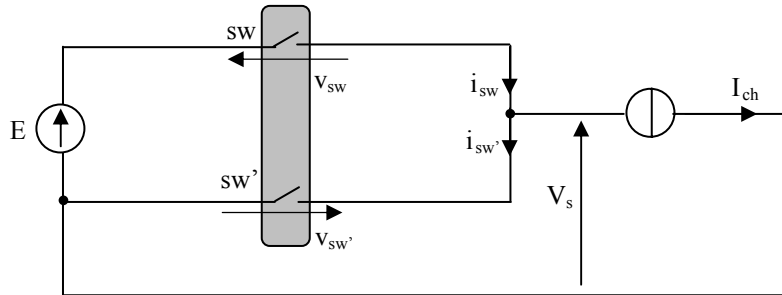


Figure 2.10 : Cellule élémentaire de commutation.

Afin de respecter les règles d’interconnexion de sources, les signaux de commande des interrupteurs « sw » et « sw’ » devront être de nature complémentaire. Ainsi, une cellule élémentaire de commutation ne peut présenter que deux états. Par convention, une cellule de commutation est dite à l’état « 1 » lorsque son interrupteur haut (respectivement bas) est passant (respectivement bloqué). Donc une cellule de commutation est dite à l’état « 0 » lorsque son interrupteur haut (respectivement bas) est bloqué (respectivement passant).

Les équations électriques représentant la cellule élémentaire de commutation de la figure 2.10 sont :

$$I_{ch} = i_{sw} - i_{sw'} \tag{2.10}$$

$$E = v_{sw} + v_{sw'} \tag{2.11}$$

$$v_s = E - v_{sw} \tag{2.12}$$

Le tableau 2.1 résume les caractéristiques électriques de la cellule élémentaire de commutation de la figure 2.10.

Etat	Etat « sc »	Etat « sc’ »	v_s	i_{sw}	$i_{sw'}$	v_{sw}	$v_{sw'}$
1	passant	bloqué	E	I_{ch}	0	0	E
0	bloqué	passant	0	0	$-I_{ch}$	E	0

Tableau 2.1 : Caractéristique électrique d’une cellule élémentaire de commutation.

Le rapport cyclique \mathfrak{R} associé à la cellule de commutation élémentaire correspond au rapport de la durée à l’état passant de l’interrupteur « sw » sur la période de découpage. Ceci est illustré à la figure 2.11 où $sc(t)$ représente le signal de commande de l’interrupteur « sw », T_{dec} la période de découpage et T_{on} la durée à l’état passant d’un interrupteur.

L'expression du rapport cyclique de la cellule élémentaire de commutation est définie par :

$$\mathfrak{R} = \frac{T_{on}}{T_{dec}} \quad (2.13)$$

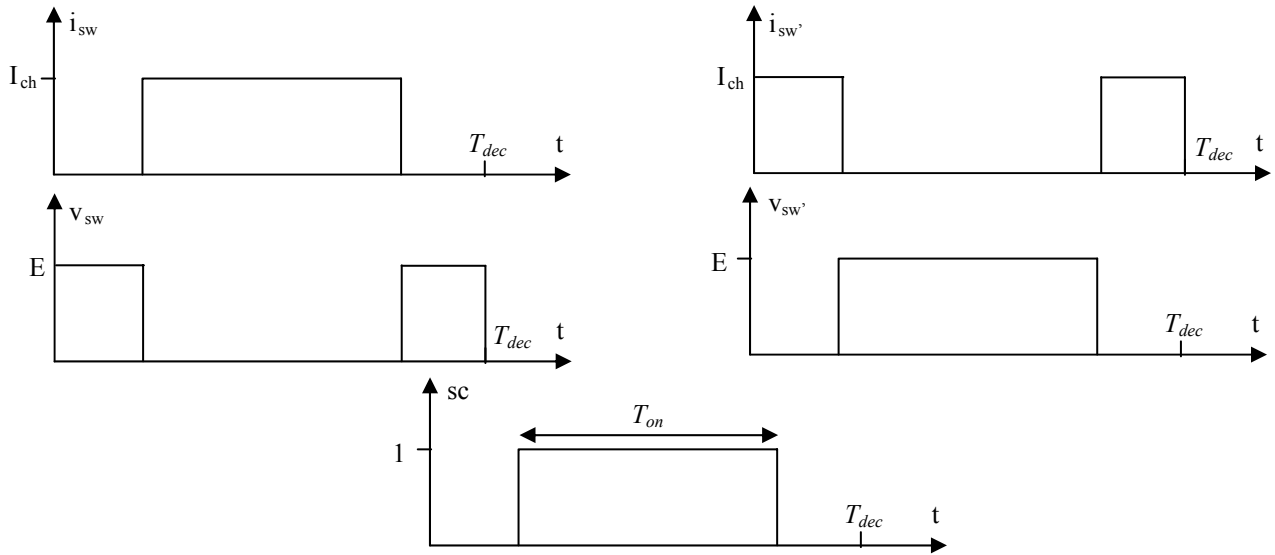


Figure 2.11 : Grandeurs électriques de la cellule élémentaire de commutation.

A partir de cette expression, nous pouvons définir les valeurs moyennes des différentes grandeurs électriques de la cellule élémentaire de commutation.

$$V_{sw} = (1 - \mathfrak{R})E \quad (2.14.a)$$

$$V_{sw'} = \mathfrak{R} E \quad (2.14.b)$$

$$I_{sw} = \mathfrak{R} I_{ch} \quad (2.14.c)$$

$$I_{sw'} = (1 - \mathfrak{R}) I_{ch} \quad (2.14.d)$$

où V_{sw} (respectivement $V_{sw'}$) représente la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'interrupteur « sw » (respectivement « sw' ») et I_{sw} (respectivement $I_{sw'}$) représente la valeur moyenne du courant circulant dans l'interrupteur « sw » (respectivement « sw' »).

Le modèle moyen d'une cellule élémentaire de commutation dans le cas où la cellule est à l'état haut, est représenté à la figure 2.12.

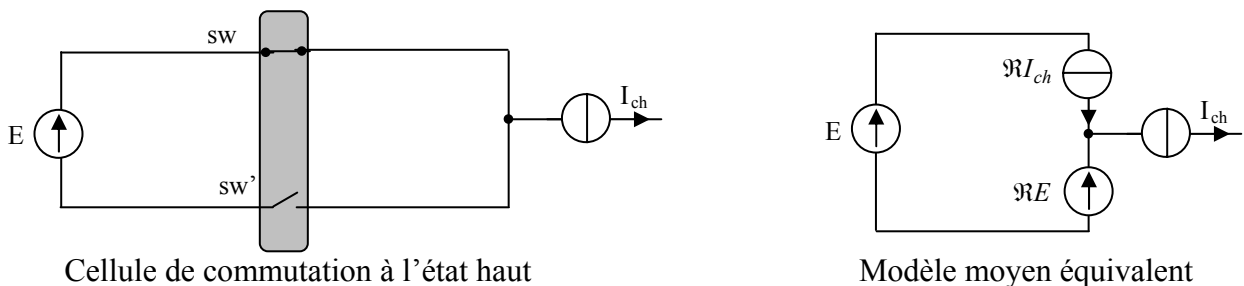


Figure 2.12 : modèle moyen d'une cellule élémentaire de commutation.

2.3.3.2 FONCTIONNEMENT EN HACHEUR

2.3.3.2.1 Modèle exact ou instantané

Le modèle exact ou instantané prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage et les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs [Tac-98]. Ce modèle est utilisé pour valider en simulation des lois de commande mises en œuvre à partir du modèle moyen.

La figure 2.13 présente un convertisseur multicellulaire série fonctionnant en hacheur dévolteur associé à une charge R-L. Ce convertisseur représente une association de p cellules de commutation. Chaque cellule est formée d'une paire d'interrupteur (sw, sw') dont l'état est complémentaire. L'ensemble des cellules constitue un bras. On remarque qu'entre chaque cellule est inséré un condensateur flottant.

La mise en équation de cette structure met en œuvre $(p-1)$ équations liées à l'évolution des tensions aux bornes des $(p-1)$ condensateurs flottants et une équation liée au courant de la charge.

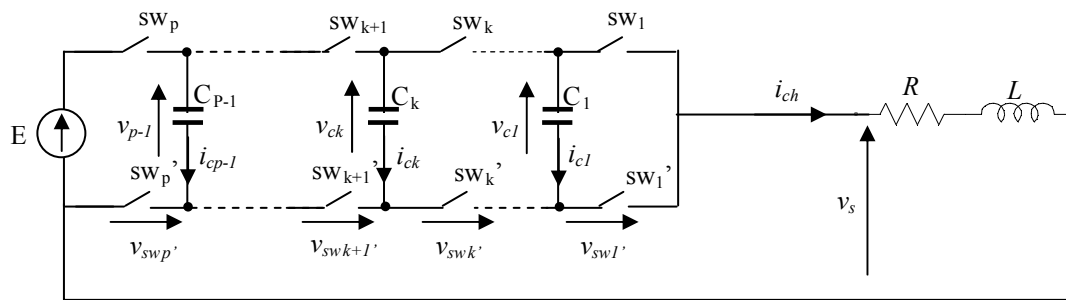


Figure 2.13 : Hacheur dévolteur à p cellules associé à une charge R-L.

Pour établir le modèle instantané de notre convertisseur, on prend deux cellules (sw_k-sw_k' et $sw_{k+1}-sw_{k+1}'$) avec leur condensateur flottant (C_k). L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_k est liée à l'évolution du courant i_{C_k} , ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes (cellule $k+1$ et cellule k) et du courant de charge i_{ch} .

Le courant de charge est fonction des signaux de commandes sc_{k+1} et sc_k :

$$i_{C_k} = (sc_{k+1} - sc_k) i_{ch} \quad (2.15)$$

La tension aux bornes du condensateur C_k est liée au courant i_{C_k} par :

$$i_{C_k} = C_k \frac{dv_{C_k}}{dt} \quad (2.16)$$

Donc, il vient :

$$\frac{dv_{C_k}}{dt} = \frac{(sc_{k+1} - sc_k)}{C_k} i_{ch} \quad (2.17)$$

Cette équation est généralisable aux $(p-1)$ condensateurs flottants.

D'après la loi des mailles, la tension de sortie v_s est la somme des tensions aux bornes des interrupteurs «sw'». Ces tensions sont définies par :

$$v_{swk'} = (v_{C_k} - v_{C_{k-1}})sc_k \quad (2.18)$$

D'où, la tension aux bornes de la charge v_s devient :

$$v_s = \sum_{k=1}^p v_{swk'} = \sum_{k=1}^p (v_{C_k} - v_{C_{k-1}})sc_k \quad (2.19)$$

avec $v_{C_0} = 0$ et $v_{C_p} = E$.

L'évolution du courant dans la charge est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{v_s}{L} - \frac{R}{L}i_{ch} \quad (2.20)$$

Par substitution de l'équation (2.19) dans l'équation (2.20), nous trouvons :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{(sc_1 - sc_2)}{L}v_{C_1} + \frac{(sc_2 - sc_3)}{L}v_{C_2} + \dots + \frac{(sc_{p-1} - sc_p)}{L}v_{C_{p-1}} + \frac{sc_p}{L}E - \frac{R}{L}i_{ch} \quad (2.21)$$

Le modèle instantané représentant un bras multicellulaire série à p cellules fonctionnant en hacheur-dévolteur associée à une charge R-L est regroupé dans le système d'équation 2.22.

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_1}}{dt} &= \frac{(sc_2 - sc_1)}{C_1}i_{ch} \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} &= \frac{(sc_3 - sc_2)}{C_2}i_{ch} \\ &\vdots \quad \quad \quad \vdots \\ \frac{dv_{C_{p-1}}}{dt} &= \frac{(sc_p - sc_{p-1})}{C_{p-1}}i_{ch} \\ \frac{di_{ch}}{dt} &= \frac{(sc_1 - sc_2)}{L}v_{C_1} + \frac{(sc_2 - sc_3)}{L}v_{C_2} + \dots + \frac{(sc_{p-1} - sc_p)}{L}v_{C_{p-1}} + \frac{sc_p}{L}E - \frac{R}{L}i_{ch} \end{aligned} \quad (2.22)$$

2.3.3.2.2 Fonctionnement optimal

Afin d'étudier le fonctionnement du convertisseur et l'effet des décalages des ordres de commande sur les formes d'ondes en sortie nous considérons pour simplifier le hacheur à deux cellules présenté sur la figure 2.14. Dans cette structure, la cellule 1 est celle qui est connectée à la charge.

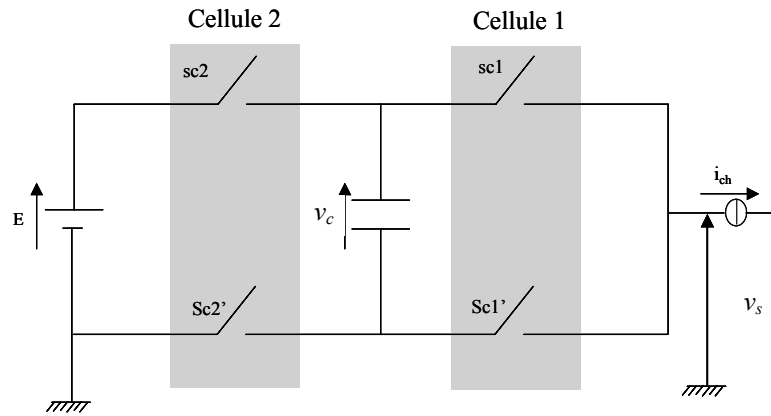


Figure 2.14 : Hacheur dévolteur à 2 cellules.

Pour simplifier l'étude on suppose que le condensateur est chargé et reste chargé à sa valeur d'équilibre $E/2$.

La figure 2.15 montre qu'il existe 4 configurations différentes selon les commandes des interrupteurs. Les configurations b et c, permettent d'avoir un niveau de tension supplémentaire de $E/2$ par rapport à une structure classique.

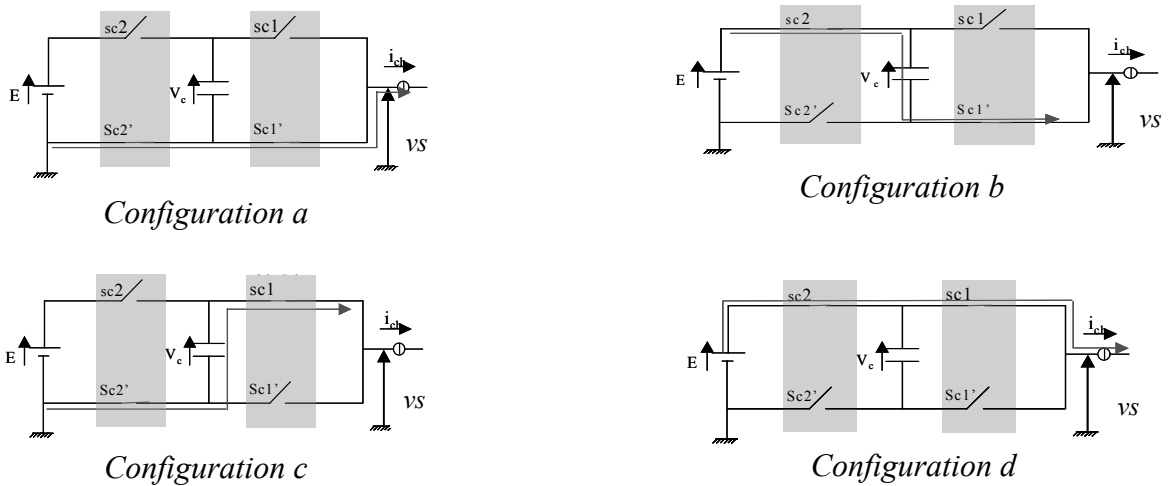
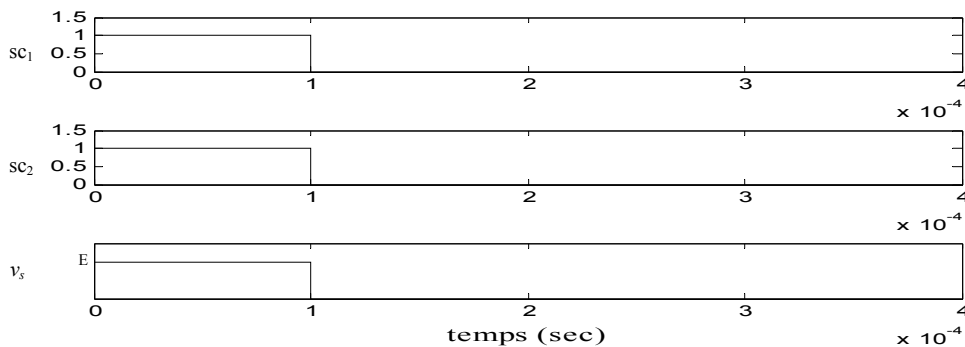
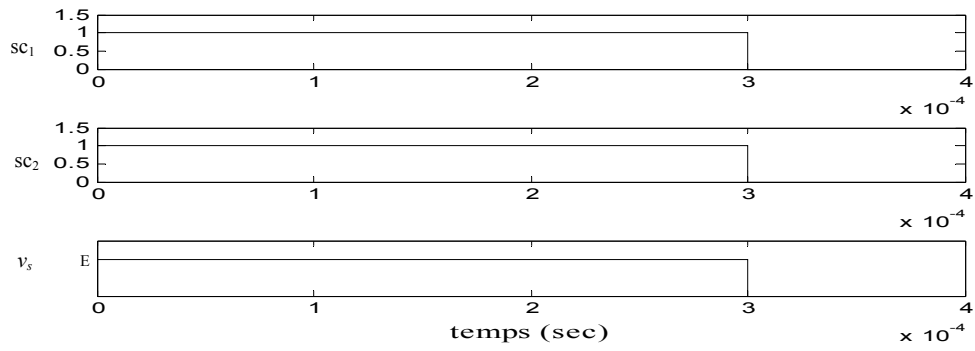


Figure 2.15 : Les configurations possibles d'un hacheur dévolteur à 2 cellules.

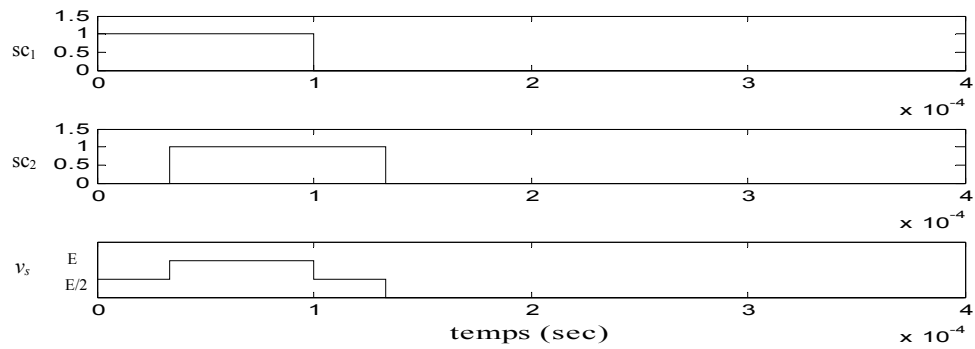
Dans la figure 2.16, nous avons présenté les séquences de commande des deux cellules sc_1 et sc_2 et la tension de sortie v_s obtenues pour les différents rapports cycliques et différents déphasages entre les commandes des cellules sur une période de découpage.



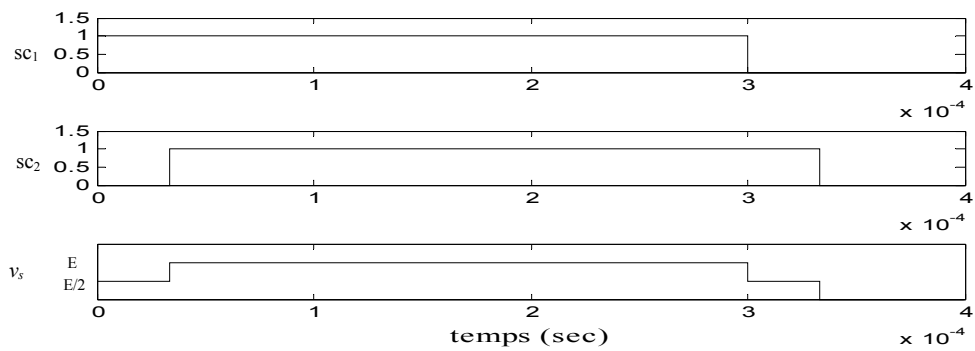
a)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\mathfrak{R} = 0.25$ et $\delta = 0$.



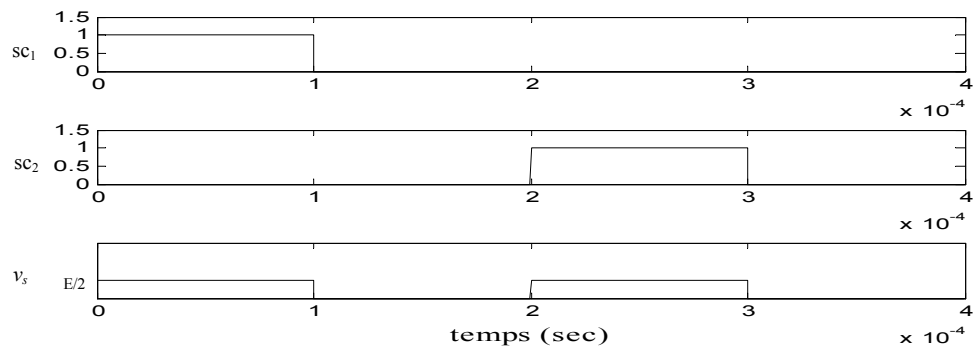
b)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\mathfrak{R} = 0.75$ et $\delta = 0$.



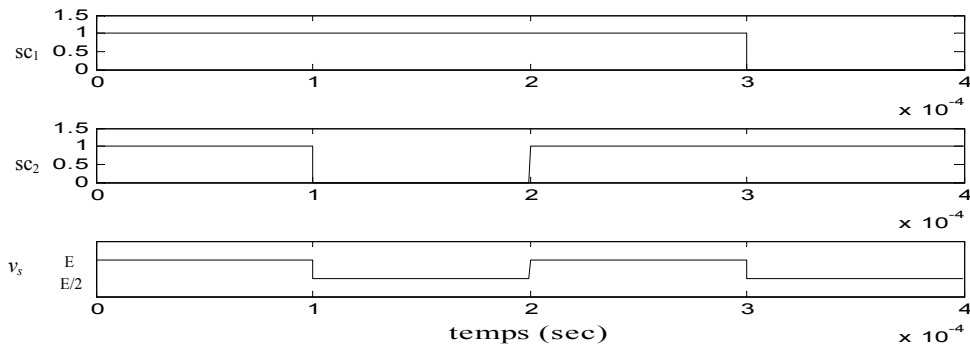
c)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\mathfrak{R} = 0.25$ et $\delta = \pi/6$.



d)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\mathfrak{R} = 0.75$ et $\delta = \pi/6$.



e)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\mathfrak{R} = 0.25$ et $\delta = \pi$.



f)- Séquences de commande et la tension de sortie pour $\mathfrak{R} = 0.75$ et $\delta = \pi$.

Figure 2.16 : Séquences de commande et la tension de sortie pour différents rapports cycliques et différents déphasages entre les commandes des cellules.

On remarque que pour un déphasage nul entre les signaux de commande et quelque soit le rapport cyclique, la tension de sortie oscille entre 0 et E . Ce type de fonctionnement est donc similaire en termes de formes d'onde, au cas d'un hacheur avec un seul interrupteur.

Lorsque l'on déphase légèrement les signaux de commande ($\pi/6$ dans notre exemple), on fait alors apparaître, quelque soit le rapport cyclique appliqué sur les cellules, les trois niveaux de tension ($0, E/2, E$). L'amplitude maximum des variations est donc toujours égale à E .

On remarque que pour un déphasage entre les signaux de commande de π , la tension vue par la charge oscille entre 0 et $E/2$ quand $\mathfrak{R} = 0.25$ et entre $E/2$ et E quand $\mathfrak{R} = 0.75$. Ceci démontre la possibilité de fonctionner aux multiniveaux. Un autre résultat très intéressant obtenu avec ce déphasage est que la fréquence apparente vue par la charge est le double de la fréquence de découpage des interrupteurs. On remarque également que l'amplitude de variation de la tension de sortie est divisée par deux.

De plus, les variations de déphasage n'influencent pas la valeur moyenne de la tension de sortie qui dépend uniquement de la tension d'alimentation et de la valeur du rapport cyclique commun à toutes les cellules.

Nous pouvons donc en tirer les propriétés suivantes en généralisant à p cellules de commutations [Gat-97] :

Propriété 1 : Pour un convertisseur multicellulaire série à p cellules de type hacheur, si on impose des rapports cycliques égaux et des déphasages réguliers de $2\pi/p$ entre les signaux de commande des cellules alors l'ondulation de la tension de sortie est divisée par p .

Propriété 2 : Pour un convertisseur multicellulaire série à p cellules de type hacheur, si on impose des déphasages réguliers de $2\pi/p$ entre les signaux de commande des cellules et si le rapport cyclique \mathfrak{R} est compris entre $(i-1)/p$ et i/p avec $i \in [1, \dots, p]$ alors la tension de sortie prendra les valeurs $(i-1)E/p$ et iE/p sur une période de hachage.

Propriété 3 : Pour un convertisseur à p cellules de type hacheur, si on impose des rapports cycliques égaux et des déphasages réguliers de $2\pi/p$ entre les signaux de commande des cellules alors la fréquence de commutation apparente de la tension de sortie est multipliée par p .

Propriété 4 : Dans le cas où le rapport cyclique est égale à k/p avec $k \in [1, \dots, p-1]$, la tension de sortie n'est plus découpée car quand une des cellules de commutation passe à l'état haut, une autre passe à l'état bas en même temps. Ceci implique une tension de sortie du bras égale à $k \frac{E}{p}$

2.3.3.2.3 Commande des interrupteurs par modulation de largeur l'impulsion (MLI)

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible [Aim-03]. Les ordres de commande de chaque cellule sc_k , dans le cas de la MLI naturelle, sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant (constant dans le cas d'un hacheur et sinusoïdal dans le cas d'un onduleur). La commande par MLI nécessite autant de porteuses triangulaires qu'il n'y a de cellules à commander. De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles par un angle δ .

Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés tr_k évoluant sur l'intervalle $[0,1]$ sont [Tac-98] :

$$\begin{aligned} tr_1 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\ tr_2 &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - \delta)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \\ &\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\ tr_p &= \frac{\arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi - (p-1)\delta)) + \frac{\pi}{2}}{\pi} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Si l'angle φ présent dans le système d'équations 2.23 est égale à $\frac{\pi}{2}$, le signal triangulaire sera centré sur la demi période de la porteuse (donc sur la demi période de découpage) [Tac-98].

2.3.3.2.4 Equilibrage des tensions aux bornes des condensateurs

Pour que les sources de tension flottantes imposent sur chaque interrupteur bloqué une contrainte en tension égale à E/P , il faut que chaque condensateur C_k est chargé à la tension $k \frac{E}{p}$ avec $k \in [1, \dots, p-1]$. Dans cette section on va voir comment assurer l'équilibrage en boucle ouverte de ces tensions.

2.3.3.2.4.1 Equilibrage naturel

Pour fonctionner correctement, le convertisseur multicellulaire a absolument besoin que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées à leur juste valeur $k \frac{E}{p}$.

Cet équilibrage des tensions flottantes s'effectue naturellement, selon un mécanisme qu'on va rappeler brièvement, à condition que les rapports cycliques soient identiques et que le

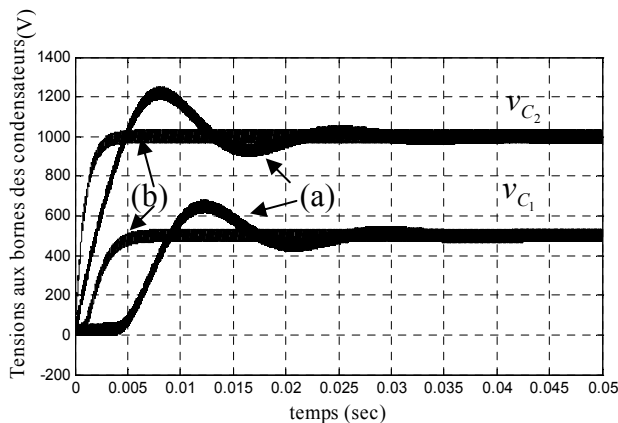
déphasage entre les signaux de commande soit égale à $2\pi/p$. Supposons qu'au moins l'une des tensions flottantes s'écarte de sa valeur souhaitée. La conséquence immédiate sera une altération des niveaux intermédiaires de la tension de sortie. En effet, la tension de bras (notée v_s) est une combinaison linéaire de la tension de bus continu (E) et des tensions flottantes ($v_{C_1}, v_{C_2}, \dots, v_{C_{p-1}}$) (équation 2.19). Dans un tel cas, le spectre de raies de la tension de sortie se trouve lui aussi dégradé. Il apparaît entre autres une raie harmonique à la fréquence f_{dec} , là où normalement la première famille harmonique se situe autour de $p \times f_{dec}$. Cette composante harmonique se retrouve dans le courant de sortie du convertisseur. C'est elle qui, en circulant à travers les condensateurs flottants, va rééquilibrer chaque tension flottante à $k \frac{E}{p}$ ($k = 1, 2, \dots, p-1$). Ceci

permet de mettre en évidence que l'équilibrage est lié à la composante alternative du courant de charge [Tac-98]. Bien sûr, pour que le phénomène de rééquilibrage se produise, il faut qu'il existe une relation de causalité entre la tension de sortie et le courant débité. Cet équilibrage n'est pas envisageable dans le cas d'un fonctionnement à vide.

Dans le cas d'une charge R-L, la dynamique d'équilibrage est conditionnée en partie [Tac-98] par la valeur de la constante de temps L/R de la charge régissant l'évolution du courant de charge i_{ch} . De plus, pour une résistance donnée, une valeur importante (respectivement faible) de l'inductance de charge L entraîne une dynamique d'équilibre lente (respectivement rapide).

La figure 2.17 montre l'influence de la valeur de l'inductance de charge L dans le cas d'un hacheur dévolteur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

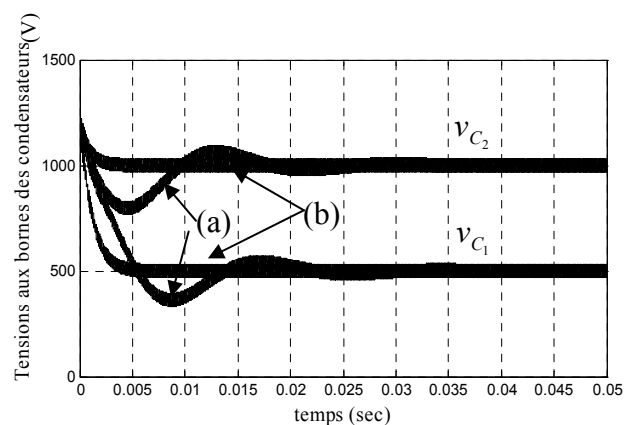
- La tension du bus continu $E = 1500V$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 10kHz$
- La résistance de charge $R = 10\Omega$
- Les capacités des sources flottantes $C_1 = C_2 = 40\mu F$
- Le rapport cyclique (identique sur les trois cellules) $\mathfrak{R} = 0.5$



(a) $L = 0.5 \text{ mH}$

(b) $L = 0.1 \text{ mH}$

Conditions initiales nulles



(a) $L = 0.5 \text{ mH}$

(b) $L = 0.1 \text{ mH}$

Conditions initiales non nulles

Figure 2.17 : Influence de l'inductance de charge sur l'équilibrage.

2.3.3.2.4.2 Equilibrage avec un circuit auxiliaire

Dans le paragraphe 2.3.3.2.4.1, nous avons énoncé que l'équilibrage naturel n'est pas envisageable dans le cas d'un fonctionnement à vide. Pour assurer le rééquilibrage quel que soit le point de fonctionnement, un circuit auxiliaire a été mis en œuvre. Ce circuit, correspondant à un circuit RLC série résonnant, est placé en parallèle sur la charge et interviendra uniquement en cas de déséquilibre [Lav-94]. La fréquence de résonance du circuit auxiliaire f_{aux} est choisie telle que l'impédance du circuit soit minimale pour les harmoniques à $k f_{dec}$ (k entier positif non multiple de p) et maximale pour les harmoniques à $k p f_{dec}$ [Tac-98]. Ainsi lors d'un déséquilibre, les harmoniques à $k f_{dec}$ apparaissant sur la tension de sortie créent des harmoniques de courant aux mêmes fréquences et d'amplitudes importantes (en raison de la faible impédance du circuit RLC pour ces fréquences). Ceci implique un rééquilibrage avec une dynamique satisfaisante [Tac-98].

Le nombre de circuits auxiliaires à mettre en œuvre est fonction du nombre de cellules du convertisseur car ce nombre fixe la bande passante comprise entre f_{dec} et $p f_{dec}$. Ainsi pour un convertisseur à trois cellules, un circuit RLC série accordé à la fréquence de découpage f_{dec} est suffisant. Par contre pour un convertisseur à sept cellules, trois circuits RLC en parallèle sur la charge accordés à f_{dec} , $2 f_{dec}$ et $3 f_{dec}$ seront nécessaires [Dav-97].

Pour montrer l'apport du circuit auxiliaire en matière de dynamique d'équilibrage, nous présentons sur la figure 2.18 deux essais en boucle ouverte avec et sans circuit auxiliaire dans le cas d'un hacheur à trois cellules ayant les caractéristiques suivantes :

- La tension du bus continu $E = 1500$ V
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 20$ kHz
- La résistance de charge $R = 10 \Omega$
- L'inductance de la charge $L = 0.5$ mH
- Les capacités des sources flottantes $C_1 = C_2 = 40 \mu\text{F}$
- Le rapport cyclique (identique sur les trois cellules) $\mathfrak{R} = 0.5$
- La résistance du circuit auxiliaire $R_{aux} = 10 \Omega$
- L'inductance du circuit auxiliaire $L_{aux} = 1.2$ mH
- Capacité du circuit auxiliaire $C_{aux} = 53$ nF
- Fréquence propre $f_{aux} = 20$ kHz
- Le facteur d'amortissement $\xi_{aux} = 0.03$

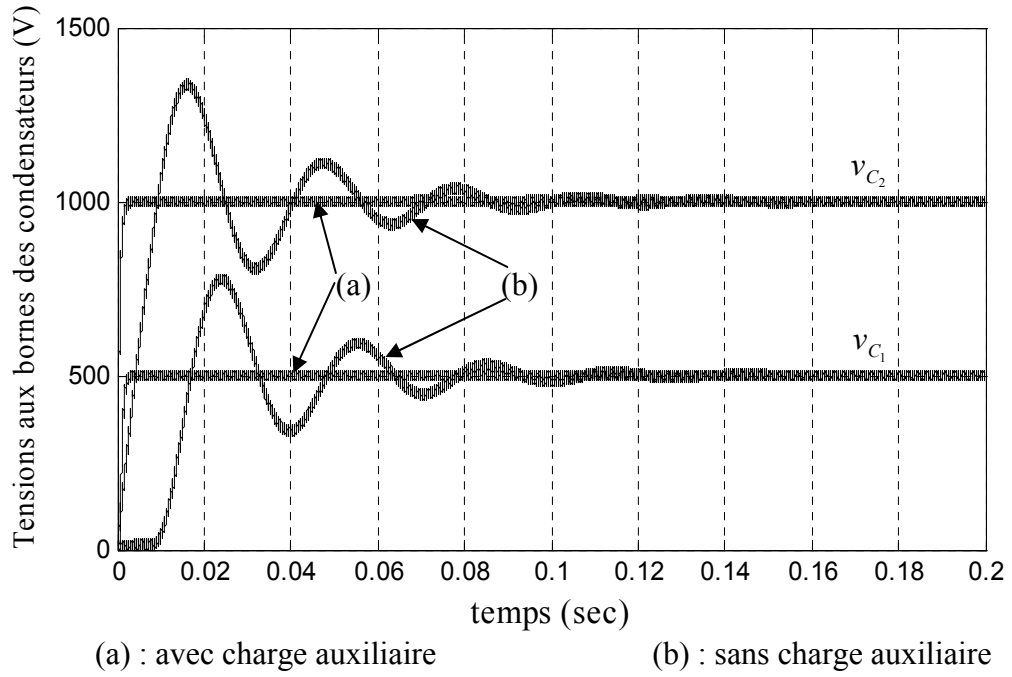


Figure 1.13 : Apport du circuit auxiliaire en boucle ouverte.

2.3.3.2.5 Modèle aux valeurs moyennes

L'inconvénient majeur de la représentation des convertisseurs multicellulaires série par le modèle exact est qu'elle est discontinue puisque avec les hypothèses posées (interrupteurs parfait), l'état des cellules passe de 0 à 1 en un temps nul [Gat-97].

Pour contourner ce problème, il est possible d'effectuer une modélisation aux valeurs moyennes du système en supposant faible la période de découpage par rapport aux constantes de temps mises en jeu dans le système.

Dans le modèle aux valeurs moyennes, chaque grandeur, dans le modèle exact, est remplacée par sa valeur moyenne sur la période de découpage. Ce modèle est continu et permet de faire la synthèse des lois de commande. Ainsi nous posons $V_{C_k} = \langle v_{C_k} \rangle$, $I_{C_k} = \langle i_{C_k} \rangle$, $I_{ch} = \langle i_{ch} \rangle$, $V_s = \langle v_s \rangle$ et $\mathfrak{R}_k = \langle sc_k \rangle$, avec $\langle v_{C_k} \rangle$, $\langle i_{C_k} \rangle$, $\langle i_{ch} \rangle$, $\langle v_s \rangle$ et $\langle sc_k \rangle$ sont respectivement les valeurs moyennes sur une période de découpage des grandeurs v_{C_k} , i_{C_k} , i_{ch} , v_s et S_k . Le modèle aux valeurs moyennes devient :

$$\begin{aligned}
 \frac{dV_{C_1}}{dt} &= \frac{(\mathfrak{R}_2 - \mathfrak{R}_1)}{C_1} I_{ch} \\
 \frac{dV_{C_2}}{dt} &= \frac{(\mathfrak{R}_3 - \mathfrak{R}_2)}{C_2} I_{ch} \\
 &\vdots \quad \quad \quad \vdots \\
 \frac{dV_{C_{p-1}}}{dt} &= \frac{(\mathfrak{R}_p - \mathfrak{R}_{p-1})}{C_{p-1}} I_{ch} \\
 \frac{dI_{ch}}{dt} &= \frac{(\mathfrak{R}_1 - \mathfrak{R}_2)}{L} V_{C_1} + \frac{(\mathfrak{R}_2 - \mathfrak{R}_3)}{L} V_{C_2} + \dots + \frac{(\mathfrak{R}_{p-1} - \mathfrak{R}_p)}{L} V_{C_{p-1}} + \frac{\mathfrak{R}_p}{L} E - \frac{R}{L} I_{ch}
 \end{aligned} \tag{2.24}$$

2.3.3.3 FONCTIONNEMENT EN ONDULEUR

2.3.3.3.1 Commande des interrupteurs par modulation de largeur l'impulsion (MLI)

Comme on l'a vu dans le fonctionnement en hacheur, nous devons générer les ordres de commande pour les différentes cellules de l'association. Ces ordres de commande devront être déphasés entre eux de $2\pi/p$ (pour avoir un fonctionnement optimal). Plusieurs solutions sont à notre disposition et nous allons présenter la plus simple et la plus facile d'utilisation en pratique, c'est la MLI naturelle.

Dans la MLI naturelle, les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire de fréquence f_p et le signal modulant sinusoïdal de fréquence f_{mod} . Les équations permettant de générer les signaux triangulaires notés tr_k évoluant sur l'intervalle [-1,1] sont :

$$\begin{aligned}
 tr_1 &= \frac{\pi}{2} \arcsin(\sin(2\pi f_p t - \varphi)) \\
 tr_2 &= \frac{\pi}{2} \arcsin\left(\sin\left(2\pi f_p t - \varphi - \frac{2\pi}{p}\right)\right) \\
 &\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\
 tr_p &= \frac{\pi}{2} \arcsin\left(\sin\left(2\pi f_p t - \varphi - (p-1)\frac{2\pi}{p}\right)\right)
 \end{aligned}
 \tag{2.25}$$

L'angle φ sera choisi égale à $\pi/2$ comme nous l'avons vu dans le cas d'un fonctionnement en hacheur.

La comparaison entre les signaux triangulaires tr_k et les modulantes, notées mod_k , permet d'obtenir les ordres de commande sc_k :

- si $mod_k \geq tr_k \Rightarrow sc_k = 1$
- si $mod_k \leq tr_k \Rightarrow sc_k = 0$

2.3.3.3.2 Onduleur à point milieu

L'onduleur à point milieu capacitif est un cas intéressant puisqu'à partir d'une structure hacheur comme le montre la figure 2.19, on alimente la charge par une entrée à point milieu ce qui nous permet cette fois de fonctionner en onduleur. Pour établir le modèle instantané on suppose que le point milieu est idéal (Ondulation de tension nulle).

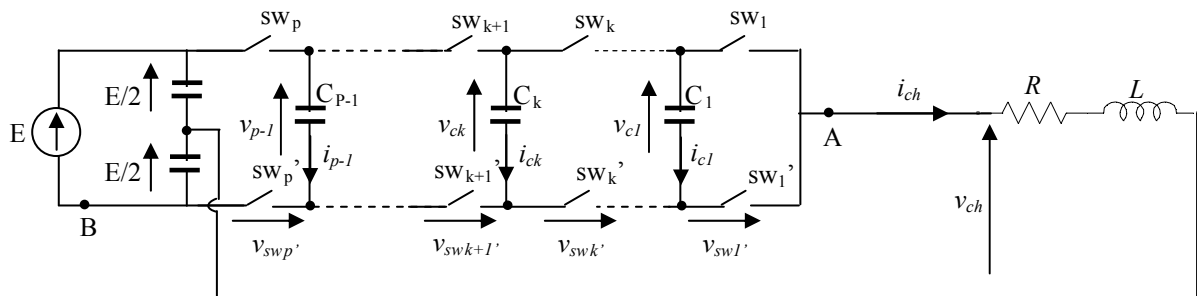


Figure 2.19 : Onduleur multicellulaire série à point milieu capacitif.

La tension aux bornes de la charge v_{ch} s'écrit :

$$v_{ch} = v_s - \frac{E}{2} = Ri_{ch} + L \frac{di_{ch}}{dt} - \frac{E}{2} \quad (2.26)$$

Avec $v_s = v_{AB}$.

En tenant compte l'équation (1.11), l'expression de l'évolution du courant i_{ch} devient :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{(sc_1 - sc_2)}{L} v_{C_1} + \frac{(sc_2 - sc_3)}{L} v_{C_2} + \dots + \frac{(sc_{p-1} - sc_p)}{L} v_{C_{p-1}} + \frac{sc_p}{L} E - \frac{R}{L} i_{ch} - \frac{1}{2L} E \quad (2.27)$$

L'évolution des tensions aux bornes des condensateurs est régie par l'équation (2.17). Ainsi le modèle instantané d'un onduleur multicellulaire série à point milieu est donné par :

$$\begin{aligned} \frac{dv_{C_1}}{dt} &= \frac{(sc_2 - sc_1)}{C_1} i_{ch} \\ \frac{dv_{C_2}}{dt} &= \frac{(sc_3 - sc_2)}{C_2} i_{ch} \\ &\vdots \\ \frac{dv_{C_{p-1}}}{dt} &= \frac{(sc_p - sc_{p-1})}{C_{p-1}} i_{ch} \\ \frac{di_{ch}}{dt} &= \frac{(sc_1 - sc_2)}{L} v_{C_1} + \frac{(sc_2 - sc_3)}{L} v_{C_2} + \dots + \frac{(sc_{p-1} - sc_p)}{L} v_{C_{p-1}} + \frac{sc_p}{L} E - \frac{R}{L} i_{ch} - \frac{1}{2L} E \end{aligned} \quad (2.28)$$

Sur la figure 2.20 nous présentons les résultats de simulation concernant un onduleur multicellulaire série à 4 cellules à point milieu, alimentant une charge RL, dont les caractéristiques sont :

- La tension d'alimentation $E = 1200$ V
- Les valeurs des condensateurs $C_1 = C_2 = C_3 = 40 \mu\text{F}$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 16$ kHz
- La résistance de charge $R = 10 \Omega$
- L'inductance de charge $L = 0.5$ mH
- La fréquence de la modulante $f_{mod} = 500$ Hz

Les signaux de commande sont obtenus par modulation de largeur d'impulsions par la technique MLI naturelle et la modulante mod_k est sinusoïdale :

$$mod_k = r \sin(2\pi f_{mod} t) \quad (2.29)$$

Avec r représente la profondeur de modulation comprise entre 0 et 1. Dans notre application, nous avons choisi $r = 0.9$.

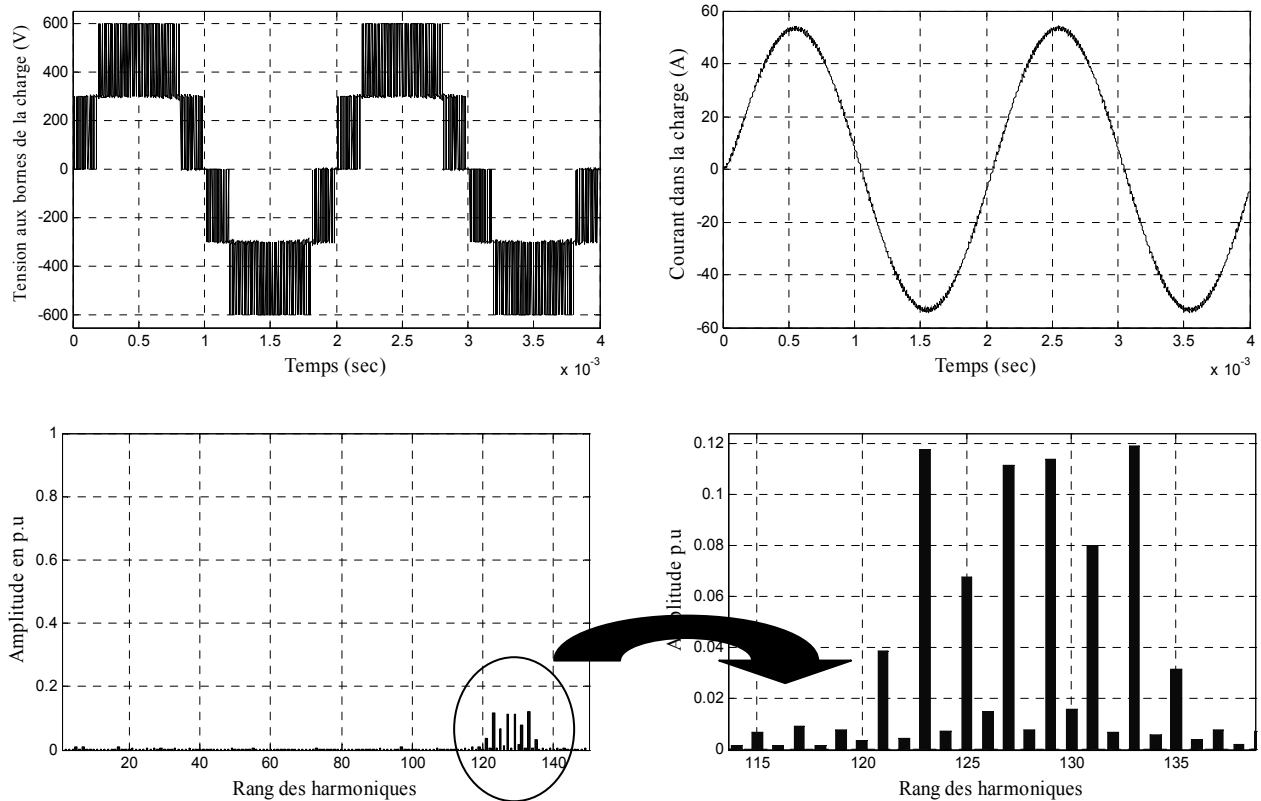


Figure 2.20 : Spectre d'harmonique et l'évolution du courant et de la tension aux bornes de la charge.

On remarque que la tension aux bornes de la charge évolue entre les tensions $-E/2$ et $E/2$. Le fondamental de cette tension est en phase avec la modulante et sa fréquence est identique à la fréquence f_{mod} . Le courant dans la charge présente un déphasage par rapport à la modulante, qui est introduit par la charge. On remarque aussi que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de pmf_{mod} (dans notre cas on a $m = 16000/500 = 32$ et $p = 4$, donc $pm = 128$).

L'inconvénient de ce type de structure est que la tension de sortie ne peut atteindre que la moitié de la tension d'entrée E , puisque la charge est connectée au point milieu de l'alimentation. On résout ce problème en utilisant un onduleur en pont complet monophasé.

2.3.3.3 Onduleur monophasé en pont complet

La structure d'un onduleur multicellulaire série monophasé en pont complet est représentée sur la figure 2.21. Cette structure contient deux bras, le premier bras est caractérisé par les condensateurs $C_{1,1}, C_{2,1}, \dots, C_{p-1,1}$. Tandis que, le deuxième bras est caractérisé par les condensateurs $C_{1,2}, C_{2,2}, \dots, C_{p-1,2}$.

Les équations qui régissent le fonctionnement du premier bras sont :

$$\begin{aligned}
 \frac{dv_{C_{1,1}}}{dt} &= \frac{(sc_{2,1} - sc_{1,1})}{C_{1,1}} i_{ch} \\
 \frac{dv_{C_{2,1}}}{dt} &= \frac{(sc_{3,1} - sc_{2,1})}{C_{2,1}} i_{ch} \\
 &\vdots \quad \quad \quad \vdots \\
 \frac{dv_{C_{p-1,1}}}{dt} &= \frac{(sc_{p,1} - sc_{p-1,1})}{C_{p-1,1}} i_{ch}
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

Le fonctionnement du deuxième bras est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 \frac{dv_{C_{1,2}}}{dt} &= \frac{(sc_{2,2} - sc_{1,2})}{C_{1,2}} i_{ch} \\
 \frac{dv_{C_{2,2}}}{dt} &= \frac{(sc_{3,2} - sc_{2,2})}{C_{2,2}} i_{ch} \\
 &\vdots \quad \quad \quad \vdots \\
 \frac{dv_{C_{p-1,2}}}{dt} &= \frac{(sc_{p,2} - sc_{p-1,2})}{C_{p-1,2}} i_{ch}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

La tension aux bornes de la charge est exprimée par :

$$v_{ch} = v_{s1} - v_{s2} \tag{2.32}$$

Avec :

$$v_{s1} = v_{AM} = (sc_{1,1} - sc_{2,1})v_{C_{1,1}} + (sc_{2,1} - sc_{3,1})v_{C_{2,1}} + \dots + (sc_{p-1,1} - sc_{p,1})v_{C_{p-1,1}} + sc_{p,1}E \tag{2.33}$$

$$v_{s2} = v_{BM} = (sc_{1,2} - sc_{2,2})v_{C_{1,2}} + (sc_{2,2} - sc_{3,2})v_{C_{2,2}} + \dots + (sc_{p-1,2} - sc_{p,2})v_{C_{p-1,2}} + sc_{p,2}E \tag{2.34}$$

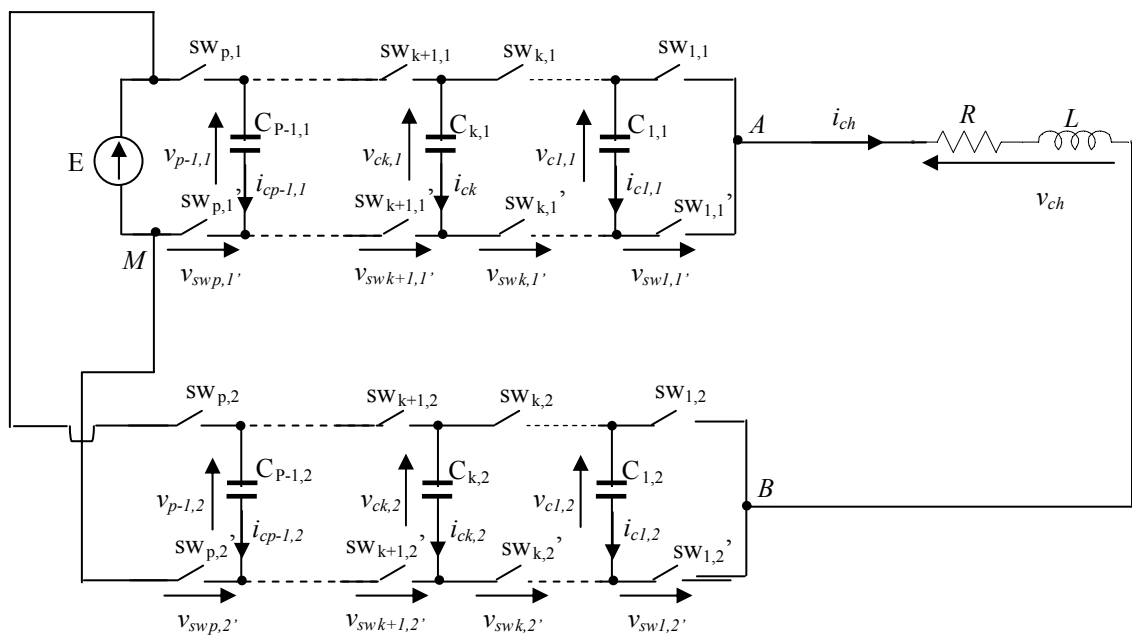


Figure 2.21 : Onduleur monophasé multicellulaire série en pont complet.

La figure 2.22 montre les résultats de simulation d'un onduleur monophasé multicellulaire série à 4 cellules en pont complet, alimentant une charge RL, dont les caractéristiques sont :

- La tension d'alimentation $E = 1200 \text{ V}$
- Les valeurs des condensateurs $C_1 = C_2 = C_3 = 40 \mu\text{F}$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 16 \text{ kHz}$
- La résistance de charge $R = 10 \Omega$
- L'inductance de charge $L = 0.5 \text{ mH}$
- La fréquence de la modulante $f_{mod} = 500 \text{ Hz}$

Les signaux de commande sont obtenus par modulation de largeur d'impulsions par la technique MLI naturelle. Les deux modulantes mod_1 (pour le premier bras) et mod_2 (pour le deuxième bras) sont données par :

$$mod_1 = 0.9 \sin(2\pi f_{mod} t) \quad (2.35)$$

$$mod_2 = 0.9 \sin(2\pi f_{mod} t - \pi) \quad (2.36)$$

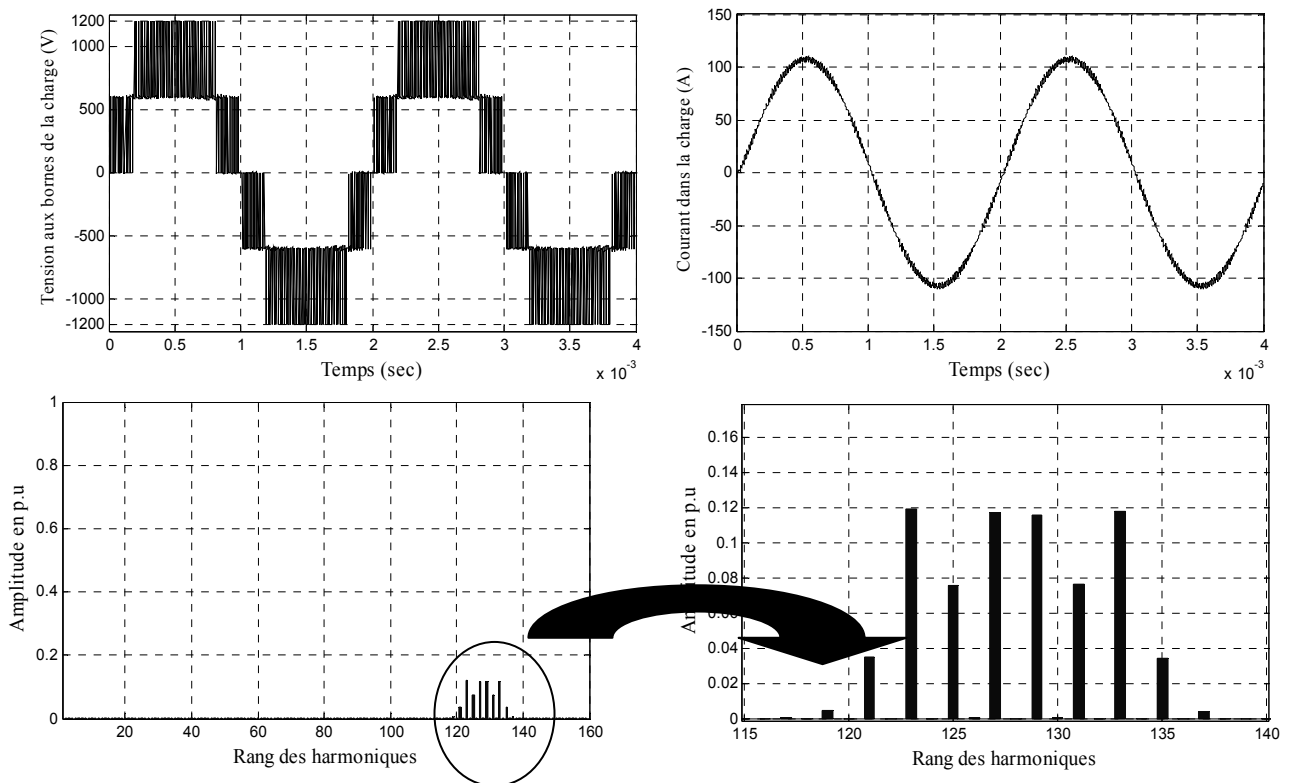


Figure 2.22 : Spectre d'harmoniques et l'évolution du courant et de la tension aux bornes de la charge, alimentée par un onduleur monophasé multicellulaire série 4 cellules en pont complet.

D'après la figure 2.22 on remarque que la tension aux bornes de la charge varie entre les tensions $-E$ et E . Le fondamental de cette tension est en phase avec la modulante et sa fréquence est identique à la fréquence f_{mod} . Le courant dans la charge présente un déphasage par rapport à la modulante, ce déphasage dépend de la charge, et les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $pm f_{mod}$.

2.3.3.3.4 Onduleur multicellulaire série triphasé

La structure d'un onduleur multicellulaire série triphasé est composée de trois bras multicellulaires, comme le montre la figure 1.18. En notant l'indice de la phase 'j' ($j = a, b, c$), on a la notation suivante :

- $sc_{i,j}$ pour la commande de la cellule i du bras j
- $v_{C_{i,j}}$ pour la tension du condensateur i du bras j

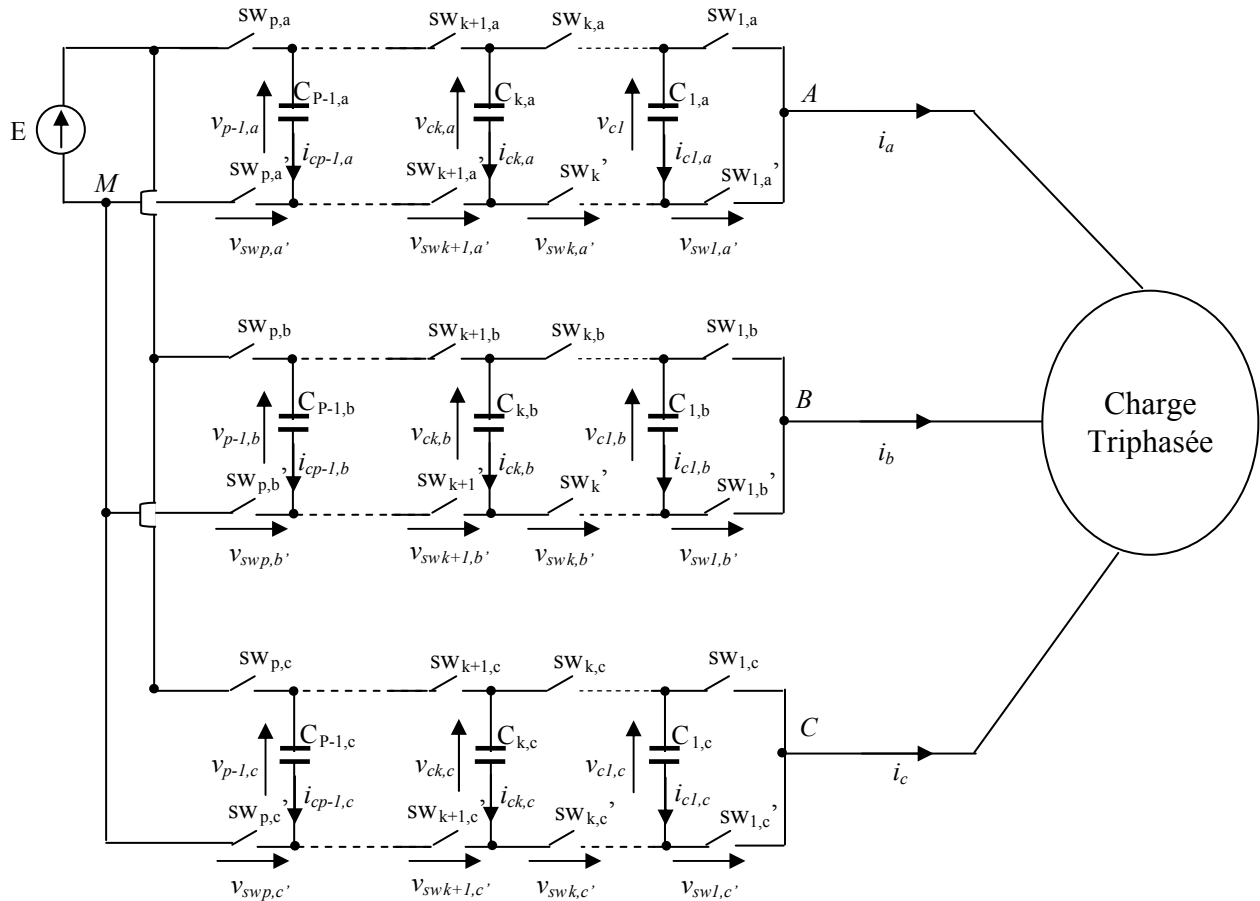


Figure 2.23 : Structure d'un onduleur triphasé multicellulaire série.

Le fonctionnement des trois bras est régi par les équations suivantes :

- Pour le bras a :

$$\begin{aligned}
 \frac{dv_{C_{1,a}}}{dt} &= \frac{(sc_{2,a} - sc_{1,a})}{C_{1,a}} i_a \\
 \frac{dv_{C_{2,a}}}{dt} &= \frac{(sc_{3,a} - sc_{2,a})}{C_{2,a}} i_a \\
 &\vdots \quad \quad \quad \vdots \\
 \frac{dv_{C_{p-1,a}}}{dt} &= \frac{(sc_{p,a} - sc_{p-1,a})}{C_{p-1,a}} i_a
 \end{aligned}
 \tag{2.37}$$

- Pour le bras b :

$$\begin{aligned}
\frac{d v_{C_{1,b}}}{dt} &= \frac{(sc_{2,b} - sc_{1,b})}{C_{1,b}} i_b \\
\frac{d v_{C_{2,b}}}{dt} &= \frac{(sc_{3,b} - sc_{2,b})}{C_{2,b}} i_b \\
&\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\
\frac{d v_{C_{p-1,b}}}{dt} &= \frac{(sc_{p,b} - sc_{p-1,b})}{C_{p-1,b}} i_b
\end{aligned} \tag{2.38}$$

- Pour le bras c :

$$\begin{aligned}
\frac{d v_{C_{1,c}}}{dt} &= \frac{(sc_{2,c} - sc_{1,c})}{C_{1,c}} i_c \\
\frac{d v_{C_{2,c}}}{dt} &= \frac{(sc_{3,c} - sc_{2,c})}{C_{2,c}} i_c \\
&\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\
\frac{d v_{C_{p-1,c}}}{dt} &= \frac{(sc_{p,c} - sc_{p-1,c})}{C_{p-1,c}} i_c
\end{aligned} \tag{2.39}$$

Les tensions aux bornes de la charge sont données par :

$$\begin{aligned}
v_a &= (2v_{AM} - v_{BM} - v_{CM})/3 \\
v_b &= (-v_{AM} + 2v_{BM} - v_{CM})/3 \\
v_c &= (-v_{AM} - v_{BM} + 2v_{CM})/3
\end{aligned} \tag{2.40}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
v_{AM} &= (sc_{1,a} - sc_{2,a})v_{C_{1,a}} + (sc_{2,a} - sc_{3,a})v_{C_{2,a}} + \dots + (sc_{p-1,a} - sc_{p,a})v_{C_{p-1,a}} + sc_{p,a}E \\
v_{BM} &= (sc_{1,b} - sc_{2,b})v_{C_{1,b}} + (sc_{2,b} - sc_{3,b})v_{C_{2,b}} + \dots + (sc_{p-1,b} - sc_{p,b})v_{C_{p-1,b}} + sc_{p,b}E \\
v_{CM} &= (sc_{1,c} - sc_{2,c})v_{C_{1,c}} + (sc_{2,c} - sc_{3,c})v_{C_{2,c}} + \dots + (sc_{p-1,c} - sc_{p,c})v_{C_{p-1,c}} + sc_{p,c}E
\end{aligned} \tag{2.41}$$

La figure 2.24 présente les résultats de simulation d'un onduleur triphasé multicellulaire série à quatre cellules (cinq niveaux) alimentant une charge R-L triphasée ($R = 10 \Omega$ et $L = 1 \text{ mH}$). L'onduleur est caractérisé par :

- La tension d'alimentation $E = 1200 \text{ V}$
- Les valeurs des condensateurs $C_1 = C_2 = C_3 = 40 \mu\text{F}$
- La fréquence de découpage $f_{dec} = 16 \text{ kHz}$
- La résistance de charge $R = 10 \Omega$
- L'inductance de charge $L = 0.5 \text{ mH}$
- La fréquence des modulantes $f_{mod} = 500 \text{ Hz}$

L'onduleur est commandé par la technique MLI naturelle, et les trois modulantes mod_1 (pour le premier), mod_2 (pour le deuxième bras) et mod_3 (pour le troisième bras) sont données par :

$$\begin{aligned} mod_1 &= 0.9 \sin(2\pi f_{mod} t) \\ mod_2 &= 0.9 \sin\left(2\pi f_{mod} t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ mod_3 &= 0.9 \sin\left(2\pi f_{mod} t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.42)$$

Le spectre d'harmonique présenté sur la figure 2.24 montre que les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $p m f_{mod}$ (dans notre cas on a $m = 18000/500 = 36$ et $p = 4$, donc $p m = 144$).

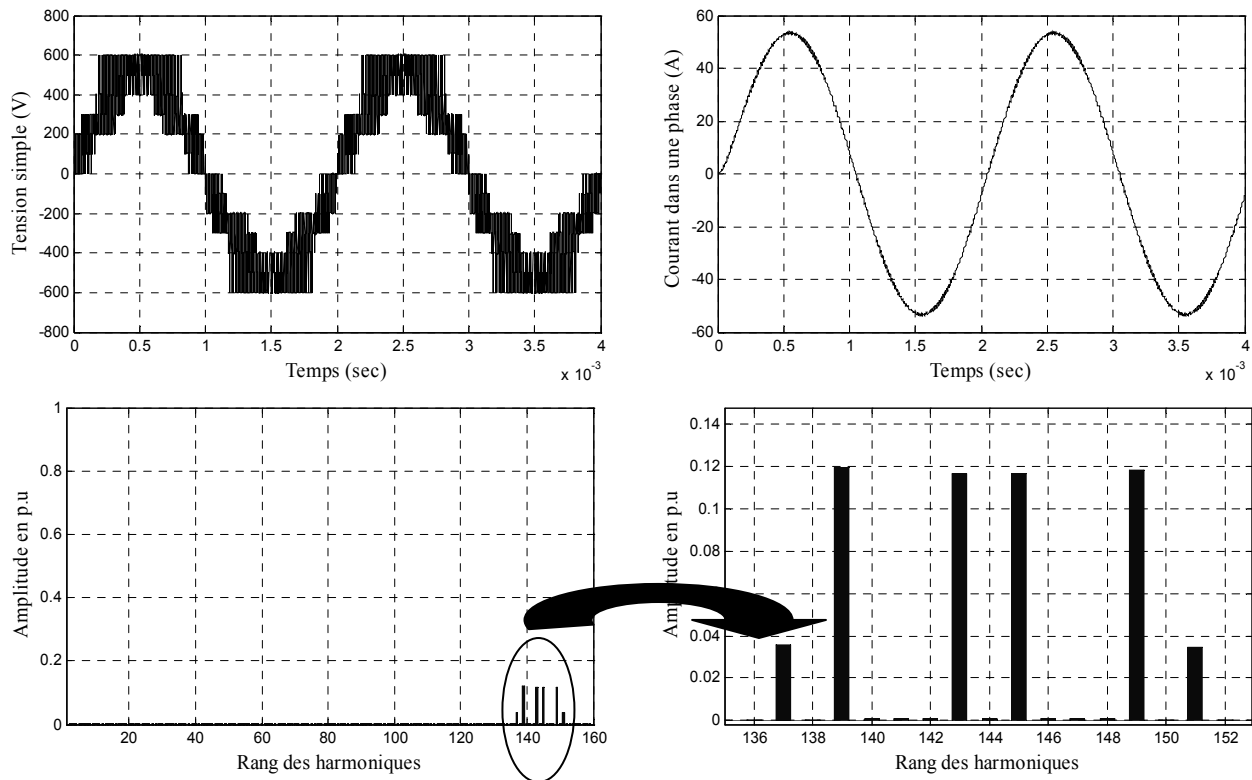


Figure 2.24 : Spectre d'harmoniques et formes du courant et de la tension d'une charge R-L triphasée, alimentée par un onduleur triphasé multicellulaire série 4 cellules.

2.3.3.4 COMMANDE DIRECTE DES CONVERTISSEURS MULTICELLULAIRES SERIE

Les méthodes de commande basées sur la modulation des largeurs d'impulsion (MLI) se basent sur le changement des valeurs moyennes des tensions par un contrôle en durée de commutations. Or, pour certaines applications, ces méthodes de contrôle ne sont pas adaptées (comme dans le cas de la DTC), où la sélection des séquences de commande appliquées au convertisseur statique se fait d'une manière directe. Pour résoudre ce problème, nous présentons dans cette section la commande directe des convertisseurs multicellulaires série.

L'objectif de la commande directe est double. D'une part, elle doit assurer les tensions aux bornes des condensateurs flottants à leurs valeurs de référence, aussi bien en régime statique qu'en régime dynamique. D'autre part, le niveau discret de tension demandé en sortie du

convertisseur doit être assuré. Ainsi, l'algorithme de commande va choisir l'état des cellules de commutation du convertisseur en se basant sur [Gut-01]:

- La connaissance du niveau discret de tension demandé. La tension de sortie peut prendre $(p+1)$ valeurs dont l'amplitude idéale de chaque niveau est donnée par :

$$v_j = j \frac{E}{p}; \quad j = 0, 1, \dots, p \quad (2.43)$$

où v_j représente le niveau discret j de tension et p est le nombre de cellules

- La connaissance de l'état des tensions aux bornes des condensateurs flottants par rapport à sa valeur d'équilibre. La tension aux bornes de chaque condensateur flottant peut prendre trois états :
 1. Lorsque son niveau de tension se trouve dans une bande autorisée, autour de sa valeur d'équilibre. C'est l'état d'équilibre.
 2. Lorsque son niveau de tension se trouve au-dessus de la bande autorisée. C'est l'état de déséquilibre supérieur.
 3. Lorsque son niveau de tension se trouve au-dessous de la bande autorisée. C'est l'état de déséquilibre inférieur.

Dans ce qui suit, nous allons appliquer la méthode de commande directe sur un bras convertisseur multicellulaire série à cinq niveau (quatre cellules $p = 4$).

D'après l'équation (2.17), on peut constater que le signe de la variation de la tension aux bornes du condensateur C_k est donné par :

$$\text{sign}(\Delta v_{C_k}) = \text{sign}(i_{ch})(sc_{k+1} - sc_k) \quad (2.44)$$

Sur le tableau 2.2, nous présentons les états possibles du convertisseur, l'évolution de la tension aux bornes des condensateurs flottants (en considérant un courant de charge de signe positif) et le niveau de la tension de sortie du convertisseur pour chaque état.

Etat	sc_4	sc_3	sc_2	sc_1	Sortie	Δv_{C_3}	Δv_{C_2}	Δv_{C_1}	Niveau
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	$E/4$	0	0	-	1
2	0	0	1	0	$E/4$	0	-	+	1
3	0	0	1	1	$E/2$	0	-	0	2
4	0	1	0	0	$E/4$	-	+	0	1
5	0	1	0	1	$E/2$	-	+	-	2
6	0	1	1	0	$E/2$	-	0	+	2
7	0	1	1	1	$3E/4$	-	0	0	3
8	1	0	0	0	$E/4$	+	0	0	1
9	1	0	0	1	$E/2$	+	0	-	2
10	1	0	1	0	$E/2$	+	-	+	2
11	1	0	1	1	$3E/4$	+	-	0	3
12	1	1	0	0	$E/2$	0	+	0	2
13	1	1	0	1	$3E/4$	0	+	-	3
14	1	1	1	0	$3E/4$	0	0	+	3
15	1	1	1	1	E	0	0	0	4

Tableau 2.2 : Etats possibles et variations des tensions aux bornes des condensateurs flottants.

Dans le tableau 2.2 le signe (+) représente une variation positive, le signe (-) représente une variation négative et (0) pour aucune variation. Pour un sens négatif du courant, on remplace le signe (+) par le signe (-) et le signe (-) par le signe (+).

A partir du tableau 2.2, on constate que les niveaux 0 et 4 n'influent pas sur les variations des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Pour cela, dans la commande directe du convertisseur, on va exclure ces deux niveaux.

Etat des tensions aux bornes des condensateurs						Etat des cellules de commutation à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 1	Etat des cellules de commutation à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 2	Etat des cellules de commutation à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 3
LS_3	LI_3	LS_2	LI_2	LS_1	LI_1			
0	0	0	0	0	1	2	6	14
0	0	0	0	1	0	1	9	13
0	0	0	1	0	0	4	12	13
0	0	0	1	0	1	4	12	14
0	0	0	1	1	0	1	12	13
0	0	1	0	0	0	2	3	11
0	0	1	0	0	1	2	10	14
0	0	1	0	0	0	1	3	11
0	1	0	0	0	0	8	9	11
0	1	0	0	0	1	8	10	14
0	1	0	0	1	0	8	9	11
0	1	0	1	0	0	8	12	13
0	1	0	1	0	1	8	12	14
0	1	0	1	1	0	8	9	13
0	1	1	0	0	0	8	3	11
0	1	1	0	0	1	2	10	11
0	1	1	0	1	0	8	9	11
1	0	0	0	0	0	4	6	7
1	0	0	0	0	1	4	6	7
1	0	0	0	1	0	1	5	7
1	0	0	1	0	0	4	12	7
1	0	0	1	0	1	4	6	7
1	0	0	1	1	0	4	5	13
1	0	1	0	0	0	2	3	7
1	0	1	0	0	1	2	6	7
1	0	1	0	1	0	1	3	7

Tableau 2.3 : Etats des cellules de commutation choisis en fonction du niveau de tension de sortie demandé.

L'algorithme de la commande directe du convertisseur choisit l'état qui assure le niveau de tension demandé en sortie du convertisseur en maintenant les tensions aux bornes des condensateurs flottants à leurs valeurs d'équilibres ($v_{C_k} = k E/p$). Sur le tableau 2.3 nous présentons les choix des états convenables (qui assurent l'asservissement des tensions aux bornes

des condensateurs flottants à leurs valeurs d'équilibre) pour les niveaux 1, 2 et 3. Les notations LI_k et LS_k représentent l'état de la tension aux bornes du condensateur flottant C_k (si $LI_k = LS_k = 0$ la tension aux bornes du condensateur flottant C_k se trouve dans la bande de tolérance, si $LI_k = 1$ et $LS_k = 0$ la tension aux bornes du condensateur flottant C_k se trouve au-dessous de la bande de tolérance et si $LI_k = 0$ et $LS_k = 1$ la tension aux bornes du condensateur flottant C_k se trouve au-dessus de la bande de tolérance).

Lorsque les tensions aux bornes des condensateurs flottants se trouvent en équilibre ($LS_1 = LI_1 = 0$, $LS_2 = LI_2 = 0$ et $LS_3 = LI_3 = 0$), l'algorithme de commande va prendre une forme similaire à celle d'une commande par MLI naturelle. Dans ce cas, l'état des cellules de commutation va suivre une séquence similaire à celle obtenue en appliquant une commande MLI naturelle.

Sur la figure 2.25, nous présentons les séquences des signaux de commande, sous conditions d'équilibre, des tensions aux bornes des condensateurs flottants. La figure 2.25.a, présente les séquences des signaux de commande dans le cas où la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 0 et 1. Tandis que, les figures 2.25.b, 2.25.c et 2.25.d présentent les séquences des signaux de commande respectivement si la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 1-2, 2-3 et 3-4.

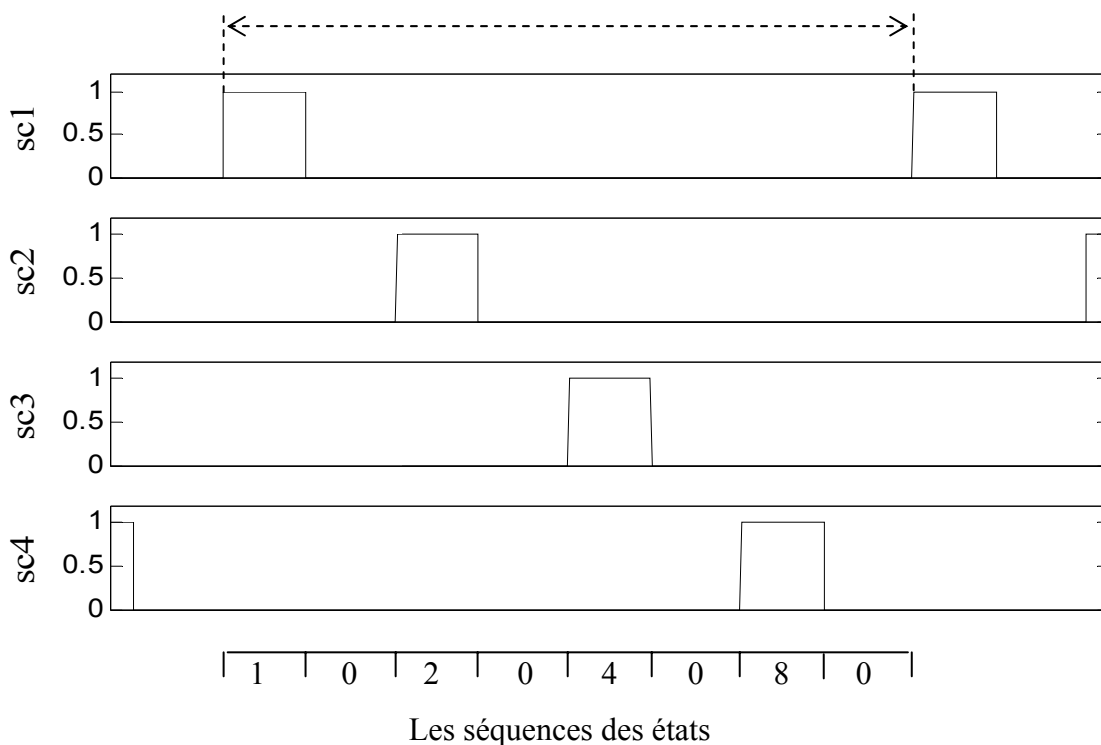


Figure 2.25.a : Les séquences des signaux de commande dans le cas où la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 0 et 1.

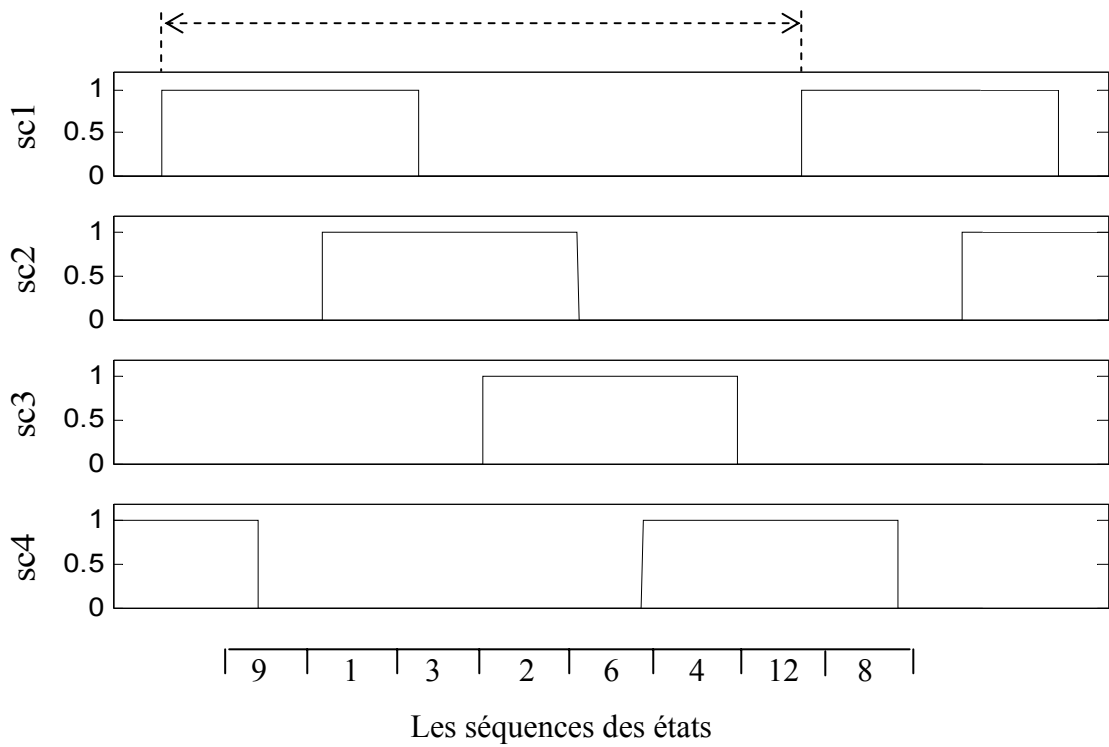


Figure 2.25.b : Les séquences des signaux de commande dans le cas où la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 1 et 2.

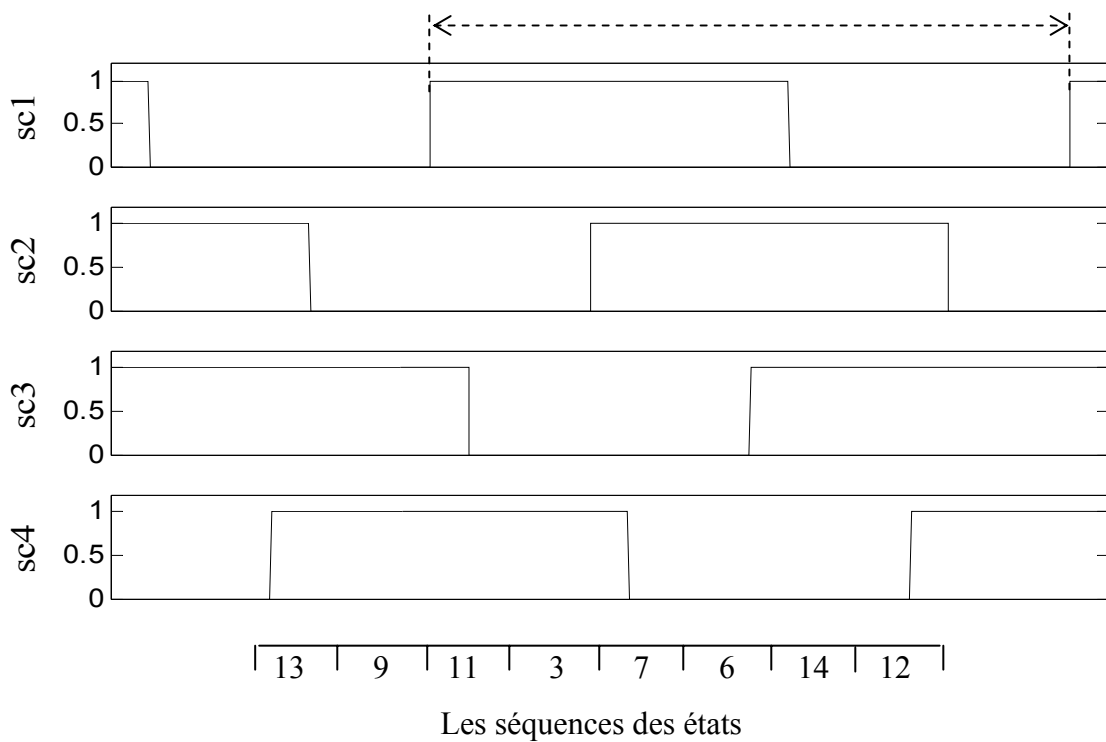


Figure 2.25.c : Les séquences des signaux de commande dans le cas où la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 2 et 3.

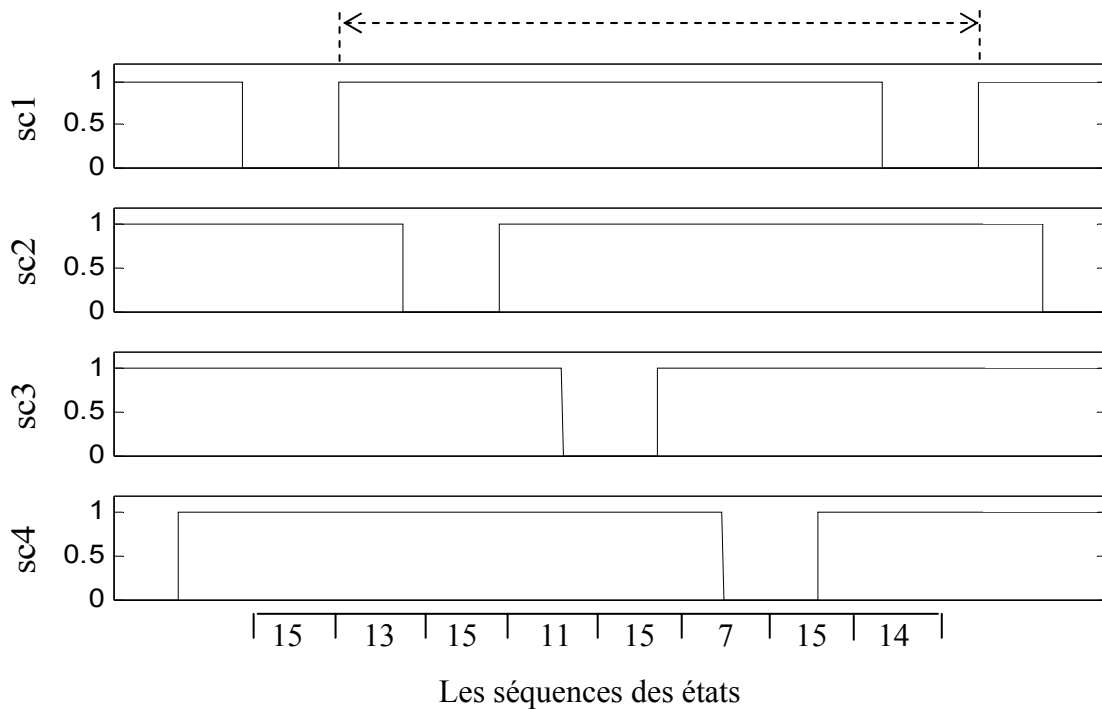


Figure 2.25.d : Les séquences des signaux de commande dans le cas où la tension de sortie du convertisseur bascule entre les niveaux 3 et 4.

A partir des séquences des signaux de commande données par la figure 2.25, nous pouvons définir les séquences des ordres de commande qui sont utilisées à l'état d'équilibre (lorsque les tensions aux bornes des condensateurs flottants se trouvent dans les bandes autorisées). Ces séquences dépendent des états précédents et des niveaux des tensions de sortie demandés. Le tableau 2.4 donne les états des cellules de commutation à choisir sous conditions d'équilibre.

Etat précédent	Etat à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 0	Etat à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 1	Etat à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 2	Etat à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 3	Etat à choisir si le niveau de tension demandé est le niveau 4
0	0	1,2,4,8	Pas possible	Pas possible	Pas possible
1	0	2	3	Pas possible	Pas possible
2	0	4	6	Pas possible	Pas possible
3	Pas possible	2	6	7	Pas possible
4	0	8	12	Pas possible	Pas possible
5	Pas possible	Pas possible	Pas possible	Pas possible	Pas possible
6	Pas possible	4	12	14	Pas possible
7	Pas possible	Pas possible	6	14	14
8	0	1	9	Pas possible	Pas possible
9	Pas possible	1	3	11	Pas possible
10	Pas possible	Pas possible	Pas possible	Pas possible	Pas possible
11	Pas possible	Pas possible	3	7	15
12	Pas possible	8	9	13	Pas possible
13	Pas possible	Pas possible	9	11	15
14	Pas possible	Pas possible	12	13	15
15	Pas possible	Pas possible	Pas possible	13,11,7,14	15

Tableau 2.4 : Les états des cellules de commutation à choisir sous conditions d'équilibre.

Sur la figure 2.26, nous présentons les résultats de simulation d'un convertisseur multicellulaires série à quatre cellules de commutation (cinq niveaux) fonctionnant en hacheur et alimentant une charge R-L. Le convertisseur est commandé par la méthode de commande directe présentée précédemment et caractérisé par:

- La tension d'alimentation $E = 400$ V
- Les valeurs des condensateurs $C_1 = C_2 = C_3 = 45 \mu\text{F}$
- La résistance de charge $R = 12.5 \Omega$
- L'inductance de charge $L = 5$ mH

Nous avons fixé pour les trois condensateurs une bande de variation égale à 10 V. A partir des résultats de la figure 2.26, nous constatons que la tension de sortie du convertisseur suit la référence de tension et les variations des tensions aux bornes des condensateurs flottants restent à l'intérieur des bandes autorisées. Pendant la phase où la tension de référence égale la tension d'entrée d'alimentation (la tension de référence égale le niveau 4), la tension de sortie du convertisseur et les tensions aux bornes des condensateurs flottants ne présentent aucune variation puisque le niveau 4 n'influe pas sur les tensions aux bornes des condensateurs flottants.

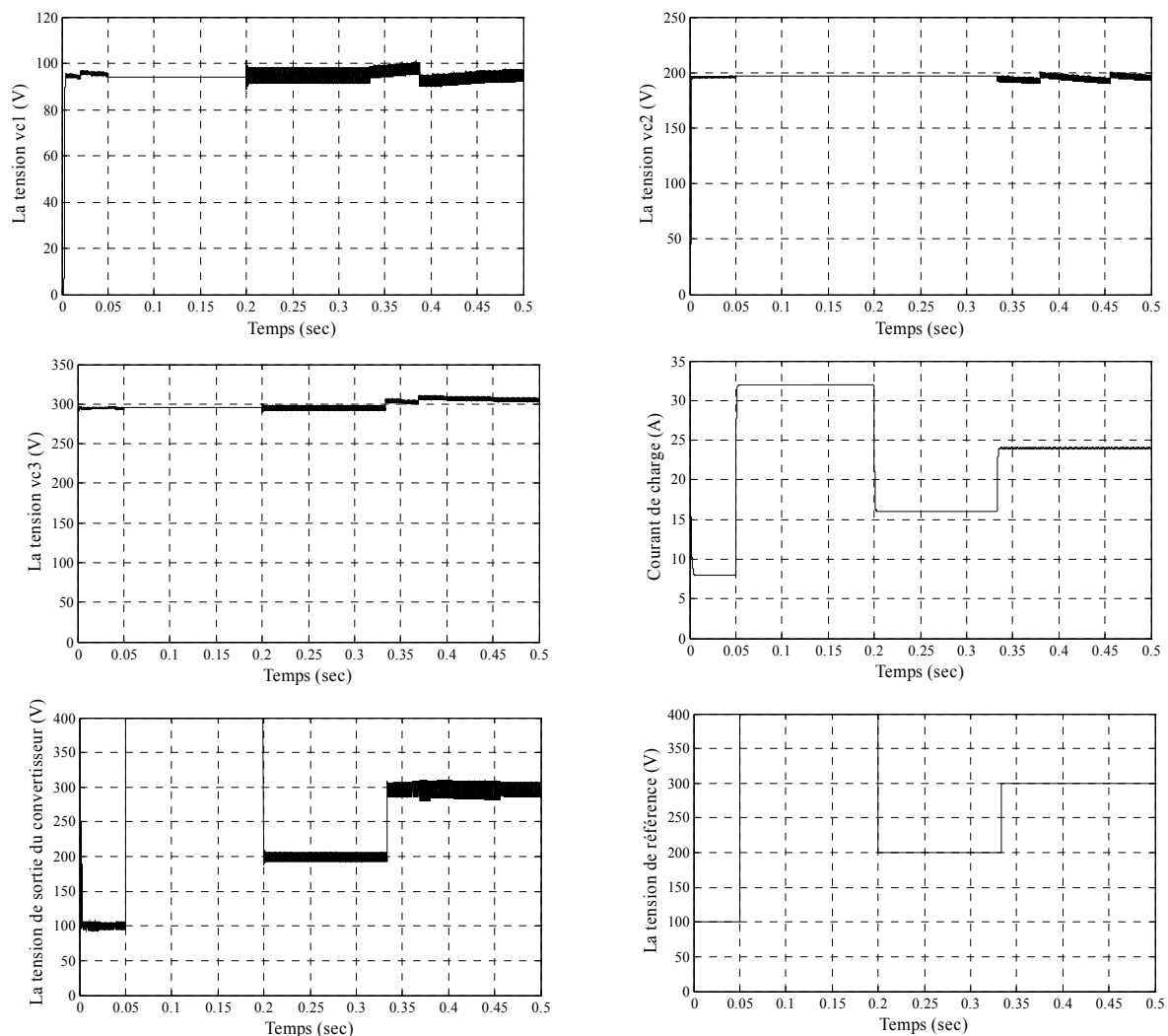


Figure 2.26 : Poursuite de la tension de sortie d'un convertisseur multicellulaire série commandé par la méthode de commande directe.

2.3.4 VALIDATION EXPERIMENTALE

Après avoir présenté la modélisation et la commande du convertisseur multicellulaire série, nous présentons, dans ce qui suit, le banc d'essai utilisé pour tester les méthodes de commande proposées et de valider quelque résultat théorique obtenu par simulation numérique.

2.3.4.1 DESCRIPTION DU BANC EXPERIMENTAL

Le schéma du banc expérimental ainsi que sa photo sont données respectivement sur les figures 2.27 et 2.28. Le système expérimental est constitué d'un bras multicellulaire série et une charge R-L. Le bras multicellulaire est composé de trois cellules constituées chacune de deux MOSFET et de deux diodes montées en anti-parallèle avec les transistors. Les MOSFET sont associés à des modules de commande gérant les temps morts et la protection contre les courts-circuits. Les signaux de commande des MOSFET sont issus d'une carte dSPACE DS1104, à base d'un processeur dédié au traitement du signal, le TMS320C31 de Texas Instruments. Elle contient une mémoire cache de 2X16kB et 32MB SDRAM. Autour de cette carte DS1104, nous retrouvons tout ce qui est nécessaire au développement et à la mise en œuvre d'un système de commande. Elle comprend une panoplie des périphériques (intégrés sur la carte) les plus utilisées en contrôle numérique ou en traitement numérique du signal des systèmes tels que les convertisseurs analogiques/numériques (ADC) et numériques/analogiques (DAC), interfaces de codeur incrémental, entrées/sortie numériques, etc...

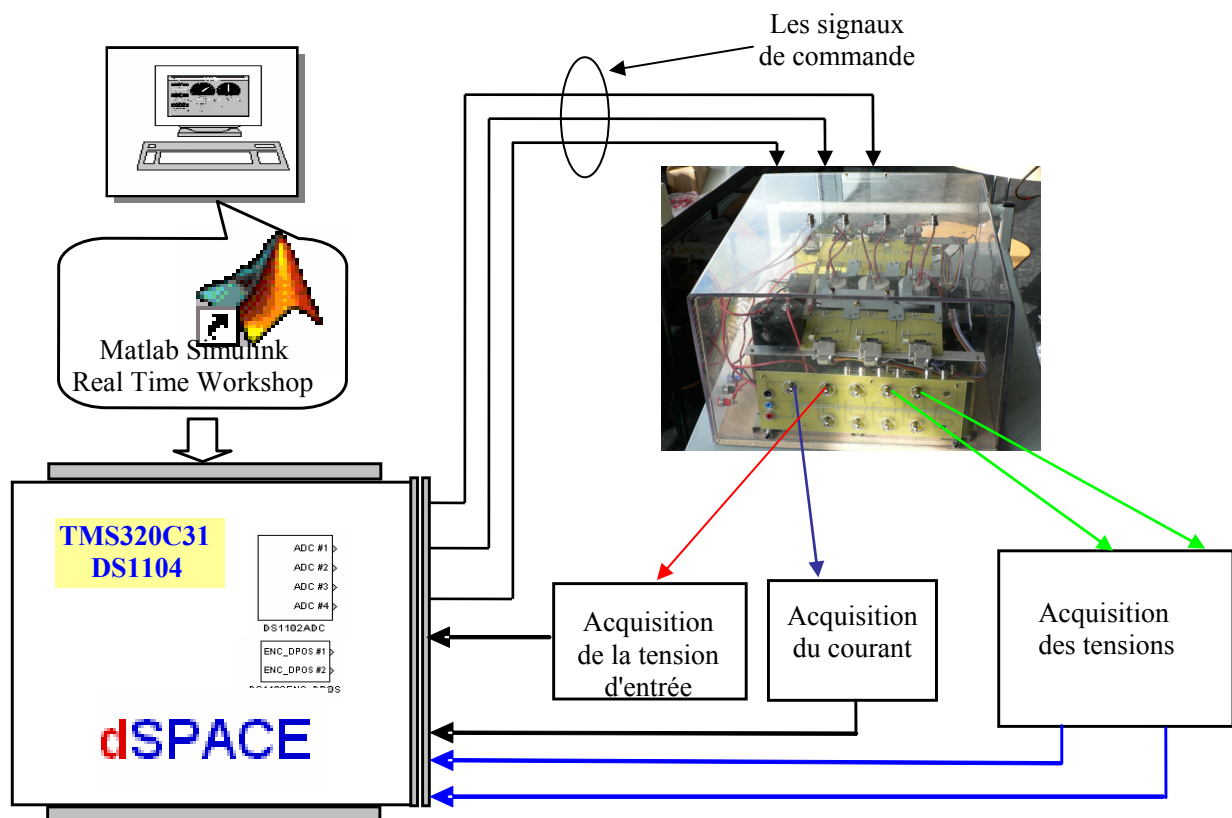


Figure 2.27: Schéma du banc expérimental.

La carte DS1104 se connecte directement sur la carte du micro ordinateur par sa liaison bus extensible. Les options logiciels complémentaires à Matlab/Simulink pour la carte DS1104 sont :

- RTW (Real Time Workshop).
- RT I (Real Time Interface).

Cet ensemble permet à l'utilisateur de développer les algorithmes de commande en simulation, puis de les expérimenter directement sur le banc d'essai.

Les caractéristiques techniques de la DS1104 sont données en annexe (Annexe B).

La photo du convertisseur multicellulaire série utilisé dans notre expérience est représentée sur la figure 2.29.

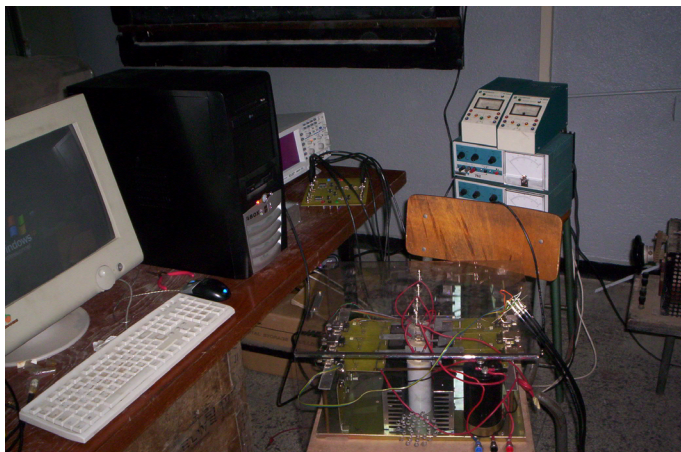


Figure 2.28: Photo du banc expérimental.

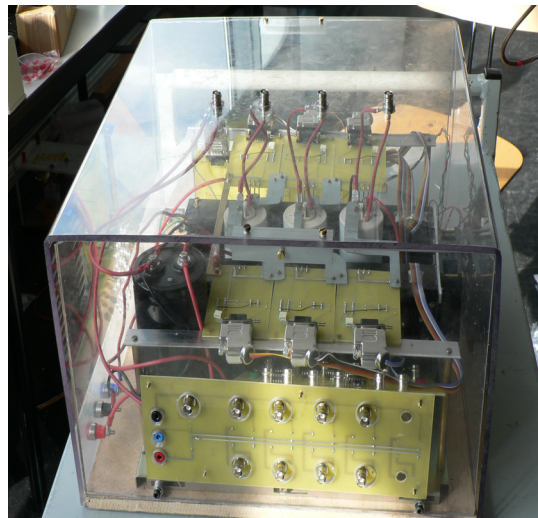


Figure 2.29: Photo du convertisseur multicellulaire série.

Les éléments constitutifs de ce bras sont:

a)- La carte de commande (Figure 2.30): Cette carte est reliée à la carte dSPACE par une carte d'interface (Figure 2.31) et à l'autre côté avec la carte d'allumage. Les fonctions principales de cette carte sont :

- amplifier le signal de commande.
- introduire un temps mort entre les deux signaux de commande des transistors de la même cellule.
- protection des transistors.

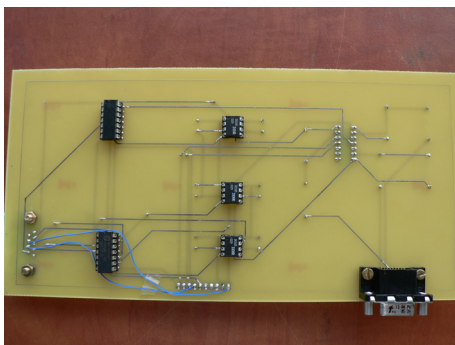


Figure 2.30: Carte de commande.

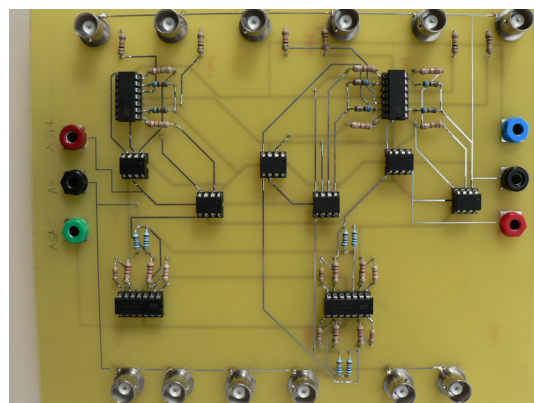


Figure 2.31: Carte d'interface.

La carte d'interface sert à protéger la carte dSPACE.

b)- La carte d'allumage (Figure 2.32): Cette carte fait la liaison entre les circuits de commande et le circuit de puissance.

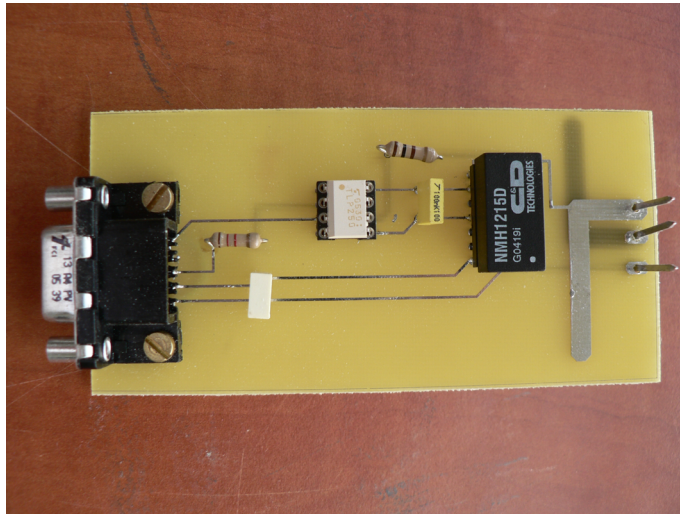


Figure 2.32: Carte d'allumage.

c)- Le circuit de puissance (Figure 2.29): Ce circuit contient six transistors MOSFET avec six diodes montées en anti-parallèle, deux condensateurs de filtrage, deux sources de tension flottantes et le système de refroidissement.

2.3.4.2 RESULTATS EXPERIMENTAUX

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats expérimentaux obtenus sur un bras multicellulaire série à trois cellules (quatre niveaux). La charge étant de type R-L avec $R = 50\Omega$ et $L = 1\text{ mH}$. La tension d'entrée est fixée à 30 V . Les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus par la technique MLI.

Les figures 2.33, 2.34 et 2.35 montrent l'évolution de la tension aux bornes des condensateurs, la tension de sortie et le signal de commande de la première cellule, respectivement pour un rapport cyclique égale 0.2, 0.5 et 0.8. Les tensions d'équilibre pour les tensions v_{c1} et v_{c2} égales respectivement à 10 V et 20 V .

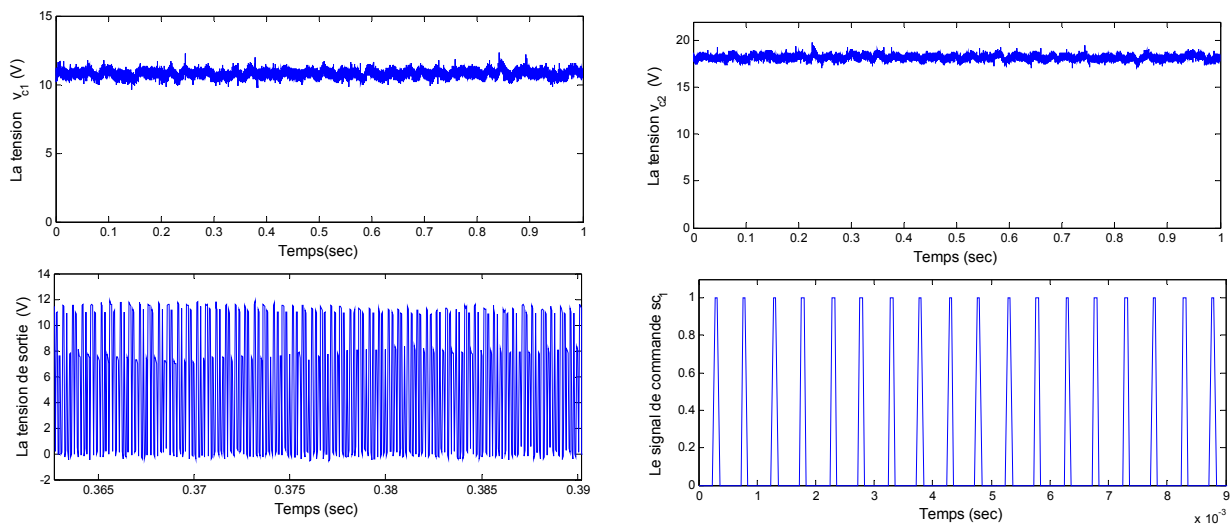


Figure 2.33: Résultat expérimental pour un rapport cyclique égale à 0.2.

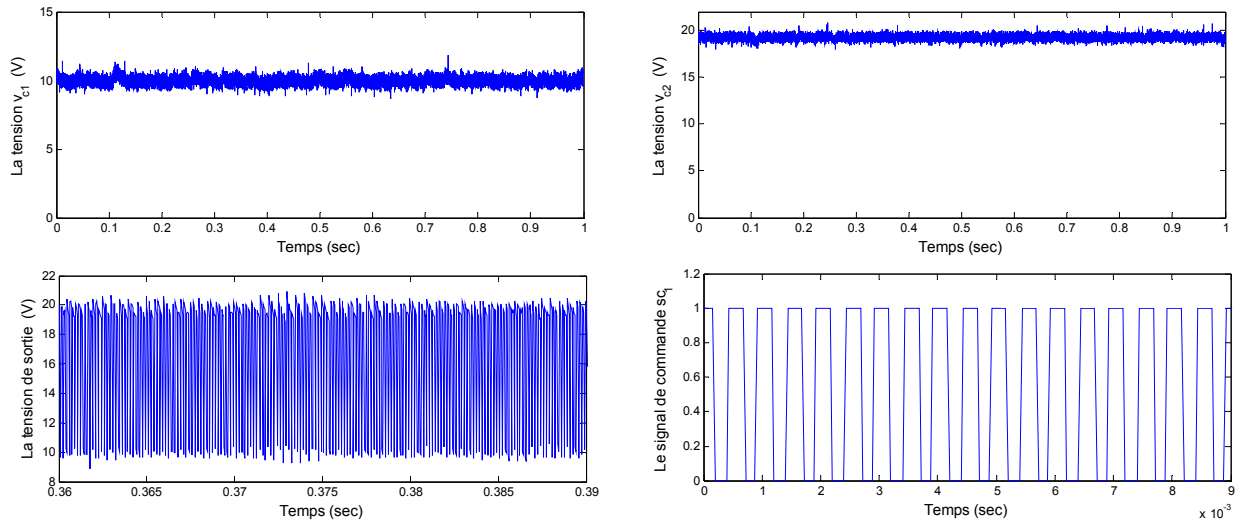


Figure 2.34: Résultat expérimental pour un rapport cyclique égale à 0.5.

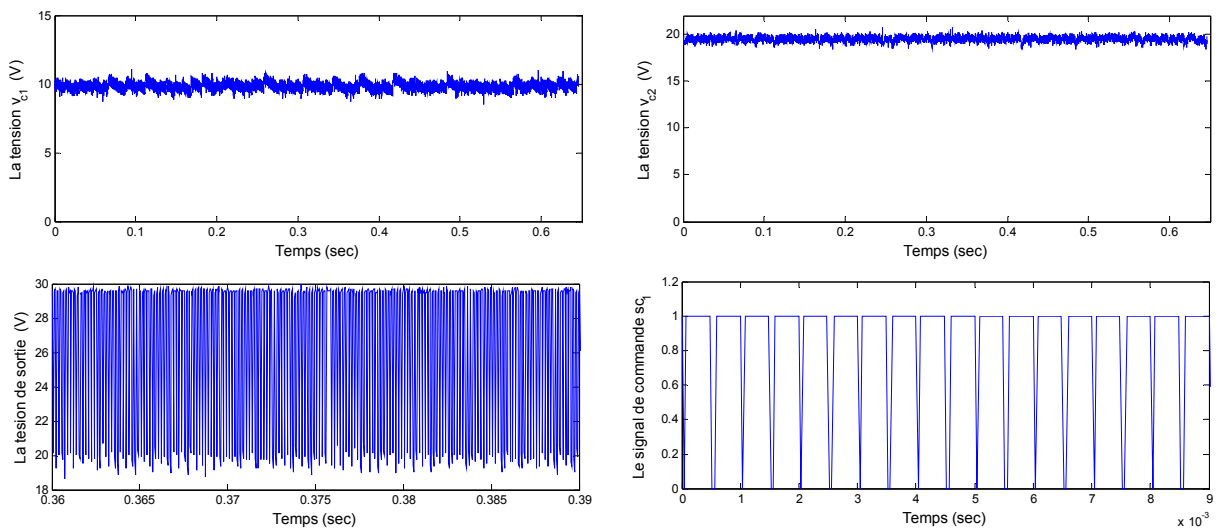


Figure 2.35: Résultat expérimental pour un rapport cyclique égale à 0.8.

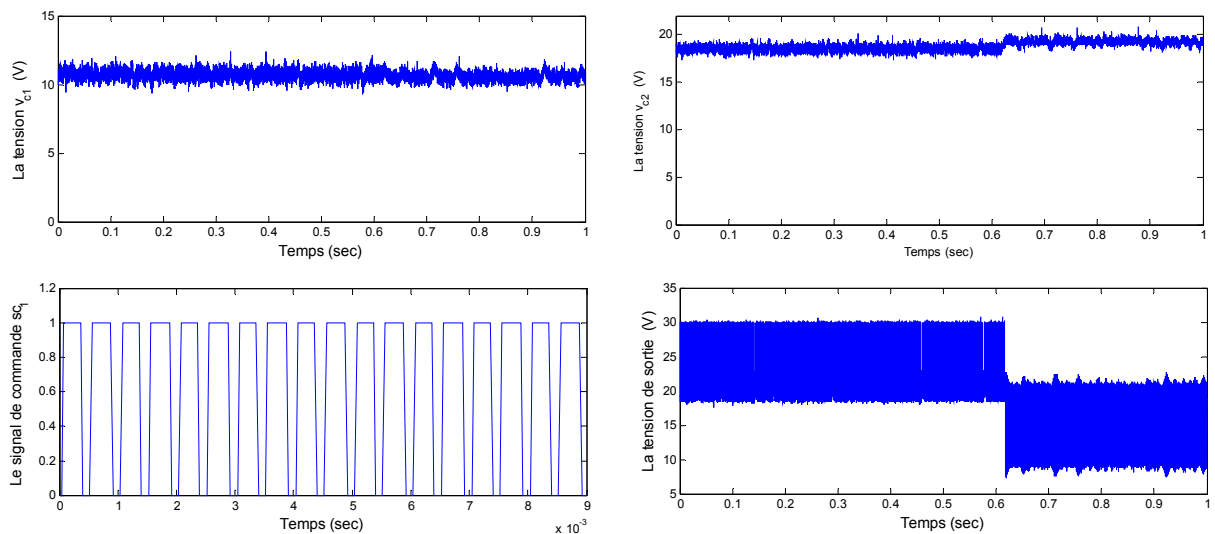


Figure 2.36: Résultat expérimental pour une variation du rapport cyclique.

Des résultats obtenus, on constate que la tension de sortie bascule entre le niveau 1 et le niveau 2, entre le niveau 2 et le niveau 3, entre le niveau 3 et le niveau 4, respectivement pour un rapport cyclique égale à 0.2, 0.5 et 0.8. Ces résultats confirment l'étude théorique de la section 2.3.3.2.2. Pour les trois cas on remarque un comportement satisfaisant de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs et l'ondulation de la tension de sortie est divisée par trois.

Sur la figure 2.36 est montrée l'influence de la valeur du rapport cyclique sur la forme de la tension de sortie. Nous avons pris pendant l'intervalle $[0 \text{ } 0.6 \text{ s}]$ une valeur du rapport cyclique comprise entre $2/3$ et 1 puis pendant l'intervalle $[0.6 \text{ s } 1 \text{ s}]$ une valeur comprise entre $1/3$ et $2/3$. Pendant le premier intervalle la tension de sortie prend les valeurs $2E/3$ et E , et pendant le deuxième la tension de sortie commute entre $E/3$ et $2E/3$, avec E et la tension d'entrée égale à 30V . Ce résultat confirme la propriété 2 de la section 2.3.3.2.2.

2.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la MSAP et les principales topologies d'onduleurs multiniveaux, que nous pouvons diviser en deux groupes, avec et sans transformateurs d'isolement. Dans le premier groupe on trouve les onduleurs basés sur la mise en cascade d'onduleurs à deux niveaux. Bien qu'ils requièrent des transformateurs spéciaux et typiquement un grand nombre de semi-conducteurs. Dans le deuxième groupe on trouve les onduleurs à structure NPC et les onduleurs multicellulaires série. Ils ne nécessitent pas de transformateurs d'isolement et requièrent moins de semi-conducteurs que ceux du premier groupe. Cependant, la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs flottants qui assurent la génération des niveaux intermédiaires doit être assurée. Dans la topologie multicellulaire série, il a été montré qu'un fonctionnement optimal est obtenu lorsqu'un déphasage régulier est appliqué à chaque porteuse et si tous les rapports cycliques appliqués aux différentes cellules de commutation sont identiques.

Aussi, une méthode de commande pour les convertisseurs multicellulaires série a été proposée. Cette méthode est capable d'assurer deux buts au même temps. D'une part, il assure l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants, et d'autre part elle permet d'assurer la tension demandée en sortie du convertisseur. Dans cette technique, la commande des interrupteurs des cellules de commutation est faite directement sans avoir besoin d'une commande MLI.

Dans le dernier lieu, nous avons procédé à la validation expérimentale de quelque résultat théorique sur un banc expérimental constitué d'un convertisseur multicellulaire à trois cellules que nous avons piloté à l'aide d'une carte dSPACE DS1104. Le résultat obtenu est très satisfaisant et est confronté au résultat obtenu par simulation numérique.

Chapitre 3

COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE MULTIVARIABLE

3.1 INTRODUCTION

Les machines électriques associant électricité et mécanique nécessitent des lois de commande adaptées, leur permettant d'atteindre des performances de plus en plus grandes dans des environnements de plus en plus contraignants (bruits, non linéarités, perturbations, mauvaise connaissance ou définition du modèle, variations paramétriques ...).

Les stratégies de commande utilisant les régulateurs classiques donnent lieu à des résultats satisfaisants, mais qui sont de plus en plus mises en échec par le manque, parfois flagrant, de la robustesse due non seulement à une modélisation peu précise mais aussi à des conditions environnementales complexes ou mal définies et dans certains cas très difficilement reproductibles. De nombreux problèmes sont recensés : effets des variations des paramètres internes, présence des capteurs, ... qui sont autant de difficultés ayant aiguisé la curiosité des chercheurs. Le nombre de publications, sans cesse croissant, en témoigne de cet état des choses.

L'application des régulateurs à base de connaissances linguistiques, constitue un outil puissant pour la commande de tels systèmes. La synthèse de la majorité de ces régulateurs est basée principalement sur l'expérience de l'opérateur ou de l'ingénieur du processus dont dépendent fortement les performances du régulateur. La grande partie des travaux, dévolue aux régulateurs à base des connaissances linguistiques, a été consacrée au développement de régulateurs particuliers destinés à des applications spécifiques. Ces travaux n'offrent pas une méthodologie de synthèse permettant une analyse générale des performances des schémas de commande, en particulier leur stabilité et l'absence d'explication profonde de la robustesse. Il a fallu attendre la dernière décennie pour que des méthodes de commande basées sur les systèmes flous assurant la stabilité et parfois la robustesse des structures de commande soient proposées [*Wan-94*],[*Su-94*],[*Tan-96*],[*Tan-97*].

L'avancement des recherches dans le domaine des systèmes flous a montré que certaines classes possèdent la qualité d'être des approximations universelles de fonctions [*Men-95*]. Cette importante propriété a ouvert une nouvelle voie à l'utilisation des systèmes flous dans le domaine de la commande [*Ord-96*], [*Tre-95*], [*Spo-95-a*], [*Spo-95-b*]. A cet effet, plusieurs travaux sont orientés vers la combinaison des systèmes flous avec des techniques de commande telles que la commande adaptative. Dans ces schémas de commande le système flou intervient pour l'approximation de fonctions non linéaires.

Si théoriquement il est toujours possible de représenter la dynamique d'un système non linéaire par un système flou, en pratique cette représentation peut nécessiter l'utilisation d'un nombre très grand, voire infini, de règles floues. Pour cette raison, les erreurs de reconstruction

sont prises en compte dans la représentation proposée dans ce chapitre. Dans ce cas, un système non linéaire est représenté par un modèle flou nominal, comportant un nombre fini et raisonnable de règles floues fixé a priori, auquel on attache une erreur d'approximation.

L'objectif de ce chapitre est le développement de deux structures de commande adaptative floue permettant de résoudre le problème de suivi de trajectoire, tout en assurant la stabilité et la robustesse. Les lois de commande et les lois d'adaptation sont obtenues en se basant sur l'approche de Lyapunov. Les structures de commande proposées sont utilisées pour la commande de la vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents.

3.2 PREMIERE APPROCHE

3.2.1 POSITION DU PROBLEME

Le problème surgissant, se relie au développement d'une commande adaptative multivariable basée sur les systèmes flous pour une classe de système non linéaire MIMO, rencontrée dans le domaine des machines électriques, cette classe est sous la forme :

$$\begin{aligned} u_i &= F_i(X)x_i^{(n)} + G_i(X) \\ y_i &= x_i, i = 1, \dots, m \end{aligned} \quad (3.1)$$

Où $x = [x_1, \dots, x_m]^T$ et la notation $x_i^{(n)}$ signifie la n^{iem} dérivée temporelle de la variable x_i . Par ailleurs, les vecteurs $X = [(x^{(n-1)})^T, \dots, x^T]$, $u = [u_1, \dots, u_m]^T$ et $y = [y_1, \dots, y_m]^T$ sont respectivement le vecteur d'état, le vecteur d'entrée et le vecteur de sortie. $G_i(X) \in \mathfrak{R}$ et $F_i(X) \in \mathfrak{R}$ sont des fonctions non linéaires.

L'objective de la commande est de forcer le vecteur de sortie $x = [x_1, \dots, x_m]^T$ pour suivre la trajectoire désirée $x_d = [x_{d1}, \dots, x_{dm}]^T$. On définit l'erreur de poursuite comme :

$$e(t) = x(t) - x_d(t)$$

Par conséquent, nous devrions concevoir une loi de commande adaptative par systèmes flous $u(t)$ telle que l'erreur $e(t)$ converge vers zéro. À cet effet, les hypothèses suivantes sont assumées :

Hypothèse 3.1 : $F_i(X) \in \mathfrak{R}$ et $G_i(X) \in \mathfrak{R}$ sont des fonctions non linéaires bornées.

Hypothèse 3.2 : Le vecteur d'état X est suppose mesurable.

Hypothèse 3.3 : Le signal de référence x_d et ses dérivations $(\dot{x}_d, \ddot{x}_d, \dots, x_d^{(m)})$ sont des signaux connus et bornés.

Si nous supposons que les fonctions $F_i(\cdot)$ et $G_i(\cdot)$ sont à paramètres connus, la commande idéale u_i^* peut être prise comme [Slo-91]:

$$u_i^* = F(X)v_i + G_i(X) \quad (3.2)$$

avec :

$$v_i = x_{di}^{(n)} + k_{i,n}e_i^{(n-1)} + \dots + k_{i,1}e_i \quad (3.3)$$

$$e_i = x_{di} - x_i, \quad k_{i,j} > 0, \quad j = 1, \dots, n \quad (3.4)$$

En introduisant l'équation (3.2) dans (3.1), on obtient :

$$e_i^{(n)} + k_{i,n}e_i^{(n-1)} + \dots + k_{i,2}\dot{e}_i + k_{i,1}e_i = 0 \quad (3.5)$$

Etant donné que les coefficients $k_{i,1}, \dots, k_{i,n}$ sont imposés de sorte que le polynôme $p^{(n)} + k_{i,n}p^{(n-1)} + \dots + k_{i,1}$ est un polynôme d'Hurwitz, donc l'erreur $e_i(t)$ converge asymptotiquement vers zéro.

Dans le cas où le modèle dynamique du système décrit par l'équation (3.1) est mal connu (G_i et F_i sont à paramètres variables dans le temps ou à paramètres inconnus), l'implémentation de la commande (3.2) s'avère inutile, du fait qu'elle a besoin d'un modèle précis. Pour résoudre de tels problèmes, une approche de la commande floue adaptative est proposée. Dans ce cas, l'équation (3.1) est mise sous la forme suivante [Tle-06] :

$$F_i(X)x_i^{(n)} + G_i(X) = f_i(X, x_i^{(n)}) \quad (3.6)$$

Nous désignons l'estimée de la fonction $f_i(X, x_i^{(n)})$ par $\hat{f}_i(X, x_i^{(n)}, \hat{\theta}_{fi})$, où $\hat{\theta}_{fi}$ est le vecteur paramètres, il est possible d'extraire à partir de $\hat{f}_i(X, x_i^{(n)}, \hat{\theta}_{fi})$ les fonctions \hat{F}_i et \hat{G}_i comme suit:

$$\hat{f}_i(X, x_i^{(n)}, \hat{\theta}_{fi}) = \hat{F}_i(X)x_i^{(n)} + \hat{G}_i(X) \quad (3.7)$$

Par conséquent, on peut construire la commande $u_i(t)$ [Tle-06]:

$$u_i(t) = \hat{F}_i(X)(v_i + u_{gli}) + \hat{G}_i(X) \quad (3.8)$$

Où u_{gli} est un terme du mode de glissement, sera spécifié plus tard.

La loi de commande (3.8) exige un système flou pour reconstruire la fonction $\hat{f}_i(X, x_i^{(n)}, \hat{\theta}_{fi})$ et un mécanisme d'adaptation des paramètres $\hat{\theta}_{fi}$ pour que cette commande assure la convergence de l'erreur de poursuite $e_i(t)$ vers zéro et la bornitude de tous les signaux de la boucle fermée.

3.2.2 SYNTHÈSE DE LA COMMANDE ET ANALYSE DE LA STABILITÉ

Dans cette commande, le rôle attribué au système flou est d'estimer en ligne la fonction non linéaire $f(\cdot)$ définie par l'équation (3.6). Pour cela la fonction $f_i(\cdot)$ est approximée par un système flou de la forme $W_{fi}(\cdot)\theta$, tel que [Tle-06]:

$$f_i(X, x_i^{(n)}) = W_{fi}(X, x_i^{(n)})\theta_{fi} + \varepsilon_{fi} \quad (3.9)$$

Où $W_{f_i}(X, x_i^{(n)})$ est un vecteur de fonctions de base [Men-95] et θ_{f_i} est un vecteur de paramètres optimaux minimisant la fonction $|\varepsilon_{f_i}|$, tandis que, ε_{f_i} est l'erreur de reconstruction de la fonction $f_i(\cdot)$, tel que [Wan-92-b], [Wan-95]:

$$|\varepsilon_{f_i}| \leq \bar{\varepsilon}_{f_i}$$

Par conséquent, la fonction $\hat{f}_i(X, x_i^{(n)})$, l'estimée de la fonction $f_i(X, x_i^{(n)})$, peut être définie sous la forme :

$$\hat{f}_i(X, x_i^{(n)}) = W_{f_i}(X, x_i^{(n)}) \hat{\theta}_{f_i} \quad (3.10)$$

Où $\hat{\theta}_{f_i}$ est le vecteur des paramètres à estimer par un algorithme d'adaptation approprié.

Nous réécrivons l'estimée $\hat{f}_i(\cdot)$ sous la forme suivante :

$$\hat{f}_i(X, x_i^{(n)}) = \hat{F}_i(X) x_i^{(n)} + \hat{G}_i(X) \quad (3.11)$$

On définit l'erreur filtrée $s_i(t)$ comme:

$$s_i(t) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_i \right)^{n-1} e_i; \lambda_i \geq 0; i = 1, \dots, m \quad (3.12)$$

Le coefficient λ_i est choisi de telle sorte que la fonction de transfert H_i :

$$H_i(p) = \frac{(p + \lambda_i)^{n-1}}{p^{(n)} + k_{i,n} p^{(n-1)} + \dots + k_{i,1}} \quad (3.13)$$

soit strictement réelle positive.

Proposition :

En ayant le modèle flou (3.7) et si le système (3.1) est conduit par la loi de commande:

$$u_i = \hat{F}_i(X)(v_i + u_{gli}) + \hat{G}_i(X) \quad (3.14)$$

Où u_{gli} est donné par [Tle-06]:

$$u_{gli} = k_{gli} \operatorname{sgn}(s_i) \left| \hat{F}_i^{-1} \right|, k_{gli} \geq \bar{\varepsilon}_{f_i} \quad (3.15)$$

Avec les paramètres $\hat{\theta}_{f_i}$ sont adaptés par la loi [Tle-06]:

$$\dot{\hat{\theta}}_{f_i} = \Gamma_i W_{f_i}^T(X, x_i^{(n)}) \hat{F}_i^{-1T} s_i \quad (3.16)$$

Où Γ_i est une constante positive.

Par conséquent, l'erreur de poursuite converge asymptotiquement vers zéro et le vecteur d'état X et le vecteur paramètres sont bornés.

La commande adaptative proposée, dont le mécanisme adaptatif est basé sur les systèmes flous, est illustrée par le schéma de la figure 3.1.

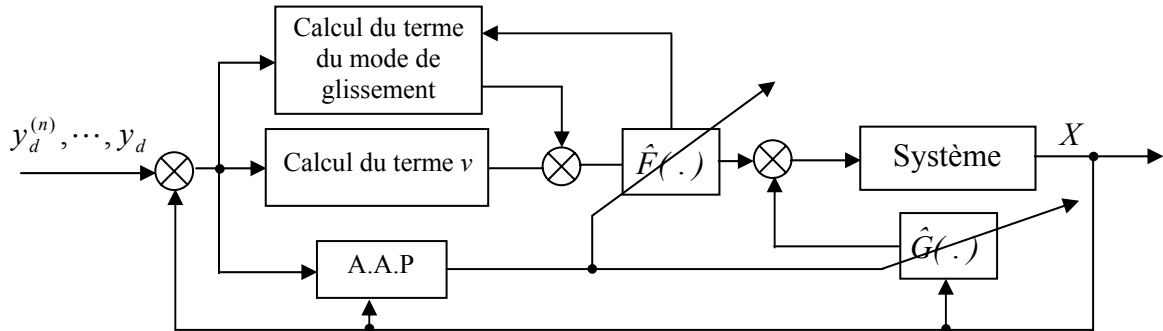


Figure 3.1 : Structure de la commande adaptative floue multivariable proposée.

Démonstration :

En introduisant la loi de commande (3.14) dans l'équation (3.1), la dynamique de l'erreur de poursuite devient :

$$e_i^{(n)} = -k_{i,n}e_i^{(n-1)} - \dots - k_{i,1}e_i + E_{ex}(i) \quad (3.17)$$

Avec $E_{ex} = [E_{ex}(1), \dots, E_{ex}(m)]$ est donné par:

$$E_{ex}(i) = -\hat{F}_i(X)^{-1} \{ \hat{F}_i(X)x_i^{(n)} + \hat{G}_i(X) - F_i(X)x_i^{(n)} - G_i(X) \} - u_{gli} \quad (3.18)$$

Par conséquent, l'erreur de poursuite e_i et l'erreur filtrée s_i deviennent:

$$\begin{cases} e_i^{(n)} = -k_n e_i^{(n-1)} - \dots - k_1 e_i + E_{ex}(i) \\ s_i = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_i \right)^{n-1} e_i \quad i = 1, \dots, m \end{cases} \quad (3.19)$$

Nous introduisons le vecteur $Y_i = [e_i \dots e_i^{(n-1)}]^T$, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{Y}_i = A_i Y_i + B_i E_{ex}(i) \\ s_i = C_i^T Y_i \quad i = 1, \dots, m \end{cases} \quad (3.20)$$

Avec :

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 & -k_4 & \cdots & -k_n \end{bmatrix} B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}; C_i = [\lambda_i^{n-1} \quad (n-1)\lambda_i^{n-2} \quad \cdots \quad (n-1)\lambda_i \quad 1] \quad (3.21)$$

Avec la positivité réelle stricte de la fonction de transfert $H_i(p)$, nous assurons l'existence des matrices symétriques définies positives P_i et des matrices définies positives Q_i , tel que :

$$\begin{cases} A_i^T P_i + P_i A_i = -Q_i \\ P_i B_i = C_i^T \quad i = 1, \dots, m \end{cases} \quad (3.22)$$

L'analyse de la stabilité du système en boucle fermée est effectuée en employant la fonction candidate suivante :

$$V = \sum_{i=1}^m V_i \quad (3.23)$$

Avec :

$$V_i = Y_i^T P_i Y_i + \tilde{\theta}_{fi}^T \Gamma_i^{-1} \tilde{\theta}_{fi} \quad (3.24)$$

Où $\tilde{\theta}_{fi}$ est l'erreur paramétrique, elle est donnée par :

$$\tilde{\theta}_{fi} = \hat{\theta}_{fi} - \theta_{fi}$$

Après dérivation de la fonction V_i par rapport au temps, nous obtenons :

$$\dot{V}_i = \dot{Y}_i^T P_i Y_i + Y_i^T P_i \dot{Y}_i + 2\tilde{\theta}_{fi}^T \Gamma_i^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{fi} \quad (3.25)$$

Si, dans la relation (3.25), \dot{Y}_i est substitué par sa dynamique (3.20), et en tenant compte les égalités des matrices (3.22), il vient :

$$\dot{V}_i = -Y_i^T Q_i Y_i + 2s_i \hat{F}_i^{-1} \bar{\varepsilon}_{fi} - 2s_i u_{gli} - 2s_i \hat{F}_i^{-1} W_{fi}(X, x_i^{(n)}) \tilde{\theta}_{fi} + 2\tilde{\theta}_{fi}^T \Gamma_i^{-1} \dot{\hat{\theta}}_{fi} \quad (3.26)$$

En utilisant la loi d'adaptation des paramètres du système flou (3.16), il vient :

$$\dot{V}_i = -Y_i^T Q_i Y_i + 2s_i \hat{F}_i^{-1} \bar{\varepsilon}_{fi} - 2s_i u_{gli} \quad (3.27)$$

D'ailleurs, l'inégalité suivante est toujours accomplie:

$$\dot{V}_i \leq -Y_i^T Q_i Y_i + 2|s_i| \|\hat{F}_i^{-1}\| \bar{\varepsilon}_{fi} - 2s_i u_{gli} \quad (3.28)$$

En utilisant l'expression du terme de mode de glissement donnée par l'équation (3.15), nous obtenons :

$$\dot{V}_i \leq -Y_i^T Q_i Y_i \quad (3.29)$$

Etant donné que Q_i est une matrice définie positive, l'inégalité (3.29) constitue une garantie de la stabilité au sens de Lyapunov du schéma de commande proposé, ainsi, la loi d'adaptation définie dans (3.16) assure la bornitude de tous les signaux et la convergence asymptotique des erreurs de poursuite vers zéro.

3.2.3 APPLICATION A LA MSAP

3.2.3.1 REGLAGE DE VITESSE

La structure globale de cette commande est représentée à la figure 3.2.

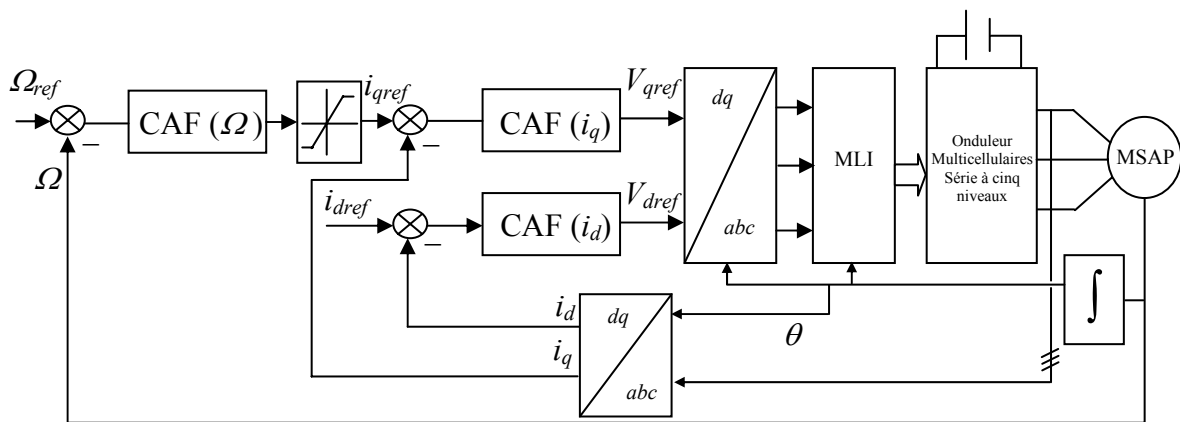


Figure 3.2 : Structure globale du réglage de vitesse par la méthode de commande adaptative floue multivariable proposée.

A partir de la vitesse de référence et la vitesse mesurée, le premier contrôleur adaptatif flou (CAF (Ω)) fournit le courant i_{qref} souhaité. Ce dernier sera utilisé comme référence du deuxième contrôleur flou (CAF (i_q)) pour fournir la tension de référence V_{qref} . Et enfin le troisième contrôleur adaptatif flou (CAF (i_d)) délivre la tension de commande V_{dref} . Une transformation de coordonnées ($dq-abc$) permet de calculer les tensions statoriques de références. Ces tensions sont utilisées dans le bloc MLI pour fixer les commandes de chaque bras de l'onduleur.

Le modèle de la MSAP à pôles lisses peut se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} i_{qref} &= F_1(\Omega)\dot{\Omega} + G_1(\Omega) \\ v_q &= F_2(i_q)\dot{i}_q + G_2(\Omega, i_d, i_q) \\ v_d &= F_3(i_d)\dot{i}_d + G_3(\Omega, i_d, i_q) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Avec :

$$F_1(\Omega) = \frac{2J}{3p\Phi_f}, \quad G_1(\Omega) = \frac{2F_c\Omega}{3p\Phi_f} + \frac{2T_r}{3p\Phi_f}$$

$$F_2(i_q) = L_q, \quad G_2(\Omega, i_d, i_q) = R_s i_q + p\Omega L_d i_d + p\Omega \Phi_f$$

$$F_3(i_d) = L_d, \quad G_3(\Omega, i_d, i_q) = R_s i_d - p\Omega L_q i_q$$

Pour synthétiser la loi de commande, les deuxièmes termes du système l'équation (3.30) sont écrits de la manière suivante :

$$\begin{aligned} F_1(\Omega)\dot{\Omega} + G_1(\Omega) &= f_1(\Omega, \dot{\Omega}) \\ F_2(i_q)\dot{i}_q + G_2(\Omega, i_d, i_q) &= f_2(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_q) \\ F_3(i_d)\dot{i}_d + G_3(\Omega, i_d, i_q) &= f_3(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_d) \end{aligned} \quad (3.31)$$

Dans la commande adaptative floue proposée la fonction $f_i(.)$ ($i = 1, 2, 3$) est approximée par un système flou de la forme $W_{f_i}(\cdot)\theta_{f_i}$, tel que :

$$\begin{aligned} f_1(\Omega, \dot{\Omega}) &= W_{f_1}^T(\Omega, \dot{\Omega})\theta_{f_1} + \varepsilon_{f_1} \\ f_2(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_q) &= W_{f_2}^T(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_q)\theta_{f_2} + \varepsilon_{f_2} \\ f_3(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_d) &= W_{f_3}^T(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_d)\theta_{f_3} + \varepsilon_{f_3} \end{aligned} \quad (3.32)$$

L'estimateur de la fonction $f_i(.)$, génère la fonction $\hat{f}_i(.)$, tel que :

$$\begin{aligned} \hat{f}_1(\Omega, \dot{\Omega}) &= W_{f_1}^T(\Omega, \dot{\Omega})\hat{\theta}_{f_1} \\ \hat{f}_2(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_q) &= W_{f_2}^T(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_q)\hat{\theta}_{f_2} \\ \hat{f}_3(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_d) &= W_{f_3}^T(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_d)\hat{\theta}_{f_3} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Pour commander la MSAP par la commande adaptative proposée on a besoin de trois systèmes flous. Le premier a deux entrées Ω et $\dot{\Omega}$, utilisé pour générer la commande i_{qref} . Le deuxième système flou a quatre entrées Ω , i_d , i_q et \dot{i}_q , fournit la commande V_{qref} . Le troisième système flou a aussi quatre entrées Ω , i_d , i_q et \dot{i}_d , délivre la commande V_{dref} . Dans notre application nous attribuons trois fonctions d'appartenance de type gaussien pour chaque entrée.

Pour élaborer les lois de commande les fonctions $\hat{f}_i(.)$ ($i = 1, 2, 3$) doivent être mises sous les formes suivantes :

$$\begin{aligned} \hat{f}_1(\Omega, \dot{\Omega}) &= \hat{F}_1(\Omega)\dot{\Omega} + \hat{G}_1(\Omega) \\ \hat{f}_2(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_q) &= \hat{F}_2(i_q)\dot{i}_q + \hat{G}_2(\Omega, i_d, i_q) \\ \hat{f}_3(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_d) &= \hat{F}_3(i_d)\dot{i}_d + \hat{G}_3(\Omega, i_d, i_q) \end{aligned} \quad (3.34)$$

A partir des fonctions estimées, on déduit les trois commandes :

$$\begin{aligned}
i_{qref} &= \hat{F}_1(\Omega)(v_1 + u_{gl1}) + \hat{G}_1(\Omega) \\
V_{qref} &= \hat{F}_2(i_q)(v_2 + u_{gl2}) + \hat{G}_2(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_q) \\
V_{dref} &= \hat{F}_2(i_q)(v_3 + u_{gl3}) + \hat{G}_3(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_d)
\end{aligned} \tag{3.35}$$

Où les termes de mode de glissement u_{gl1} , u_{gl2} et u_{gl3} sont donnés par :

$$\begin{aligned}
u_{gl1} &= \text{sgn}(\Omega_{ref} - \Omega) \left| \hat{F}_1^{-1}(\Omega) \right| k_{gl1} \\
u_{gl2} &= \text{sgn}(i_{qref} - i_q) \left| \hat{F}_2^{-1}(i_q) \right| k_{gl2} \\
u_{gl3} &= \text{sgn}(i_{dref} - i_d) \left| \hat{F}_3^{-1}(i_d) \right| k_{gl3}
\end{aligned} \tag{3.36}$$

Les expressions des termes v_i ($i = 1,2,3$), sont :

$$\begin{aligned}
v_1 &= \dot{\Omega}_{ref} + k_{\Omega}(\Omega_{ref} - \Omega) \\
v_2 &= \dot{i}_{qref} + k_{iq}(i_{qref} - i_q) \\
v_3 &= \dot{i}_{dref} + k_{id}(i_{dref} - i_d)
\end{aligned} \tag{3.37}$$

Les paramètres des trois systèmes flous sont adaptés par les lois suivantes :

$$\begin{aligned}
\hat{\theta}_{f1} &= \Gamma_1 W_{f1}^T(\Omega, \dot{\Omega}) \hat{F}_1^{-1}(\Omega_{ref} - \Omega) \\
\hat{\theta}_{f2} &= \Gamma_2 W_{f2}^T(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_q) \hat{F}_2^{-1}(i_{qref} - i_q) \\
\hat{\theta}_{f3} &= \Gamma_3 W_{f3}^T(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_d) \hat{F}_3^{-1}(i_{dref} - i_d)
\end{aligned} \tag{3.38}$$

Avec Γ_1 , Γ_2 et Γ_3 sont des constantes positives spécifiées par l'utilisateur.

3.2.3.2 RESULTATS DE SIMULATION

Pour valider l'application de la commande adaptative floue multivariable proposée à la machine synchrone à aimants permanents, nous avons procédé à la simulation numérique. Les valeurs des coefficients de réglage, imposant la dynamique désirée, sont regroupés dans le tableau 3.1.

k_{Ω}	k_{gl1}	Γ_1	k_{iq}	k_{gl2}	Γ_2	k_{id}	k_{gl3}	Γ_3
51	48	0.0001	150	57	0.019	20002	150	0.005

Tableau 3.1 : Coefficients de réglage.

Afin d'évaluer les performances de la commande de la MSAP quatre types de test sont exécutés. Le premier test concerne un essai de changement des références de vitesse passant de 0 à $w_n/2$ avec une pente de $w_n/0.4$ puis de $w_n/2$ à w_n avec une pente de $w_n/0.4$ et finalement de w_n à $-w_n$ avec une pente de $-w_n/0.2$ et pour un courant de référence suivant l'axe d $i_{dref} = 0$, et en absence de toute perturbation interne ou externe. Le deuxième test est exécuté en absence de toute perturbation interne et externe avec une référence de vitesse sinusoïdale

$(\Omega_{ref} = w_n \sin\left(\frac{\pi}{2}t\right) \text{ rad/s})$ et $i_{dref} = 0$. Le troisième test a pour but d'évaluer le niveau de robustesse de la commande vis-à-vis les perturbations externes (représentées par le couple résistant nominal), à cet effet, les perturbations sont appliquées durant 0.8 s entre les instants $t=1$ s et $t=1.8$ s. Le quatrième test présente les variations paramétriques qui constituent les perturbations internes, se font autour des valeurs nominales. Nous avons considéré des variations brusques à l'instant $t=1.5$ s sur la résistance statorique (R_s), sur les inductances (L_d, L_q), sur le moment d'inertie (J) ainsi que sur le flux des aimants (Φ_f). La résistance statorique et le moment d'inertie sont variées de 100 %, les inductances sont variées de -50 % et le flux des aimants de -10 %. Pour lisser la commande, nous avons remplacé la fonction discontinue "sgn" par la fonction continue saturation.

Les figures 3.3, 3.4, 3.5 et 3.6 donnent des résultats de simulations pour les quatre tests précédents. Nous pouvons constater que la vitesse suit parfaitement les références, le rejet de la perturbation est rapide, et le vecteur courant statorique est parfaitement aligné sur l'axe q . En outre, l'erreur de poursuite de la vitesse demeure satisfaisante même pour les fortes variations des paramètres.

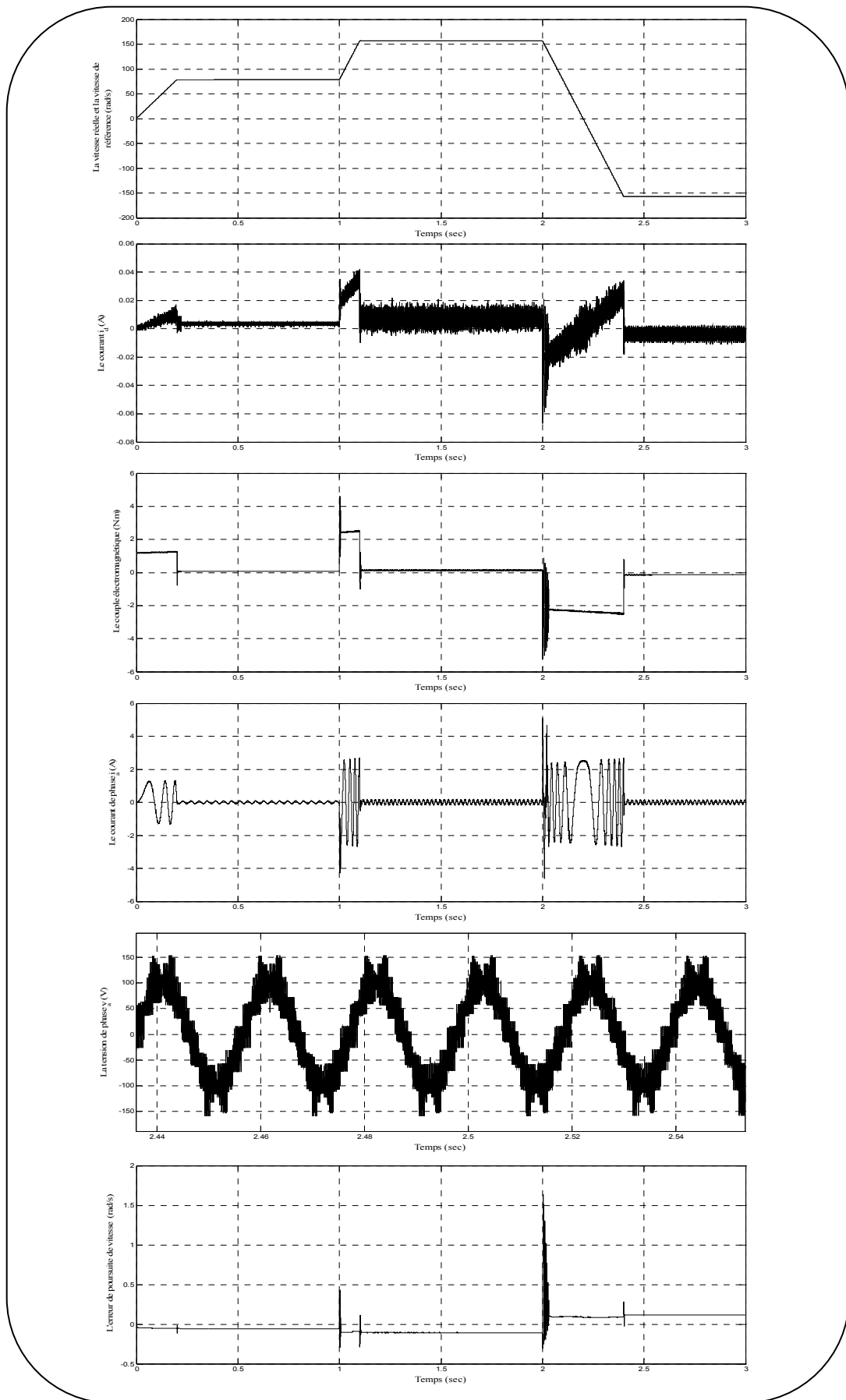


Figure 3.3 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue multivariable (Première approche) suite à l'application du premier test.

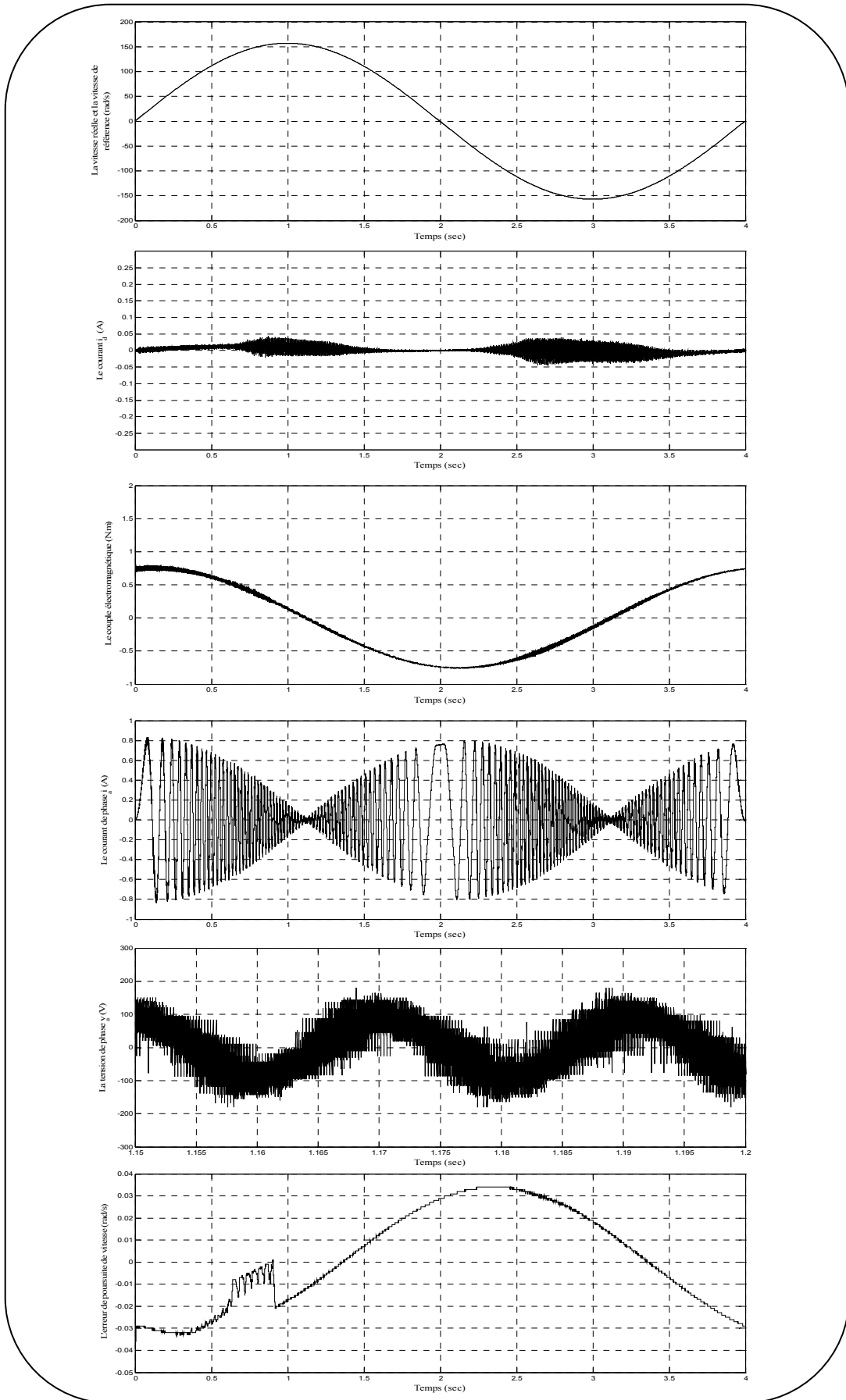


Figure 3.4 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue multivariable (Première approche) suite à l'application du deuxième test.

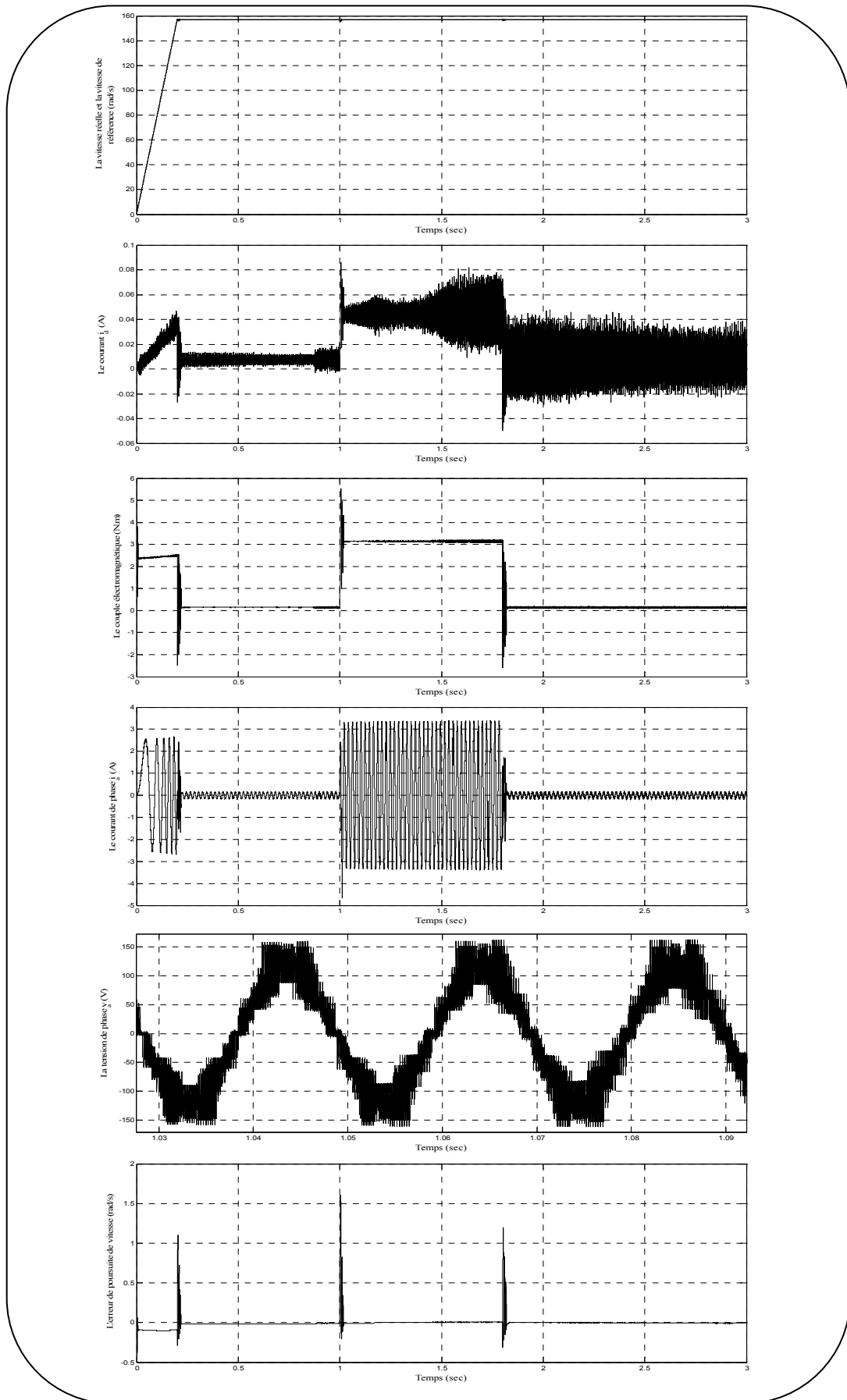


Figure 3.5 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue multivariable (Première approche) suite à l'application du troisième test.

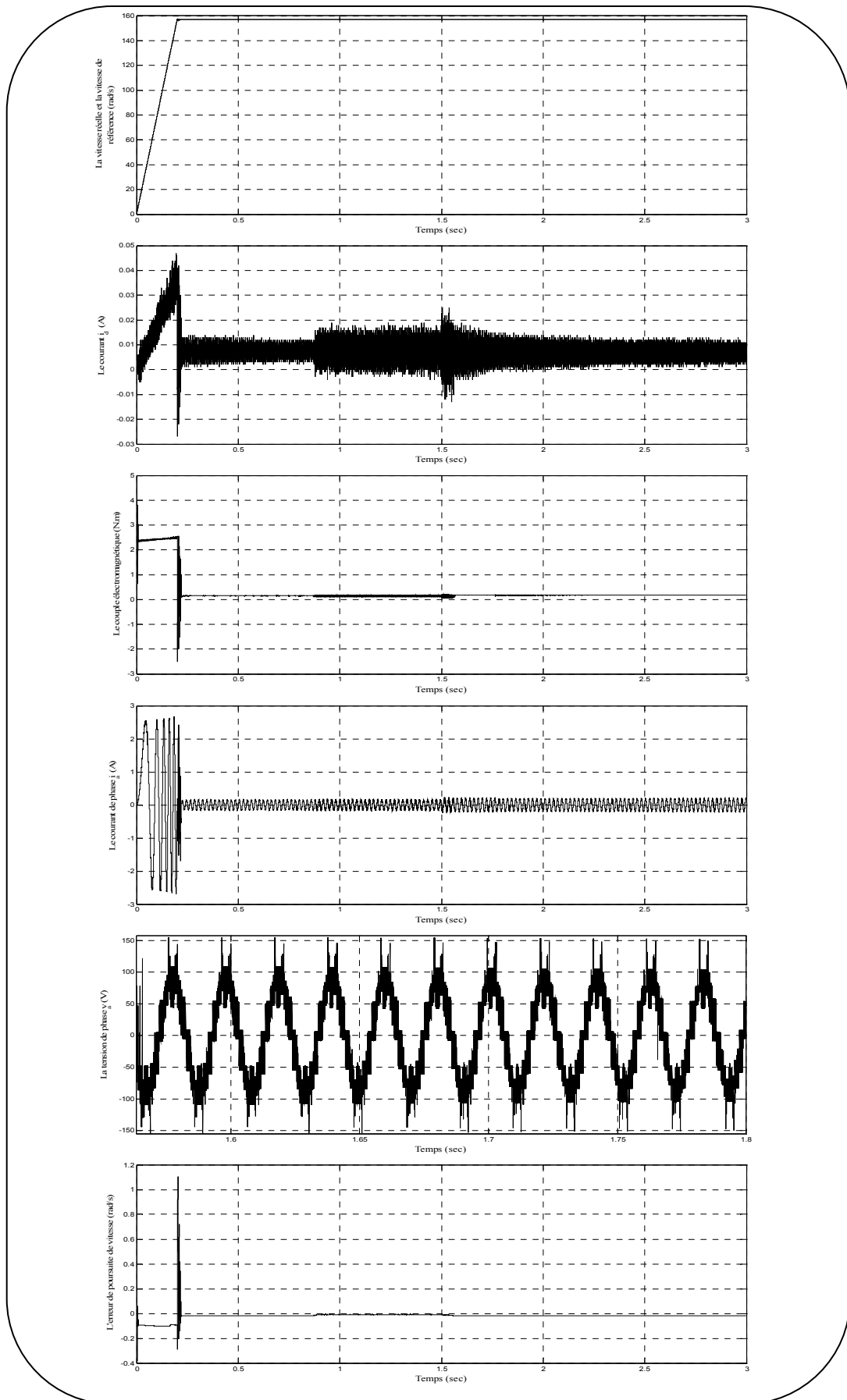


Figure 3.6 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue multivariable (Première approche) suite à l'application du quatrième test.

3.3 DEUXIEME APPROCHE

3.3.1 POSITION DU PROBLEME

Notre but est d'établir une loi de commande adaptative floue pour une certaine classe de système non linéaire rencontrée dans le domaine des machines électriques. Cette classe est de la forme :

$$\begin{aligned} u_i &= F_i(x)\dot{x}_i + G_i(x) \\ y_i &= x_i ; i = 1, \dots, m \end{aligned} \quad (3.39)$$

Où les vecteurs $x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_m]^T$, $u = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_m]^T$ et $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_m]^T$ sont respectivement le vecteur d'état, le vecteur d'entrée et le vecteur de sortie. Par ailleurs, les fonctions $F_i(x) \in \mathfrak{R}$ et $G_i(x) \in \mathfrak{R}$ sont des fonctions non linéaires. L'objectif de notre travail est d'élaborer une loi de commande u_i qui force la sortie y_i de suivre sa référence y_{di} . Pour réaliser cet objectif, on introduit les hypothèses suivantes :

Hypothèse 3.4 : le vecteur d'état est mesurable.

Hypothèse 3.5 : Les fonctions $F_i(x)$ sont des fonctions positives.

Hypothèse 3.6 : Le signal de référence x_d et sa dérivée sont des signaux bornés.

Hypothèse 3.7 : La dérivée temporelle de la fonction $F_i(x)$ vérifie la condition $|\dot{F}_i(x)| \leq F_{0i}$, où F_{0i} est une constante positive inconnue.

Si on suppose que les fonctions $F_i(x)$ et $G_i(x)$ sont connues, alors la loi de commande idéale suivante assure les objectifs de commande :

$$u_i = u_i^* = k_{id}e_i + \frac{1}{2}F_{0i}e_i + F_i(x)\dot{y}_{di} + G_i(x) \quad (3.40)$$

Avec k_{id} est une constante positive spécifiée par l'utilisateur.

On définit l'erreur de poursuite e_i par :

$$e_i = y_{di} - y_i \quad (3.41)$$

La dérivée temporelle de l'erreur de poursuite est :

$$\dot{e}_i = \dot{y}_{di} - \dot{y}_i \quad (3.42)$$

On multiplie l'équation (3.42) par $F_i(x)$ et on utilise le système d'équation (3.39), on obtient :

$$F_i(x)\dot{e}_i = F_i(x)\dot{y}_{di} + G_i(x) - u_i \quad (3.43)$$

Considérons la fonction candidate suivante :

$$V_i = \frac{1}{2} F_i(x) e_i^2 \quad (3.44)$$

La dérivée temporelle de V_i est :

$$\dot{V}_i = \frac{1}{2} \dot{F}_i(x) e_i^2 + e_i F_i(x) \dot{e}_i \quad (3.45)$$

Par substitution de l'équation (3.43) dans l'équation (3.45), on trouve :

$$\dot{V}_i = \frac{1}{2} \dot{F}_i(x) e_i^2 + e_i \{F_i(x) \dot{y}_{di} + G_i(x) - u_i\} \quad (3.46)$$

On utilise la loi de commande donnée par l'équation (3.40), l'expression de \dot{V}_i devient :

$$\dot{V}_i = \frac{1}{2} \{\dot{F}_i(x) - F_{0i}\} e_i^2 - k_{di} e_i^2 \quad (3.47)$$

On utilise la condition de l'hypothèse (3.7), il s'en suit :

$$\dot{V}_i \leq -k_{di} e_i^2 \quad (3.48)$$

Ceci implique que l'erreur de poursuite e_i converge asymptotiquement vers zéro.

Dans notre étude, les fonctions $F_i(x)$ et $G_i(x)$ sont supposées inconnues. De ce fait, l'implémentation de la loi de commande (3.40) s'avère inutile. Notre but consiste alors à approcher cette loi de commande par les systèmes flous.

3.3.2 SYNTHÈSE DE LA COMMANDE ET ANALYSE DE LA STABILITÉ

En exploitant les propriétés d'approximation du système flou, la fonction $F_i(x) \dot{y}_{di} + G_i(x)$ peut être approximée par un système flou de Sugeno, tel que [Tle-07-a]:

$$F_i(x) \dot{y}_{di} + G_i(x) = W_i^T(x) \theta_i^* + \varepsilon_i(x) \quad (3.49)$$

Avec $\varepsilon_i(x)$ est l'erreur d'approximation, θ_i^* est le vecteur paramètre optimal minimisant la fonction $|\varepsilon_i(x)|$ et $W_i(x)$ est le vecteur des fonctions floues de base.

D'après la propriété d'approximation universelle des systèmes flous utilisés, on peut supposer alors la bornitude des erreurs d'approximation, c'est-à-dire [Wan-92-b], [Wan-95]:

$$|\varepsilon_i(x)| \leq \bar{\varepsilon}_i \quad (3.50)$$

Où $\bar{\varepsilon}_i$ est un paramètre positif inconnu.

La loi de commande idéale u_i^* peut être exprimée sous la forme [Tle-07-a]:

$$u_i^* = k_{di}e_i + \frac{1}{2}F_{0i}e_i + W_i^T(x)\theta_i^* + \varepsilon_i(x) \quad (3.51)$$

La commande estimée \hat{u}_i^* peut être approchée sous la forme suivante :

$$\hat{u}_i^* = k_{di}e_i + \frac{1}{2}\hat{F}_{0i}e_i + W_i^T(x)\theta_i \quad (3.52)$$

Où \hat{F}_{0i} est l'estimée de la constante F_{0i} , tandis que θ_i est l'estimé du vecteur paramètre θ_i^* .

En utilisant les équations (3.51) et (3.52), l'erreur d'identification de la commande devient :

$$u_i^* - \hat{u}_i^* = \frac{1}{2}e_i\tilde{F}_{0i} + W_i^T(x)\tilde{\theta}_i \quad (3.53)$$

Avec :

$$\tilde{\theta}_i = \theta_i^* - \theta_i \text{ et } \tilde{F}_{0i} = F_{0i} - \hat{F}_{0i}$$

Proposition :

Pour chaque sous système, nous proposons une loi de commande de la forme [Tle-07-a]:

$$u_i = \hat{u}_i^* + u_{ri} = k_{di}e_i + \frac{1}{2}\hat{F}_{0i}e_i + W_i^T(x)\theta_i + u_{ri} \quad (3.54)$$

Avec u_{ri} est un terme de commande robuste introduit pour compenser les erreurs de reconstruction. Ce terme est choisi comme suit [Tle-07-a]:

$$u_{ri} = \hat{\varepsilon}_i \operatorname{sgn}(e_i) \quad (3.55)$$

Où $\hat{\varepsilon}_i$ est l'estimée de $\bar{\varepsilon}_i$.

Afin d'assurer la bornitude des paramètres estimés θ_i , la loi d'adaptation suivante est choisie [Tle-07-a]:

$$\dot{\theta}_i = \frac{1}{2}\eta_i e_i W_i(x) \quad (3.56)$$

Les deux paramètres \hat{F}_{0i} et $\hat{\varepsilon}_i$ sont adaptés par les lois suivantes [Tle-07-a]:

$$\dot{\hat{F}}_{0i} = \frac{1}{4}\alpha_i e_i^2 \quad (3.57)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_i = \frac{1}{2}\beta_i |e_i| \quad (3.58)$$

Avec η_i , α_i et β_i sont des constantes positives spécifiées par l'utilisateur.

La structure de commande adaptative floue proposée est donnée par la figure 3.7.

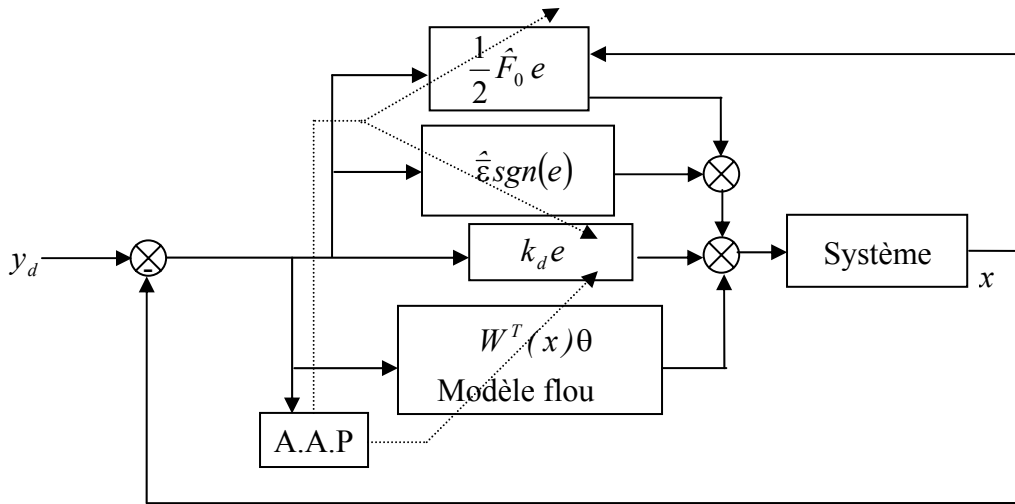


Figure 3.7 : Structure de la commande adaptative floue multivariable proposée.

Démonstration :

On considère la fonction candidate suivante :

$$V = \sum_{i=1}^m V_i \quad (3.59)$$

Avec :

$$V_i = \frac{1}{2} F_i(x) e_i^2 + \frac{1}{\eta_i} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i + \frac{1}{\alpha_i} \tilde{F}_{0i}^2 + \frac{1}{\beta_i} \tilde{\varepsilon}_i^2 \quad (3.60)$$

La dérivée temporelle de V_i est :

$$\dot{V}_i = \frac{1}{2} \dot{F}_i(x) e_i^2 + e_i F_i(x) \dot{e}_i - \frac{2}{\eta_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i - \frac{2}{\alpha_i} \tilde{F}_{0i} \dot{\tilde{F}}_{0i} - \frac{2}{\beta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\tilde{\varepsilon}}_i \quad (3.61)$$

Par substitution de l'équation (3.43) dans l'équation (3.61), il vient :

$$\dot{V}_i = \frac{1}{2} \dot{F}_i(x) e_i^2 + e_i \{ F_i(x) \dot{y}_{di} + G_i(x) - u_i \} - \frac{2}{\eta_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i - \frac{2}{\alpha_i} \tilde{F}_{0i} \dot{\tilde{F}}_{0i} - \frac{2}{\beta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\tilde{\varepsilon}}_i \quad (3.62)$$

En utilisant la loi de commande (3.54), l'expression de \dot{V}_i devient :

$$\dot{V}_i = \frac{1}{2} \dot{F}_i(x) e_i^2 + e_i \left\{ W_i^T(x) \tilde{\theta}_i + \varepsilon_i(x) - k_{di} e_i - \frac{1}{2} \hat{F}_{0i} e_i - u_{ri} \right\} - \frac{2}{\eta_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\tilde{\theta}}_i - \frac{2}{\alpha_i} \tilde{F}_{0i} \dot{\tilde{F}}_{0i} - \frac{2}{\beta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\tilde{\varepsilon}}_i \quad (3.63)$$

Par substitution des équations (3.55) et (3.56) dans l'équation (3.63), on trouve :

$$\dot{V}_i = \frac{1}{2} \dot{F}_i(x) e_i^2 + e_i \left\{ \varepsilon_i(x) - k_{di} e_i - \frac{1}{2} \hat{F}_{0i} e_i - \hat{\varepsilon} \operatorname{sgn}(e_i) \right\} - \frac{2}{\alpha_i} \tilde{F}_i \dot{\hat{F}}_{0i} - \frac{2}{\beta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\hat{\varepsilon}}_i \quad (3.64)$$

En utilisant l'hypothèse (3.7), il s'en suit :

$$\dot{V}_i \leq -k_{di} e_i^2 + \frac{1}{2} \tilde{F}_{0i} e_i^2 + e_i \varepsilon_i(x) - |e_i| \hat{\varepsilon}_i - \frac{2}{\alpha_i} \tilde{F}_{0i} \dot{\hat{F}}_{0i} - \frac{2}{\beta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\hat{\varepsilon}}_i \quad (3.65)$$

On utilise la loi d'adaptation (3.57), il vient :

$$\dot{V}_i \leq -k_{di} e_i^2 + e_i \varepsilon_i(x) - |e_i| \hat{\varepsilon}_i - \frac{2}{\beta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\hat{\varepsilon}}_i \quad (3.66)$$

D'après la propriété l'approximation (3.50), l'inégalité (3.66) devient :

$$\dot{V}_i \leq -k_{di} e_i^2 + |e_i| \bar{\varepsilon}_i - |e_i| \hat{\varepsilon}_i - \frac{2}{\beta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\hat{\varepsilon}}_i \quad (3.67)$$

On remplace (3.58) dans (3.67), on obtient :

$$\dot{V}_i \leq -k_{di} e_i^2 \quad (3.68)$$

L'inégalité (3.68) implique que e_i converge asymptotiquement vers zéro et que tous les signaux du système sont bornés, c'est-à-dire que l'erreur de poursuite e_i , les états x_i , les paramètres estimés θ_i , \hat{F}_{0i} et $\hat{\varepsilon}_i$, les signaux de commande u_i , et la fonction candidate V_i sont tout bornés.

3.3.3 APPLICATION A LA MSAP

3.3.3.1 REGLAGE DE VITESSE

La figure 3.8 illustre schématiquement le principe de la commande adaptative floue proposée lors du réglage de vitesse de la MSAP.

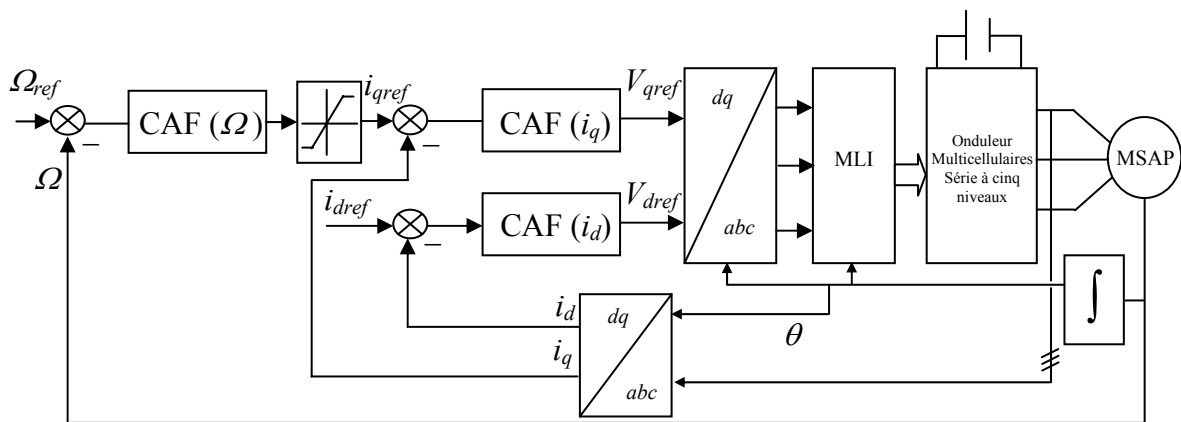


Figure 3.8 : Structure du réglage de vitesse par la méthode de commande adaptative floue multivariable proposée.

Afin d'appliquer la commande adaptative floue multivariable proposée pour le réglage de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents, nous considérons le modèle de la MSAP donné par le système d'équation (3.30).

$$\begin{aligned} i_{qref} &= F_1(\Omega)\dot{\Omega} + G_1(\Omega) \\ v_q &= F_2(i_q)\dot{i}_q + G_2(\Omega, i_d, i_q) \\ v_d &= F_3(i_d)\dot{i}_d + G_3(\Omega, i_d, i_q) \end{aligned} \quad (3.69)$$

L'implémentation de cette commande nécessite l'approximation des fonctions $F_1(\Omega)\dot{\Omega}_{ref} + G_1(\Omega)$, $F_2(i_q)\dot{i}_{qref} + G_2(\Omega, i_d, i_q)$ et $F_3(i_d)\dot{i}_{dref} + G_3(\Omega, i_d, i_q)$ par les systèmes flous, ainsi, cette approximation est donnée par :

$$\begin{aligned} F_1(\Omega)\dot{\Omega}_{ref} + G_1(\Omega) &= W_1^T(\Omega)\theta_1^* + \varepsilon_1(\Omega) \\ F_2(i_q)\dot{i}_{qref} + G_2(\Omega, i_d, i_q) &= W_2^T(\Omega, i_d, i_q)\theta_2^* + \varepsilon_2(\Omega, i_d, i_q) \\ F_3(i_d)\dot{i}_{dref} + G_3(\Omega, i_d, i_q) &= W_3^T(\Omega, i_d, i_q)\theta_3^* + \varepsilon_3(\Omega, i_d, i_q) \end{aligned} \quad (3.70)$$

Avec $\varepsilon_1(\Omega)$, $\varepsilon_2(\Omega, i_d, i_q)$ et $\varepsilon_3(\Omega, i_d, i_q)$ sont respectivement les erreurs de reconstruction des fonctions $F_1(\Omega)\dot{\Omega}_{ref} + G_1(\Omega)$, $F_2(i_q)\dot{i}_{qref} + G_2(\Omega, i_d, i_q)$ et $F_3(i_d)\dot{i}_{dref} + G_3(\Omega, i_d, i_q)$, tel que :

$$\begin{aligned} |\varepsilon_1(\Omega)| &\leq \bar{\varepsilon}_1 \\ |\varepsilon_2(\Omega, i_d, i_q)| &\leq \bar{\varepsilon}_2 \\ |\varepsilon_3(\Omega, i_d, i_q)| &\leq \bar{\varepsilon}_3 \end{aligned} \quad (3.71)$$

Dans cette approximation, nous choisissons trois systèmes flous de Sugeno d'ordre zéro. Le premier système flou a une entrée (Ω), tandis que les deux autres systèmes ont chacun trois entrées (Ω , i_d et i_q). Dans notre application nous attribuons trois fonctions d'appartenance de type gaussien pour chaque entrée.

Les lois de commande sont :

$$\begin{aligned} i_{qref} &= k_{d1}e_1 + \frac{1}{2}\hat{F}_{01}e_1 + W_1^T(\Omega)\theta_1 + \hat{\varepsilon}_1 \operatorname{sgn}(e_1) \\ v_{qref} &= k_{d2}e_2 + \frac{1}{2}\hat{F}_{02}e_2 + W_2^T(\Omega, i_d, i_q)\theta_2 + \hat{\varepsilon}_2 \operatorname{sgn}(e_2) \\ v_{dref} &= k_{d3}e_3 + \frac{1}{2}\hat{F}_{03}e_3 + W_3^T(\Omega, i_d, i_q)\theta_3 + \hat{\varepsilon}_3 \operatorname{sgn}(e_3) \end{aligned} \quad (3.72)$$

Avec e_1 , e_2 et e_3 sont les erreurs de poursuite, elles sont données par :

$$\begin{aligned} e_1 &= \Omega_{ref} - \Omega \\ e_2 &= i_{qref} - i_q \\ e_3 &= i_{dref} - i_d \end{aligned} \quad (3.73)$$

Les vecteurs paramètres θ_1 , θ_2 et θ_3 sont ajustés par les lois suivantes :

$$\begin{aligned}\dot{\theta}_1 &= \frac{1}{2}\eta_1 e_1 W_1(\Omega) \\ \dot{\theta}_2 &= \frac{1}{2}\eta_2 e_2 W_2(\Omega, i_d, i_q) \\ \dot{\theta}_3 &= \frac{1}{2}\eta_3 e_3 W_3(\Omega, i_d, i_q)\end{aligned}\quad (3.74)$$

Avec η_1 , η_2 et η_3 sont des constantes positives.

Les paramètres \hat{F}_{01} , \hat{F}_{02} et \hat{F}_{03} sont adaptés par :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{F}}_{01} &= \frac{1}{4}\alpha_1 e_1^2 \\ \dot{\hat{F}}_{02} &= \frac{1}{4}\alpha_2 e_2^2 \\ \dot{\hat{F}}_{03} &= \frac{1}{4}\alpha_3 e_3^2\end{aligned}\quad (3.75)$$

Où α_1 , α_2 et α_3 sont des constantes positives.

Les bornes des erreurs de reconstruction sont estimées par :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\varepsilon}}_1 &= \frac{1}{2}\beta_1 |e_1| \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_2 &= \frac{1}{2}\beta_2 |e_2| \\ \dot{\hat{\varepsilon}}_3 &= \frac{1}{2}\beta_3 |e_3|\end{aligned}\quad (3.76)$$

Avec β_1 , β_2 et β_3 sont des constantes positives.

3.3.3.2 RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette section, nous présentons les résultats obtenus suite à la simulation de la technique de commande adaptative floue multivariable proposée appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. Les valeurs des coefficients de réglage, imposant la dynamique désirée, sont regroupés dans le tableau 3.2.

k_{d1}	η_1	α_1	β_1	k_{d2}	η_2	α_2	β_2	k_{d3}	η_3	α_3	β_3
35	0.01	0.01	0.01	2000	0.01	0.01	0.01	999	0.01	0.01	0.01

Tableau 3.2 : Coefficients de réglage de vitesse de la MSAP par la technique de commande adaptative floue multivariable proposée.

On exécute les mêmes quatre tests comme dans la commande adaptative floue précédente (Première approche). Les figures 3.9, 3.10, 3.11 et 3.12 donnent les résultats de simulations des quatre tests. Nous notons des performances dynamiques et statiques fortes intéressantes, le rejet

de perturbation est efficace, le découplage des axes $d-q$ n'est pas affecté par le régime sévère appliqué à la machine. Des résultats obtenus suite aux variations paramétriques, nous pouvons conclure que la commande adaptative floue proposée (Deuxième approche) présente une forte robustesse en présence des variations paramétriques et de perturbation. La dynamique de poursuite de la consigne ainsi que le découplage de la machine ne sont pas affectés par les variations paramétriques introduites sur le système, ce qui montre la capacité d'adaptation du schéma de commande proposée.

3.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté et appliqué deux techniques de commande adaptatives floues, dans le but de régler la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

Ayant des structures faciles à implémenter, les deux lois de commande n'exigent aucune information paramétrique sur le modèle dynamique de la machine synchrone à aimants permanents. Les systèmes flous interviennent pour l'approximation des fonctions non linéaires, ces dernières sont déterminées par un auto-apprentissage ou auto-adaptation selon des lois qui assurent la stabilité globale du système. Les deux techniques de commande, font intervenir un terme de commande robuste, lequel a pour rôle de compenser les effets des erreurs de reconstruction. La théorie de l'approximation et celles de Lyapunov sont mises en contribution pour établir une loi d'adaptation paramétrique assurant la bornitude de tous les signaux du système et de l'erreur des paramètres des systèmes flous.

L'implémentation de la première loi de commande adaptative floue (Première approche), ne nécessite pas la connaissance du modèle dynamique du système à régler, contrairement à la commande linéarisante classique, où l'utilisation de tel algorithme exige une connaissance exacte du modèle du système à régler. Néanmoins, l'implémentation de la commande floue adaptative proposée (Première approche), nécessite un temps de calcul relativement élevé, vu qu'elle a besoin d'un nombre important de règles floues. Pour surmonter ce problème, nous avons recours à la deuxième approche. Dans cette technique de commande, les systèmes flous sont utilisés pour générer directement les signaux de commande à appliquer au système pour garantir les objectifs de commande, et ceci sans identification de la dynamique inconnue de la machine.

A la lumière des réponses enregistrées, les deux techniques adoptées présentent de bonnes performances. En effet, les multiples tests effectués sur le modèle de la machine synchrone à aimants permanents, nous ont permis de juger positivement la stabilité et l'efficacité de ces algorithmes.

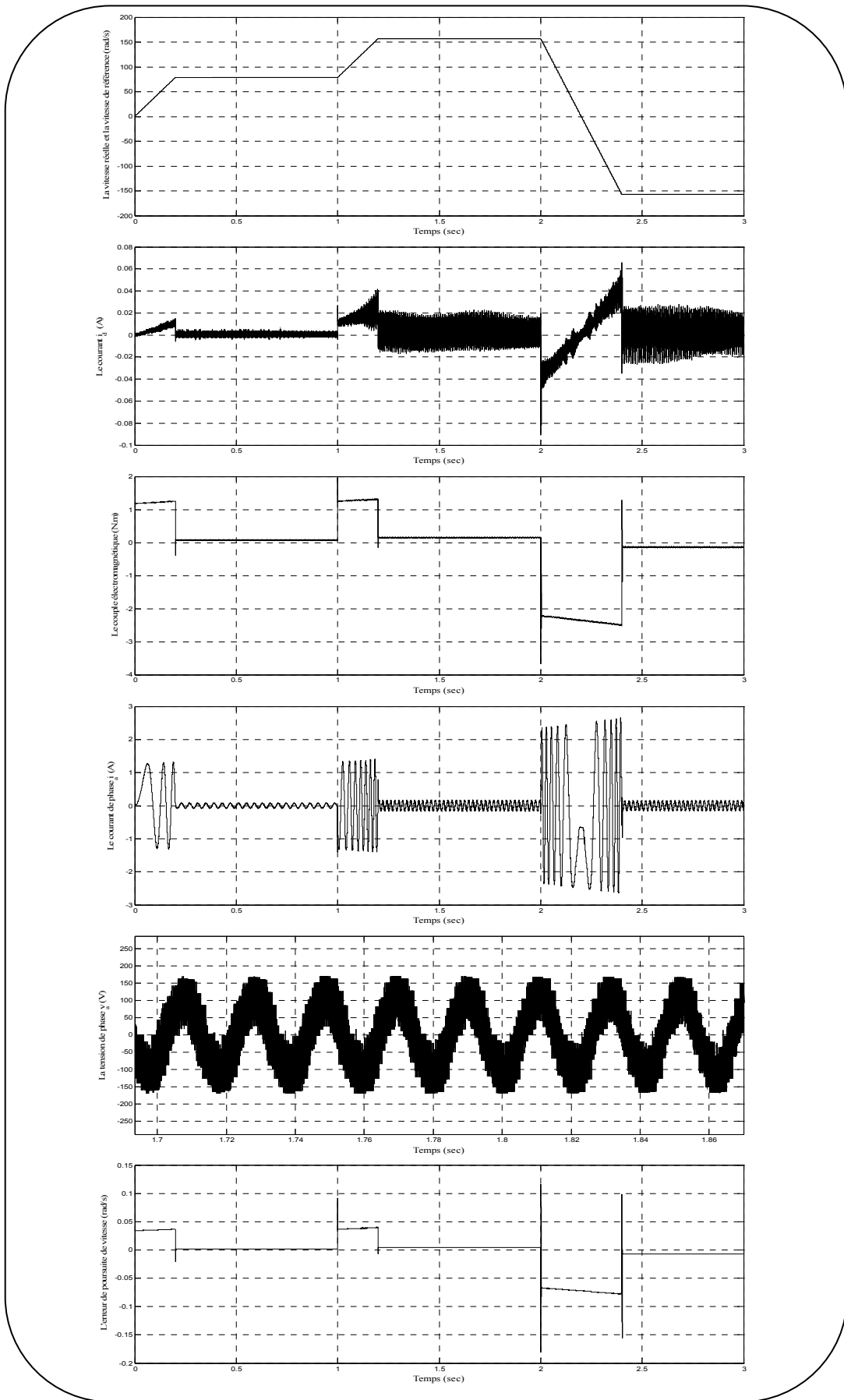


Figure 3.9 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue multivariable (Deuxième approche) suite à l'application du premier test.

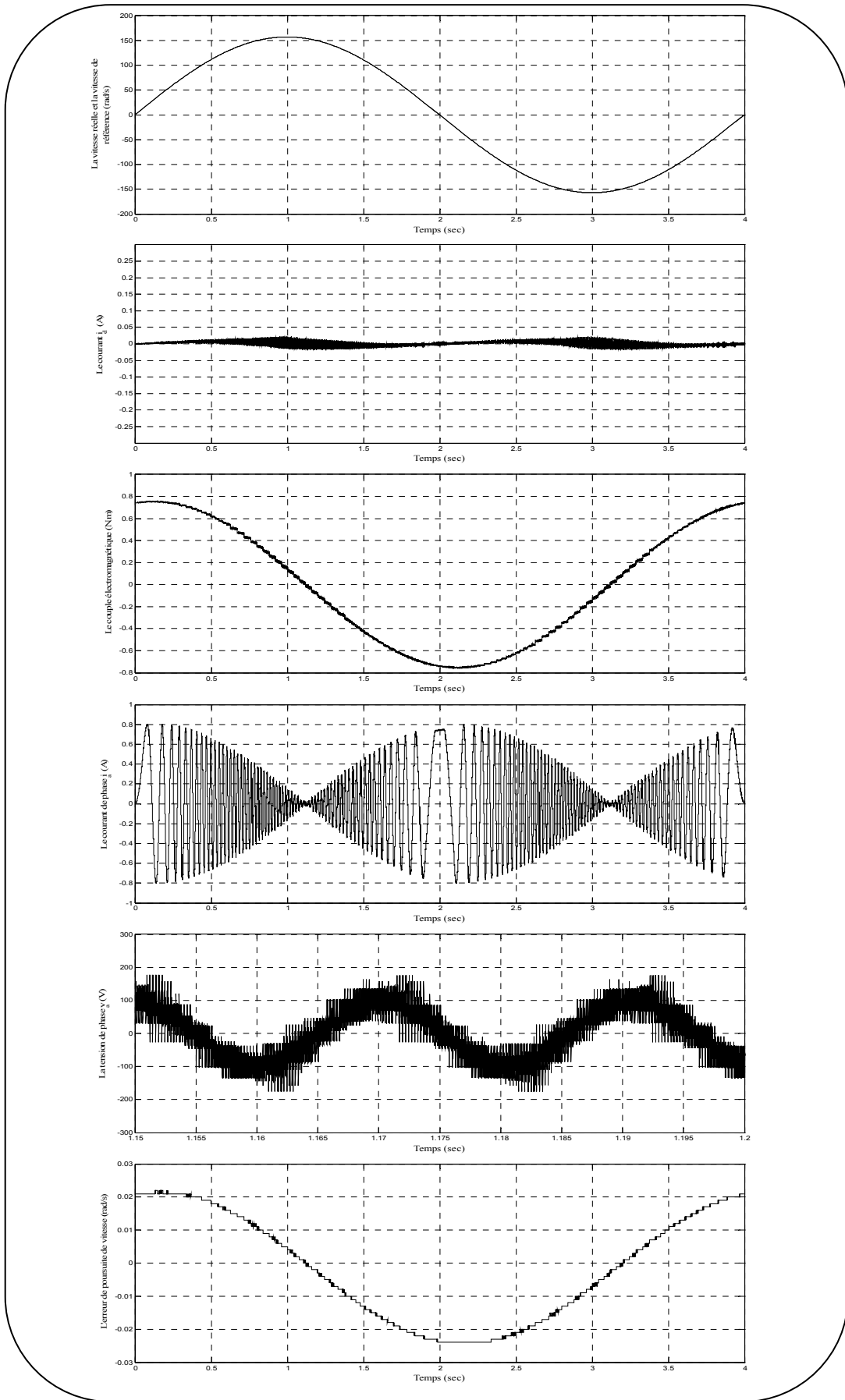


Figure 3.10 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue multivariable (Deuxième approche) suite à l'application du deuxième test.

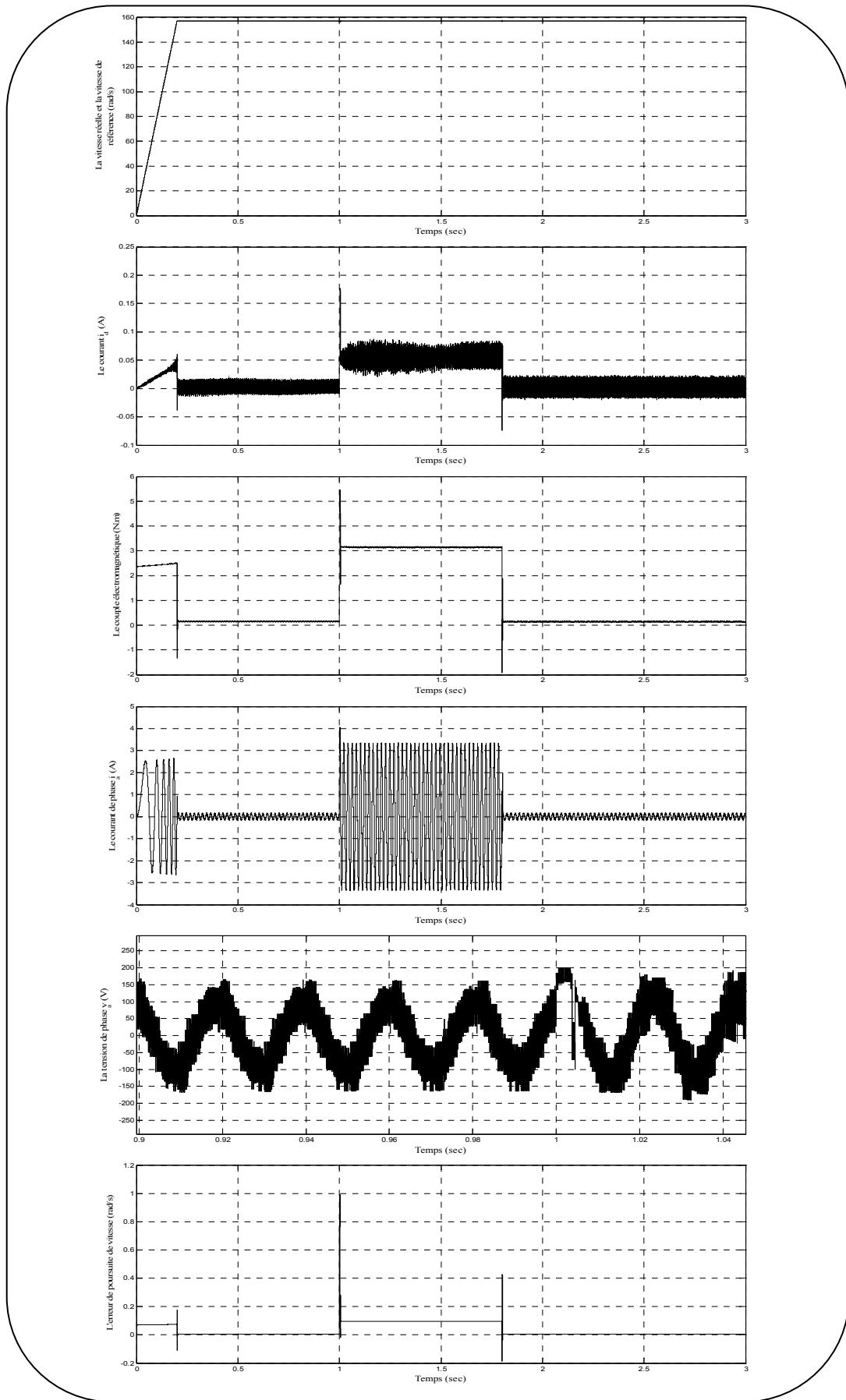


Figure 3.11 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue multivariable (Deuxième approche) suite à l'application du troisième test.

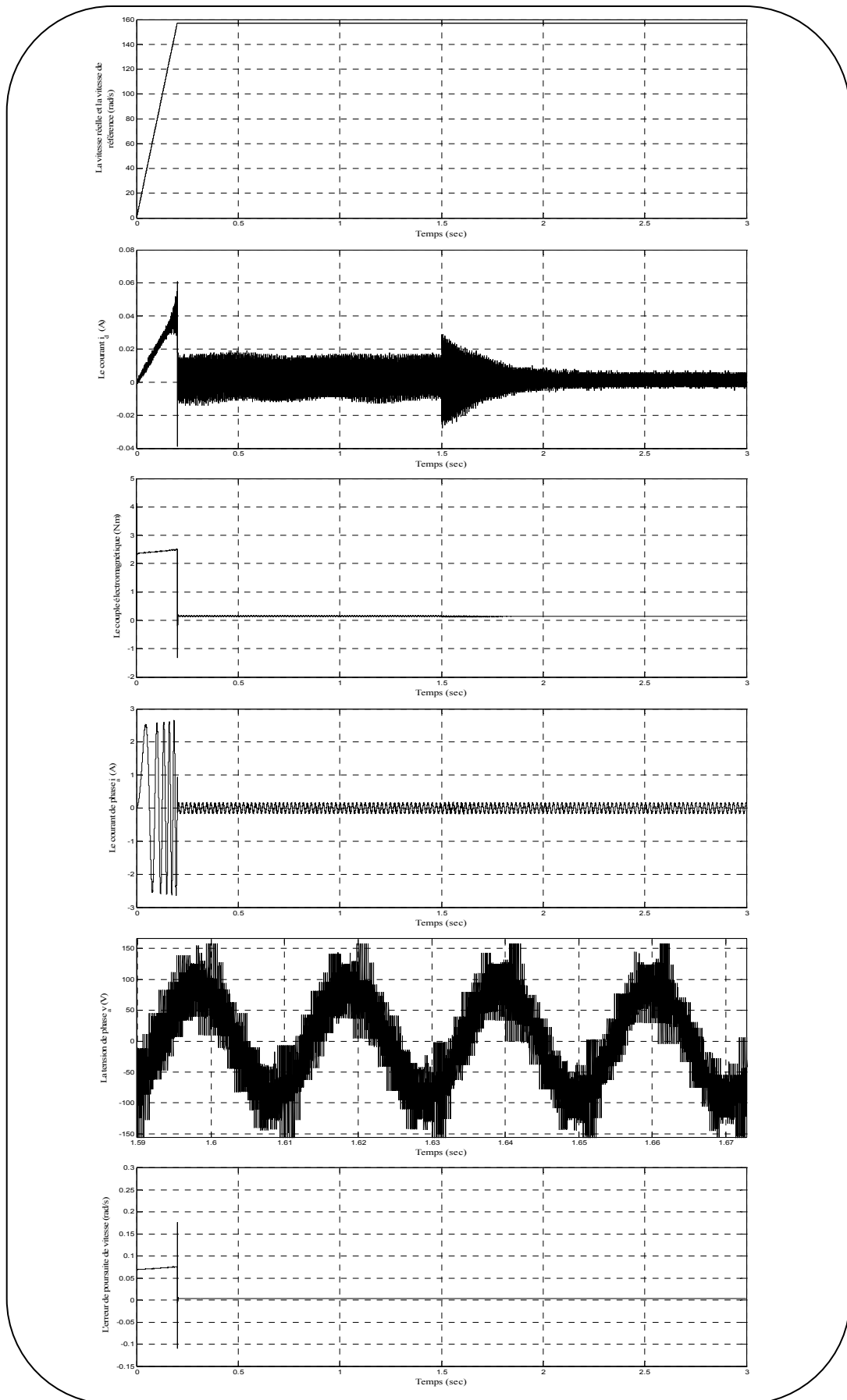


Figure 3.12 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue multivariable (Deuxième approche) suite à l'application du quatrième test.

Chapitre 4

COMMANDE ADAPTATIVE DECENTRALISEE PAR LES SYSTEMES FLOUS

4.1 INTRODUCTION

Aujourd'hui, le problème de contrôle des systèmes non linéaires interconnectés composés de plusieurs sous-systèmes, pouvant être éloignés, est survenu dans beaucoup d'applications technologiques. La synthèse des approches de control centralisée, pour ces systèmes, peut être difficile et sa mise en place matérielle est généralement coûteuse. De plus, ce contrôle peut s'avérer inefficace dû à la nature modulaire du système et de leur distance géographique qui peut empêcher le partage d'informations entre les différents sous systèmes. Par conséquent, l'approche décentralisée est préférée dans la conception de contrôle des systèmes non linéaires interconnectés composés de plusieurs sous systèmes [Zha-97][Chi-02][Wan-03]. L'approche décentralisée a le but de réduire les difficultés inhérentes à la conception, à l'exploitation et à l'entretien du système entier. Cependant, ce domaine est le sujet d'une recherche intensive pour aborder le problème de la conception du contrôle décentralisé afin de piloter les systèmes non linéaires interconnectés composés de plusieurs sous systèmes.

Des stratégies de commande adaptative décentralisée par modèle de référence ont été étudiées dans [Ioa-86][Gav-89][Dat-93] pour le cas continu et dans [Ort-93] pour le cas discret. Cependant, ces stratégies sont limitées aux cas des sous-systèmes linéaires et la possibilité de la non linéarité des interconnexions. Dans le but d'étendre les stratégies de commande adaptative décentralisée des systèmes non linéaires interconnectés avec des sous systèmes non linéaires incertains et des interconnexions inconnues, des approches adaptative floue décentralisée sont proposées dans [Spo-97][Zha-01][Ton-03].

Notre but est de développer des contrôleurs adaptatifs décentralisés flous pour la machine synchrone à aimants permanents, pour cela le modèle de la MSAP est considéré comme l'association de deux sous-systèmes. Les schémas de commande proposés présentent deux principaux avantages. D'une part, l'utilisation des systèmes flous permet de surmonter le problème de connaissances des non linéarités locales de chaque sous système. D'autre part, la structure décentralisée rend l'implémentation sur des architectures parallèles possible et, de ce fait, le temps de calcul peut être considérablement réduit par rapport à la structure centralisée. Dans ce chapitre on va proposer deux approches de commande adaptative floue. Ces approches seront utilisées pour régler la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

4.2 PREMIERE APPROCHE

4.2.1 POSITION DU PROBLEME

On considère un système non linéaire interconnecté composé de « $m_1 + m_2$ » sous système, donné par :

$$\sum_i \begin{cases} x_i^{(r_i)} = F_i(\bar{x}_i) + \bar{g}_i u_i + \Delta_i(\bar{x}) \\ y_i = x_i ; i = 1, \dots, m_1 \end{cases} \quad (4.1)$$

$$\sum_j \begin{cases} \dot{x}_j = F_j(x_j) + \bar{g}_j u_j + \Delta_j(x, \dot{x}) \\ y_j = x_j ; j = m_1 + 1, \dots, m_1 + m_2 \end{cases} \quad (4.2)$$

Où, $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ \dots \ x_{m_1+m_2}]^T$ et $\bar{x}_i = [x_i \ \dot{x}_i \ \ddot{x}_i \ \dots \ x_i^{(r_i-1)}]^T$. De plus, les vecteurs $\bar{x} = [\bar{x}_1^T \ \bar{x}_2^T \ \bar{x}_3^T \ \dots \ \bar{x}_{m_1+m_2}^T]^T$, $u = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ \dots \ u_{m_1+m_2}]^T$ et $y = [y_1 \ y_2 \ y_3 \ \dots \ y_{m_1+m_2}]^T$ sont respectivement le vecteur d'état, le vecteur d'entrée et le vecteur de sortie. Les fonctions $F_i(\bar{x}_i) \in \mathfrak{R}$ et $F_j(x_j) \in \mathfrak{R}$ sont des fonctions non linéaires continues supposées inconnues, \bar{g}_i et \bar{g}_j sont des constantes, et $\Delta_i(\bar{x})$ et $\Delta_j(x, \dot{x})$ représentent l'effet des interconnexions entre les sous systèmes.

L'objectif de la commande adaptative est d'élaborer une loi de commande adaptative utilisant les systèmes flous pour chaque sous système et, ceci, en utilisant uniquement les informations locales (variables d'état locales) propres à chaque sous système, de telle sorte que chaque sortie y_i ($i = 1, \dots, m_1 + m_2$) suit sa référence y_{di} , tout en garantissant la bornitude de tous les signaux du système entier. Afin de réaliser ce but, nous faisons d'abord des hypothèses suivantes :

Hypothèse 4.1 : \bar{g}_i ($i = 1, \dots, m_1 + m_2$) sont des constantes positives.

Hypothèse 4.2 : Le vecteur d'état est supposé mesurable.

Hypothèse 4.3 : Les termes d'interconnexions $\Delta_i(\bar{x})$ et $\Delta_j(x, \dot{x})$ satisfont les conditions suivantes :

$$\sup_{t \geq 0} |\Delta_i(\bar{x})| \leq \delta_i \quad (4.3)$$

$$\sup_{t \geq 0} |\Delta_j(x, \dot{x})| \leq \delta_j \quad (4.4)$$

Avec δ_i et δ_j sont des constantes positives inconnues.

Si on suppose que les fonctions $F_i(\bar{x}_i)$ et $F_j(x_j)$ sont connues et que les sous systèmes \sum_i et \sum_j sont isolés, c'est-à-dire $\Delta_i(\bar{x}) = 0$ et $\Delta_j(x, \dot{x}) = 0$, les lois de commande idéale u_i et u_j peuvent être prises comme :

$$u_i^* = \frac{1}{\bar{g}_i} (v_i - F_i(\bar{x}_i)) \quad (4.5)$$

$$u_j^* = \frac{1}{\bar{g}_j} (v_j - F_j(x_j)) \quad (4.6)$$

Avec :

$$v_i = y_{di}^{(r_i)} + k_{i,r_i} e_i^{(r_i-1)} + \dots + k_{i,1} e_i \quad (4.7)$$

$$v_j = \dot{y}_{dj} + q_j e_j \quad (4.8)$$

$$e_i = y_{di} - y_i, \quad e_j = y_{dj} - y_j, \quad k_{i,m} > 0 \quad (m = 1, \dots, r_i) \quad \text{et} \quad q_j > 0.$$

Par substitution de l'équation (4.5) dans (4.1), et (4.6) dans (4.2), il s'en suit :

$$e_i^{(r_i)} + k_{i,r_i} e_i^{(r_i-1)} + \dots + k_{i,1} e_i = 0 \quad (4.9)$$

$$\dot{e}_j + q_j e_j = 0 \quad (4.10)$$

Etant donné que les coefficients q_j sont positifs et les coefficients $k_{i,1}, \dots, k_{i,r_i}$ sont imposés de sorte que le polynôme $p^{(r_i)} + k_{i,r_i} p^{(r_i-1)} + \dots + k_{i,1}$ est un polynôme d'Hyrwitz, donc les erreurs e_j et e_i convergent asymptotiquement vers zéro.

Dans notre cas, les fonctions $F_i(\bar{x}_i)$ et $F_j(x_j)$ sont inconnues et les termes d'interconnexions $\Delta_i(\bar{x})$ et $\Delta_j(x, \dot{x})$ sont non nuls. De ce fait, l'implémentation des lois de commande, données par les équations (4.5) et (4.6), s'avère inutile, du fait qu'elle a besoin d'un modèle précis et à cause de l'existence des termes d'interconnexions. Pour résoudre de tels problèmes, une approche de commande adaptative décentralisée floue est proposée.

4.2.2 SYNTHÈSE DE LA COMMANDE ET ANALYSE DE LA STABILITÉ

Dans cette commande le rôle attribué aux systèmes flous est d'estimer en ligne les fonctions inconnues $F_i(\bar{x}_i)$ et $F_j(x_j)$. Ces fonctions sont approchées par :

$$\hat{F}_i(\bar{x}_i, \theta_i) = W_i^T(\bar{x}_i) \theta_i \quad (4.11)$$

$$\hat{F}_j(x_j, \vartheta_j) = W_j^T(x_j) \vartheta_j \quad (4.12)$$

Avec θ_i et ϑ_j sont les vecteurs des paramètres ajustés, et $W_i^T(\bar{x}_i)$ et $W_j^T(x_j)$ sont les vecteurs de fonction floue de base.

Les fonctions réelles $F_i(\bar{x}_i)$ et $F_j(x_j)$ peuvent être exprimées sous les formes :

$$F_i(\bar{x}_i) = W_i^T(\bar{x}_i) \theta_i^* + \varepsilon_i(\bar{x}_i) \quad (4.13)$$

$$F_j(x_j) = W_j^T(x_j) \vartheta_j^* + \varepsilon_j(x_j) \quad (4.14)$$

Avec $\varepsilon_i(\bar{x}_i)$ et $\varepsilon_j(x_j)$ sont les erreurs d'approximation, et θ_i^* et ϑ_j^* sont respectivement les paramètres optimaux de θ_i et ϑ_j minimisant les fonctions $|\varepsilon_i(\bar{x}_i)|$ et $|\varepsilon_j(x_j)|$.

D'après les propriétés d'approximation universelle des systèmes flous utilisés, on peut supposer alors la bornitude des erreurs d'approximation, c'est-à-dire :

$$|\varepsilon_i(\bar{x}_i)| \leq \bar{\varepsilon}_i \text{ et } |\varepsilon_j(x_j)| \leq \bar{\varepsilon}_j$$

Où $\bar{\varepsilon}_i$ et $\bar{\varepsilon}_j$ sont des paramètres positifs inconnus.

A partir des équations (4.11), (4.12), (4.13) et (4.14), on peut écrire :

$$F_i(\bar{x}_i) = \hat{F}_i(\bar{x}_i, \theta_i) + W_i^T(\bar{x}_i) \tilde{\theta}_i + \varepsilon_i(\bar{x}_i) \quad (4.15)$$

$$F_j(x_j) = F_j(x_j, \vartheta_j) + W_j^T(x_j) \tilde{\vartheta}_j + \varepsilon_j(x_j) \quad (4.16)$$

Où $\tilde{\theta}_i = \theta_i^* - \theta_i$ et $\tilde{\vartheta}_j = \vartheta_j^* - \vartheta_j$ sont les erreurs paramétriques.

On pose :

$$\bar{e}_i = [e_i \dot{e}_i \cdots e_i^{(r_i-1)}]^T \text{ et } \bar{k}_i = [k_{i,1} k_{i,2} \cdots k_{i,r_i}]^T$$

D'où, on peut écrire :

$$v_i = y_{di}^{(r_i)} + \bar{k}_i^T \bar{e}_i \quad (4.17)$$

En ajoutant et en retranchant dans l'équation (4.17) le terme $x_i^{(r_i)}$, il vient :

$$e_i^{(r_i)} = v_i - \bar{k}_i^T \bar{e}_i - F_i(\bar{x}_i) - \bar{g}_i u_i - \Delta_i(\bar{x}) \quad (4.18)$$

D'où, il s'en suit :

$$\dot{\bar{e}}_i = A_i \bar{e}_i + B_i \{v_i - F_i(\bar{x}_i) - \bar{g}_i u_i - \Delta_i(\bar{x})\} \quad (4.19)$$

Avec :

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -k_{i,1} & -k_{i,2} & -k_{i,3} & \cdots & -k_{i,r_i} \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_i \times r_i} ; B_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \in \mathfrak{R}^{r_i} \quad (4.20)$$

Les coefficients $k_{i,1}, \dots, k_{i,r_i}$ sont choisis de sorte que la matrice A_i soit stable. Ainsi, pour toute matrice symétrique définie positive donnée Q_i , il existe une matrice symétrique définie positive solution de l'équation de Lyapunov suivante :

$$P_i A_i + A_i^T P_i = -Q_i \quad (4.21)$$

En ajoutant et en retranchant dans l'équation (4.8) le terme \dot{x}_j et en utilisant l'équation (4.2), on obtient :

$$\dot{e}_j = -q_j e_j + v_j - F_j(x_j) - \bar{g}_j u_j - \Delta_j(x, \dot{x}) \quad (4.22)$$

Proposition :

En utilisant les fonctions estimées, les lois de commande deviennent :

$$u_i = \frac{1}{\hat{g}_i} (v_i - \hat{F}_i(\bar{x}_i, \theta_i) + u_{pi}) + u_{qi} \quad (4.23)$$

$$u_j = \frac{1}{\hat{g}_j} (v_j - \hat{F}_j(x_j, \vartheta_j) + u_{pj}) + u_{qj} \quad (4.24)$$

Ces lois de commandes contiennent des termes de commande robuste u_{pi} , u_{qi} , u_{pj} et u_{qj} , introduits pour compenser les effets des erreurs de reconstructions et les effets des interconnexions. Ces termes de robustification sont choisis comme suit :

$$u_{pi} = \alpha_i \operatorname{sgn}(\Gamma_i) + \beta_i \Gamma_i / 2 \quad (4.25)$$

$$u_{qi} = \frac{\hat{\varepsilon}_i}{\hat{g}_i} \operatorname{sgn}(\Gamma_i) \quad (4.26)$$

$$u_{pj} = \alpha_j \operatorname{sgn}(e_j) + \beta_j e_j / 2 \quad (4.27)$$

$$u_{qj} = \frac{\hat{\varepsilon}_j}{\hat{g}_j} \operatorname{sgn}(e_j) \quad (4.28)$$

Où Γ_i est un signal donné par :

$$\Gamma_i = \bar{e}_i^T P_i B_i \quad (4.29)$$

α_i , β_i , α_j et β_j sont des paramètres estimés en ligne par des lois d'adaptation convenables. Ces lois sont exprimées comme suit :

$$\dot{\alpha}_i = \frac{1}{\mu_i} |\Gamma_i| \quad (4.30)$$

$$\dot{\beta}_i = \frac{1}{2\lambda_i} (\Gamma_i)^2 \quad (4.31)$$

$$\dot{\alpha}_j = \frac{1}{\mu_j} |e_j| \quad (4.32)$$

$$\dot{\beta}_j = \frac{1}{2\lambda_j} (e_j)^2 \quad (4.33)$$

Avec μ_i , μ_j , λ_i et λ_j sont des constantes positives.

Les paramètres des systèmes flous sont ajustés par les lois suivantes :

$$\dot{\theta}_i = -\frac{1}{\eta_i} \Gamma_i W_i(\bar{x}_i) \quad (4.34)$$

$$\dot{\vartheta}_j = -\frac{1}{\eta_j} e_j W_j(x_j) \quad (4.35)$$

Avec η_i et η_j sont des constantes positives

Les erreurs de reconstruction sont estimées en ligne par les lois :

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_i = \frac{1}{\gamma_i} |\Gamma_i| \quad (4.36)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_j = \frac{1}{\gamma_j} |e_j| \quad (4.37)$$

Avec γ_i et γ_j sont des constantes positives.

Démonstration :

Par substitution des équations (4.23), (4.25), (4.26), (4.29) et (4.15) dans l'équation (4.19), et les équations (4.24), (4.27), (4.28) et (4.16) dans l'équation (4.22) et après simplification, les dynamiques des erreurs deviennent :

$$\dot{\bar{e}}_i = A_i \bar{e}_i + B_i \left\{ -W_i^T(\bar{x}_i) \tilde{\theta}_i - \varepsilon_i(\bar{x}_i) - \hat{\varepsilon}_i \operatorname{sgn}(\bar{e}_i^T P_i B_i) - \Delta_i(\bar{x}) - \alpha_i \operatorname{sgn}(\bar{e}_i^T P_i B_i) - \frac{\beta_i}{2} (\bar{e}_i^T P_i B_i) \right\} \quad (4.38)$$

$$\dot{e}_j = -q_j e_j - W_j^T(x_j) \tilde{\vartheta}_j - \varepsilon_j(x_j) - \hat{\varepsilon}_j \operatorname{sgn}(e_j) - \Delta_j(x) - \alpha_j \operatorname{sgn}(e_j) - \frac{\beta_j}{2} e_j \quad (4.39)$$

On considère la fonction candidate suivante :

$$V = \sum_{i=1}^{m1} V_i + \sum_{j=m1+1}^{m1+m2} V_j \quad (4.40)$$

Avec :

$$V_i = \bar{e}_i^T P_i \bar{e}_i + \eta_i \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i + \mu_i \tilde{\alpha}_i^2 + \lambda_i \tilde{\beta}_i^2 + \gamma_i \tilde{\varepsilon}_i^2 \quad (4.41)$$

$$V_j = e_j^2 + \eta_j \tilde{\vartheta}_j^T \tilde{\vartheta}_j + \mu_j \tilde{\alpha}_j^2 + \lambda_j \tilde{\beta}_j^2 + \gamma_j \tilde{\varepsilon}_j^2 \quad (4.42)$$

Où $\tilde{\alpha}_i = \alpha_i^* - \alpha_i$, $\tilde{\beta}_i = \beta_i^* - \beta_i$, $\tilde{\alpha}_j = \alpha_j^* - \alpha_j$, $\tilde{\beta}_j = \beta_j^* - \beta_j$, $\tilde{\varepsilon}_i = \bar{\varepsilon}_i - \hat{\varepsilon}_i$ et $\tilde{\varepsilon}_j = \bar{\varepsilon}_j - \hat{\varepsilon}_j$. α_i^* , β_i^* , α_j^* et β_j^* seront spécifiés ultérieurement.

Les dérivées temporelles de (3.41) et (3.42) sont :

$$\dot{V}_i = \dot{\bar{e}}_i^T P_i \bar{e}_i + \bar{e}_i^T P_i \dot{\bar{e}}_i - 2\eta_i \tilde{\theta}_i^T \dot{\theta}_i - 2\mu_i \tilde{\alpha}_i \dot{\alpha}_i - 2\lambda_i \tilde{\beta}_i \dot{\beta}_i - 2\gamma_i \tilde{\varepsilon}_i \dot{\hat{\varepsilon}}_i \quad (4.43)$$

$$\dot{V}_j = 2e_j \dot{e}_j - 2\eta_j \tilde{\vartheta}_j^T \dot{\vartheta}_j - 2\mu_j \tilde{\alpha}_j \dot{\alpha}_j - 2\lambda_j \tilde{\beta}_j \dot{\beta}_j - 2\gamma_j \tilde{\varepsilon}_j \dot{\hat{\varepsilon}}_j \quad (4.44)$$

Par substitution de l'équation (4.38) dans (4.43) et l'équation (4.39) dans (4.44), il vient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_i = & -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i + 2\bar{e}_i^T P_i B_i \left\{ -W_i^T(\bar{x}_i) \tilde{\theta}_i - \varepsilon_i(\bar{x}_i) - \hat{\varepsilon}_i \operatorname{sgn}(\bar{e}_i^T P_i B_i) - \Delta_i(\bar{x}) - \alpha_i \operatorname{sgn}(\bar{e}_i^T P_i B_i) - \frac{\beta_i}{2} (\bar{e}_i^T P_i B_i) \right\} \\ & - 2\eta_i \tilde{\theta}_i^T \dot{\theta}_i - 2\mu_i \tilde{\alpha}_i \dot{\alpha}_i - 2\lambda_i \tilde{\beta}_i \dot{\beta}_i - 2\gamma_i \tilde{\varepsilon}_i \dot{\hat{\varepsilon}}_i \end{aligned} \quad (4.45)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_j = & -2q_j e_j^2 + 2e_j \left\{ -W_j^T(x_j) \tilde{\vartheta}_j - \varepsilon_j(x_j) - \hat{\varepsilon}_j \operatorname{sgn}(e_j) - \Delta_j(x) - \alpha_j \operatorname{sgn}(e_j) - \frac{\beta_j}{2} e_j \right\} \\ & - 2\eta_j \tilde{\vartheta}_j^T \dot{\vartheta}_j - 2\mu_j \tilde{\alpha}_j \dot{\alpha}_j - 2\lambda_j \tilde{\beta}_j \dot{\beta}_j - 2\gamma_j \tilde{\varepsilon}_j \dot{\hat{\varepsilon}}_j \end{aligned} \quad (4.46)$$

On remplace (4.34), (4.30) et (4.31) dans (4.45), et (4.35), (4.32) et (4.33) dans (4.46), on obtient :

$$\dot{V}_i = -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i + 2\bar{e}_i^T P_i B_i \left\{ -\varepsilon_i(\bar{x}_i) - \hat{\varepsilon}_i \operatorname{sgn}(\bar{e}_i^T P_i B_i) - \Delta_i(\bar{x}) \right\} - 2\alpha_i^* |\bar{e}_i^T P_i B_i| - \beta_i^* (\bar{e}_i^T P_i B_i)^2 - 2\gamma_i \tilde{\varepsilon}_i \dot{\hat{\varepsilon}}_i \quad (4.47)$$

$$\dot{V}_j = -2q_j e_j^2 + 2e_j \left\{ -\varepsilon_j(x_j) - \hat{\varepsilon}_j \operatorname{sgn}(e_j) - \Delta_j(x) \right\} - 2\alpha_j^* |e_j| - \beta_j^* (e_j)^2 - 2\gamma_j \tilde{\varepsilon}_j \dot{\hat{\varepsilon}}_j \quad (4.48)$$

En utilisant les conditions (4.3) et (4.4) et d'après les propriétés d'approximation des systèmes flous, on peut écrire :

$$\dot{V}_i \leq -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i + 2|\bar{e}_i^T P_i B_i| \left\{ \bar{\varepsilon}_i - \hat{\varepsilon}_i + \delta_i \right\} - 2\alpha_i^* |\bar{e}_i^T P_i B_i| - \beta_i^* (\bar{e}_i^T P_i B_i)^2 - 2\gamma_i \tilde{\varepsilon}_i \dot{\hat{\varepsilon}}_i \quad (4.49)$$

$$\dot{V}_j \leq -2q_j e_j^2 + 2|e_j| \left\{ \bar{\varepsilon}_j - \hat{\varepsilon}_j + \delta_j \right\} - 2\alpha_j^* |e_j| - \beta_j^* (e_j)^2 - 2\gamma_j \tilde{\varepsilon}_j \dot{\hat{\varepsilon}}_j \quad (4.50)$$

A partir des lois d'adaptation (4.36) et (4.37), les deux inégalités (4.49) et (4.50) deviennent :

$$\dot{V}_i \leq -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i + 2|\bar{e}_i^T P_i B_i| \delta_i - 2\alpha_i^* |\bar{e}_i^T P_i B_i| - \beta_i^* (\bar{e}_i^T P_i B_i)^2 \quad (4.51)$$

$$\dot{V}_j \leq -2q_j e_j^2 + 2|e_j| \delta_j - 2\alpha_j^* |e_j| - \beta_j^* (e_j)^2 \quad (4.52)$$

Les choix $\alpha_i^* \geq \delta_i$, $\beta_i^* = \sigma > 0$, $\alpha_j^* \geq \delta_j$ et $\beta_j^* = \tau > 0$ conduisent à :

$$\dot{V}_i \leq -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i \quad (4.53)$$

$$\dot{V}_j \leq -2q_j e_j^2 \quad (4.54)$$

Ce qui implique la bornitude de tous les signaux dans le système bouclé, c'est-à-dire les erreurs de poursuite e_i et e_j , et les états, les paramètres estimés θ_i , ϑ_j , α_i , α_j , β_i , β_j , $\hat{\varepsilon}_i$ et $\hat{\varepsilon}_j$, les signaux de commandes u_i et u_j , et la fonction candidate V sont tous bornés.

4.2.3 APPLICATION A LA MSAP

4.2.3.1 REGLAGE DE VITESSE

La structure de réglage de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents par la méthode de commande adaptative décentralisée floue proposée est représentée par la figure 4.1.

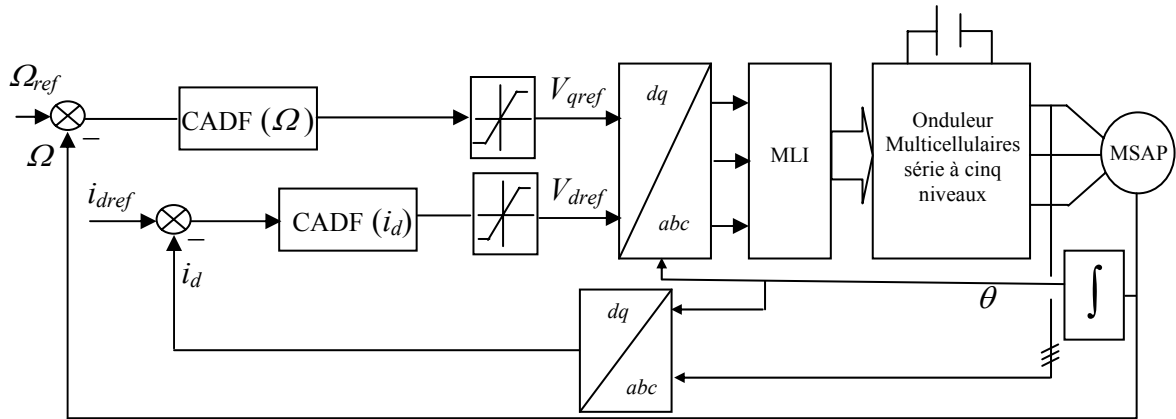


Figure 4.1 : Structure du réglage de vitesse par la méthode de commande adaptative décentralisée floue proposée.

La structure du réglage de la figure 4.1 utilise deux régulateurs adaptatifs décentralisés flous. Le premier régulateur assure le réglage de vitesse et fournit la tension de référence V_{qref} . Le deuxième régulateur maintient le courant i_d nul et fournit à sa sortie la tension de référence V_{dref} . L'utilisation de la transformation inverse de Park permet de fournir les trois tensions de références, ces tensions seront utilisées par un bloc MLI pour fixer la commande des bras de l'onduleur multicellulaires série à cinq niveaux.

Pour mettre le modèle de la MSAP sous la forme des deux sous systèmes (4.1) et (4.2), on tire l'expression du courant i_q à partir de l'équation mécanique, par la suite on remplace cette expression dans les équations de v_d et v_q , on obtient le modèle suivant :

$$\begin{aligned} \ddot{\Omega} &= F_1(\Omega, \dot{\Omega}) + \bar{g}_1 v_q + \Delta_1(\Omega, i_d) \\ \dot{i}_d &= F_2(i_d) + \bar{g}_2 v_d + \Delta_2(\dot{\Omega}, \Omega) \end{aligned} \quad (4.55)$$

Avec :

$$F_1(\Omega, \dot{\Omega}) = -\frac{3p\Phi_f}{2L_q J} \left\{ \left(\frac{2L_q F_c}{3p\Phi_f} + \frac{2R_s J}{3p\Phi_f} \right) \dot{\Omega} + \left(\frac{2R_s F_c}{3p\Phi_f} + p\Phi_f \right) \Omega \right\}$$

$$\bar{g}_1 = \frac{3p\Phi_f}{2L_q J}, \Delta_1(\Omega, i_d) = \frac{3p\Phi_f}{2JL_q} \left\{ -p\Omega L_d i_d - \left(\frac{2R_s T_r}{3p\Phi_f} + \frac{2L_q}{3p\Phi_f} \dot{T}_r \right) \right\}$$

$$F_2(i_d) = -\frac{R_s}{L_d} i_d, \bar{g}_2 = \frac{1}{L_d}, \Delta_2(\dot{\Omega}, \Omega) = \frac{2L_q F_c}{3\Phi_f L_d} \Omega^2 + \frac{2T_r L_q}{3\Phi_f L_d} \Omega + \frac{2JL_q}{3\Phi_f L_d} \Omega \dot{\Omega}$$

Dans le modèle (4.55), on a $m_1 = 1$, $m_2 = 1$, $r_1 = 2$ et $x = [\Omega, i_d]^T$.

Remarque 4.1 : Dans le modèle de la MSAP \bar{g}_1 et \bar{g}_2 dépendent des paramètres de la machine. Pour l'application de la technique de commande adaptative décentralisée floue proposée on prend les valeurs nominales des paramètres pour calculer \bar{g}_1 et \bar{g}_2 , et en cas des variations paramétriques ces variations seront prises en compte dans les termes d'interconnexion.

Pour appliquer la commande adaptative décentralisée floue proposée, on estime en ligne les deux fonctions $F_1(\Omega, \dot{\Omega})$ et $F_2(i_d)$ par deux systèmes flous de Sugeno d'ordre zéro. Les estimées de ces deux fonctions sont données par :

$$\hat{F}_2(\Omega, \dot{\Omega}, \theta_1) = W_1^T(\Omega, \dot{\Omega}) \theta_1 \quad (4.56)$$

$$\hat{F}_2(i_d, \vartheta_2) = W_2^T(i_d) \vartheta_2 \quad (4.57)$$

Avec θ_1 et ϑ_2 sont les vecteurs paramètres des deux systèmes flous.

Notre structure nécessite deux systèmes flous. Le premier système flou a deux entrées Ω et $\dot{\Omega}$, tandis que le deuxième a une seule entrée qui est le courant i_d . Dans notre application nous attribuons trois fonctions d'appartenance de type gaussien pour chaque entrée.

Les tensions de commande fournies par les régulateurs adaptatifs, sont exprimées par :

$$V_{qref} = \frac{1}{\bar{g}_1} \left(v_1 - \hat{F}_1(\Omega, \dot{\Omega}, \theta_1) + \alpha_1 \operatorname{sgn}(\bar{e}_1^T P_1 B_1) + \beta_1 \bar{e}_1^T P_1 B_1 / 2 \right) + \frac{\hat{\bar{e}}_1}{\bar{g}_2} \operatorname{sgn}(\bar{e}_1^T P_1 B_1) \quad (4.58)$$

$$V_{dref} = \frac{1}{\bar{g}_2} \left(v_2 - \hat{F}_2(i_d, \vartheta_2) + \alpha_2 \operatorname{sgn}(e_2) + \beta_2 \frac{e_2}{2} \right) + \frac{\hat{\bar{e}}_2}{\bar{g}_2} \operatorname{sgn}(e_2) \quad (4.59)$$

Avec :

$$e_1 = \Omega_{ref} - \Omega, \quad e_2 = i_{dref} - i_d, \quad \bar{e}_1 = [e_1 \dot{e}_1]^T, \quad v_2 = \ddot{\Omega}_{ref} + k_{1,2}(\dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega}) + k_{1,1}(\Omega_{ref} - \Omega), \quad v_2 = \dot{i}_{dref} + q_2 e_2$$

et $B_1 = [0 \quad 1]^T$.

La matrice P_1 est la solution de l'équation de Lyapunov suivante :

$$P_1 A_1 + A_1^T P_1 = -Q_1 \quad (4.60)$$

Avec :

$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_{1,1} & -k_{1,2} \end{bmatrix}$ et Q_1 est une matrice symétrique définie positive donnée.

Les paramètres α_1 , β_1 , α_2 , β_2 , $\hat{\varepsilon}_1$ et $\hat{\varepsilon}_2$ sont adaptés par les lois suivantes :

$$\dot{\alpha}_1 = \frac{1}{\mu_1} |\bar{e}_1^T P_1 B_1| \quad (4.61)$$

$$\dot{\beta}_1 = \frac{1}{2\lambda_1} (\bar{e}_1^T P_1 B_1)^2 \quad (4.62)$$

$$\dot{\alpha}_2 = \frac{1}{\mu_2} |e_2| \quad (4.63)$$

$$\dot{\beta}_2 = \frac{1}{2\lambda_2} (e_2)^2 \quad (4.64)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_1 = \frac{1}{\gamma_1} |\bar{e}_1^T P_1 B_1| \quad (4.65)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_2 = \frac{1}{\gamma_2} |e_2| \quad (4.66)$$

Avec μ_1 , μ_2 , λ_1 , λ_2 , γ_1 et γ_2 sont des constantes positives.

Les paramètres des systèmes flous sont ajustés par les lois suivantes :

$$\dot{\theta}_1 = -\frac{1}{\eta_1} \bar{e}_1^T P_1 B_1 W_1(\Omega, \dot{\Omega}) \quad (4.67)$$

$$\dot{\theta}_2 = -\frac{1}{\eta_2} e_2 W_2(i_d) \quad (4.68)$$

Avec η_1 et η_2 sont des constantes positives.

4.2.3.2 RESULTATS DE SIMULATION

Afin de tester l'efficacité de la stratégie de commande proposée, nous l'avons examiné par simulation numérique. Les coefficients imposant les réponses désirées de la MSAP, sont regroupés dans le tableau suivant :

η_1	μ_1	λ_1	γ_1	$k_{1,1}$	$k_{1,2}$	η_2	μ_2	λ_2	γ_2	q_2
0.01	0.01	0.01	0.01	$162 \cdot 10^6$	$18 \cdot 10^3$	0.01	0.01	0.01	0.01	40000

Tableau 4.1 : Les coefficients de réglage de vitesse de la MSAP par la méthode de commande adaptative décentralisée floue proposée.

La solution de l'équation de Lyapunov (4.60), pour une matrice $Q_1 = \begin{bmatrix} 0.051 & 0 \\ 0 & 0.051 \end{bmatrix}$, est $P_1 = \begin{bmatrix} 229.5 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$.

Les figures (4.2), (4.3), (4.4) et (4.5) donnent les résultats de simulation suite à l'exécution des mêmes tests présentés dans le chapitre 3. Il apparaît clairement que la vitesse et le courant d'axe direct suivent leurs références avec une bonne précision puisque en régime perturbé les erreurs de poursuite demeurent faibles. Et en régime non perturbé ces erreurs se réduisent. Donc, la poursuite du courant d'axe direct et la vitesse révèle une bonne robustesse face à ces fortes perturbations.

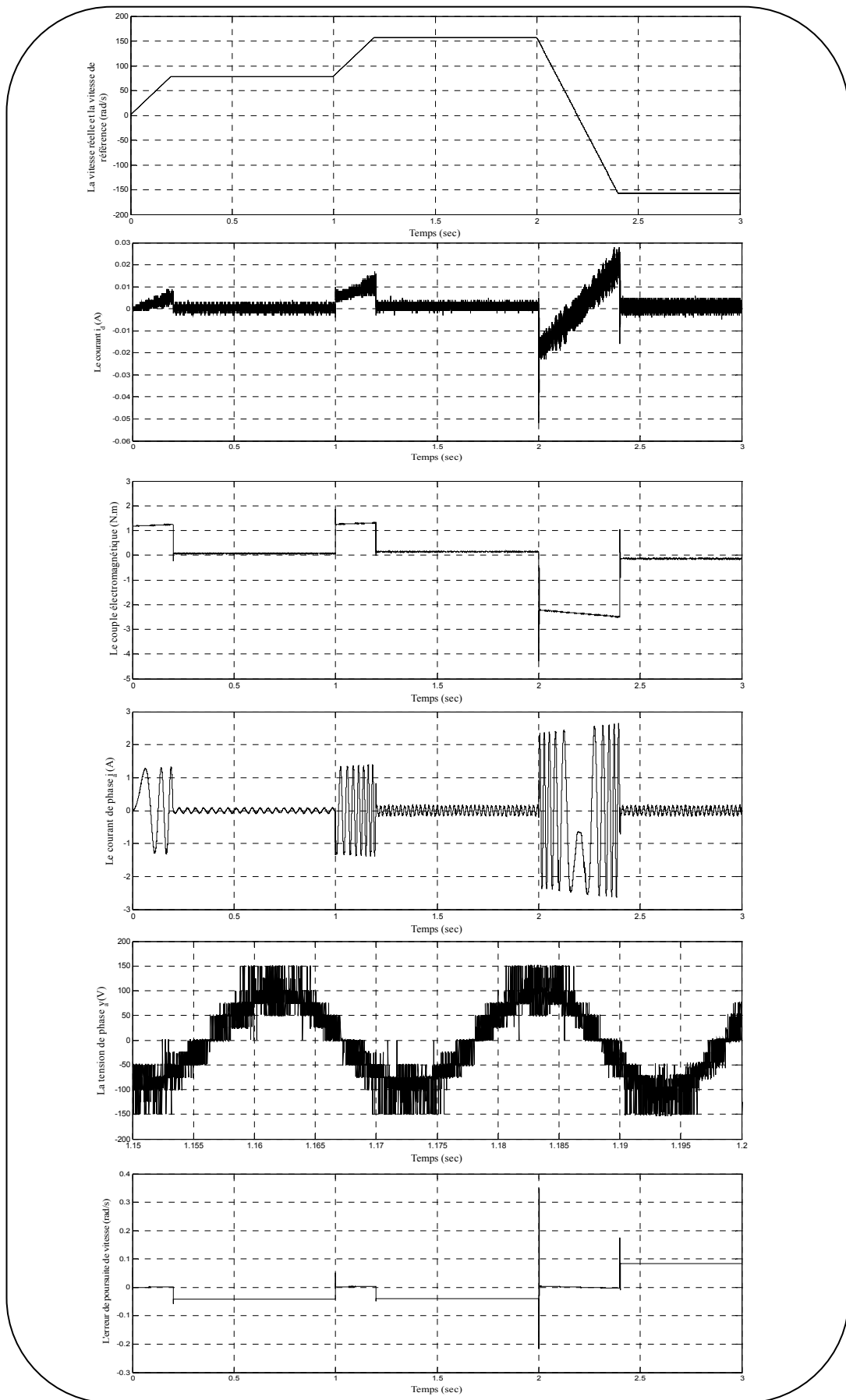


Figure 4.2 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative décentralisée floue proposée (première approche) suite à l’application du premier test.

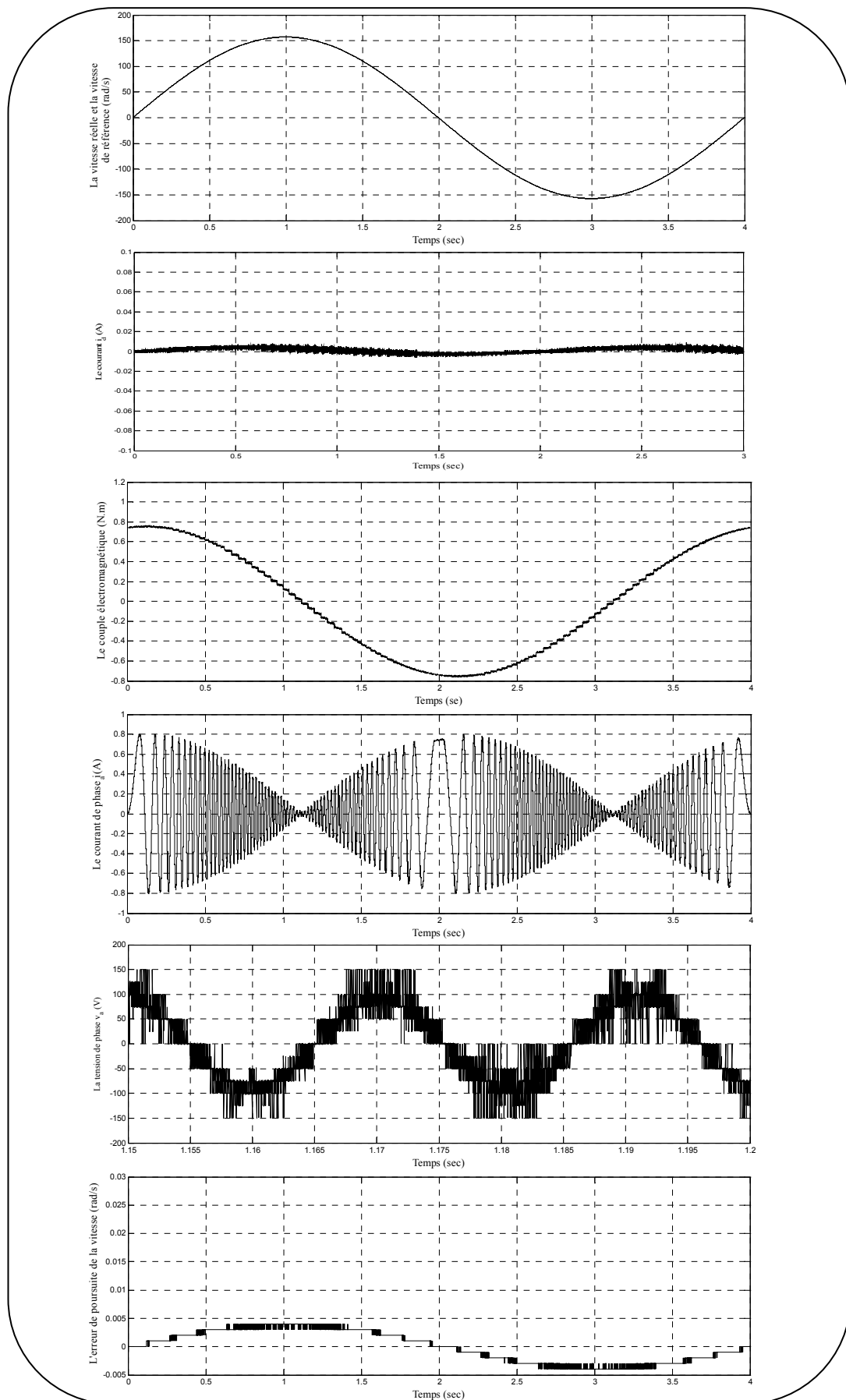


Figure 4.3 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative décentralisée floue proposée (première approche) suite à l'application du deuxième test.

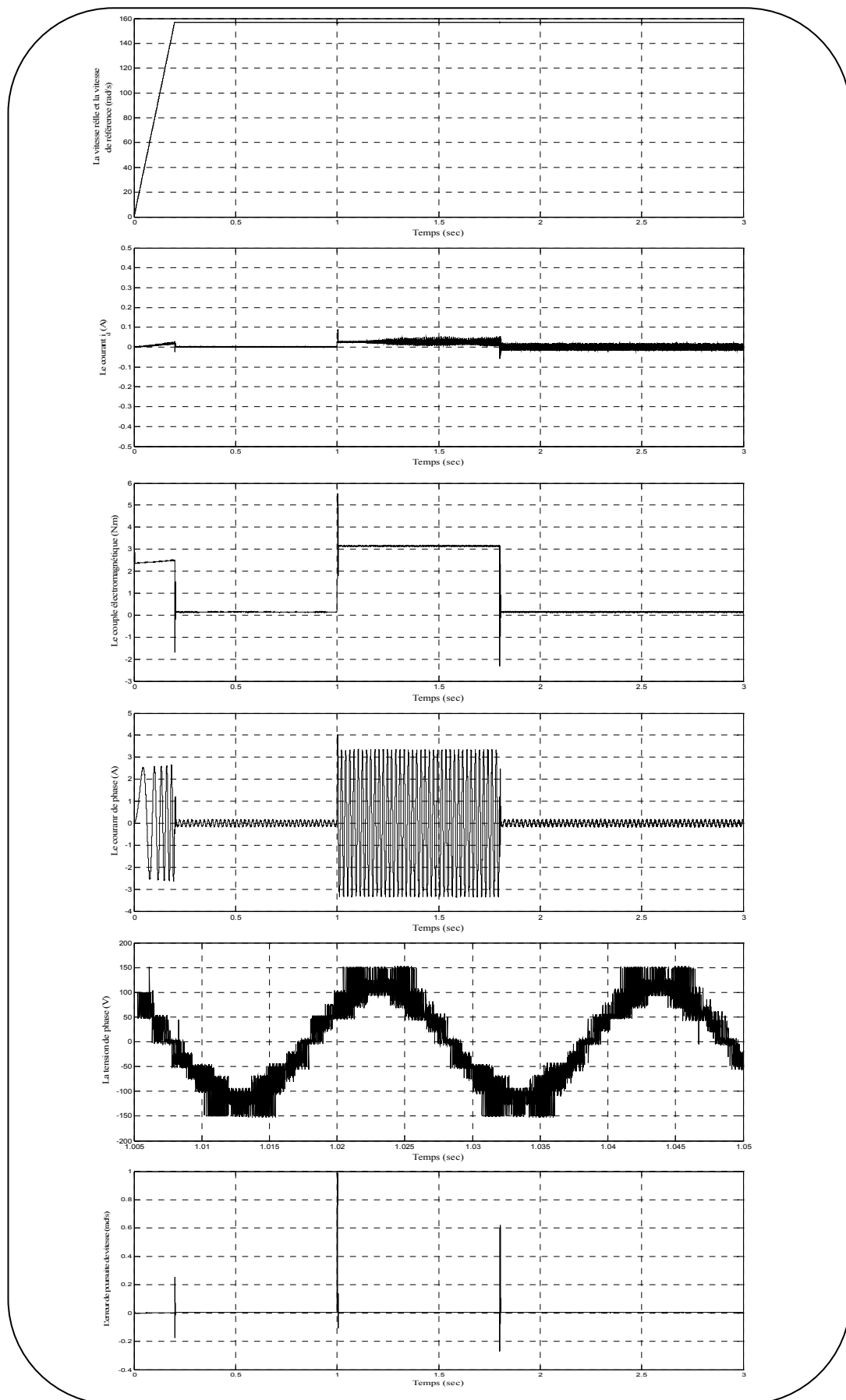


Figure 4.3 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative décentralisée floue proposée (première approche) suite à l'application du troisième test.

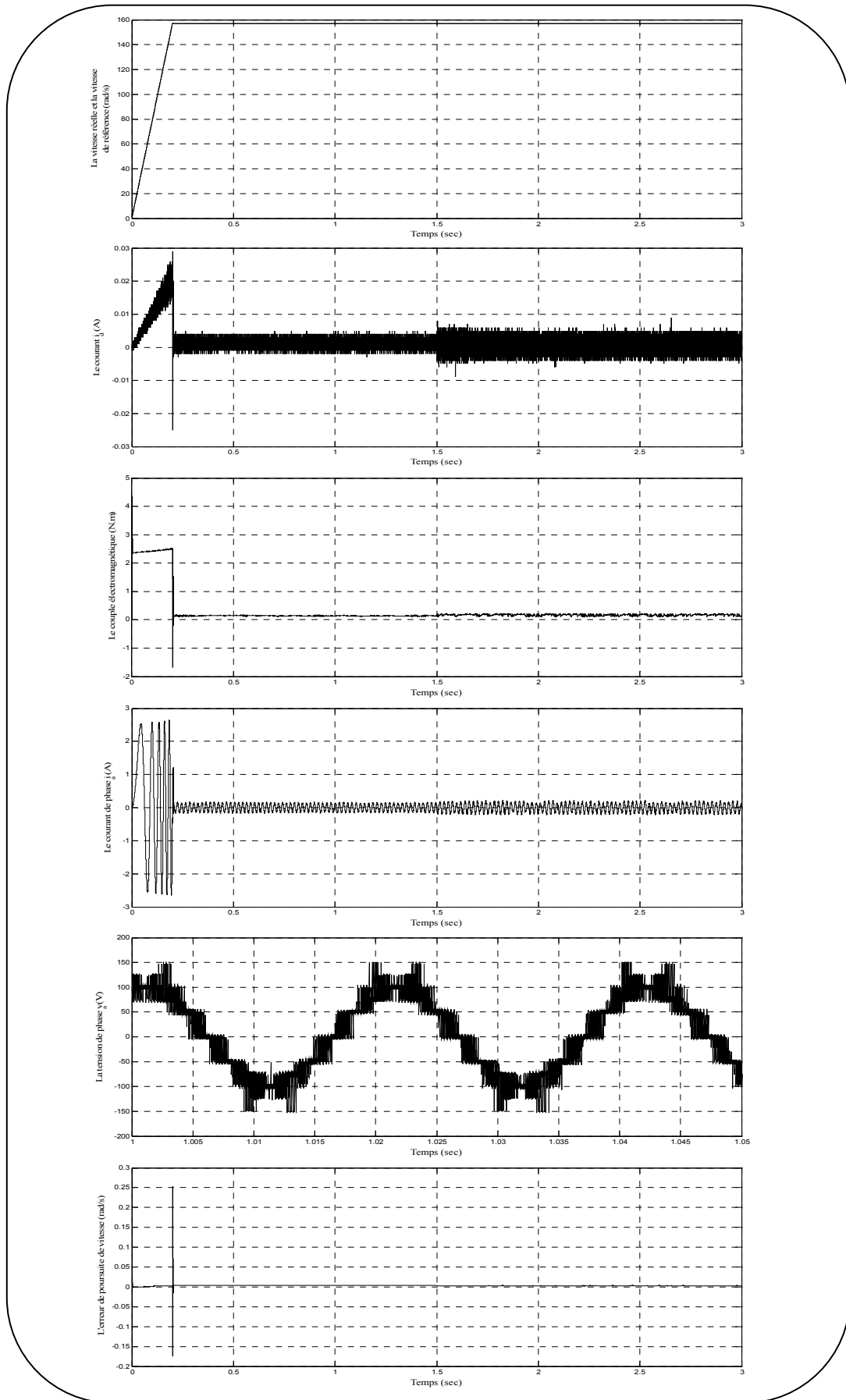


Figure 4.5 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative décentralisée floue proposée (première approche) suite à l'application du quatrième test.

4.3 DEUXIEME APPROCHE

4.3.1 POSITION DU PROBLEME

On considère un système non linéaire interconnecté \sum composé de « $m_1 + m_2$ » sous systèmes non linéaires \sum_i ($i = 1, \dots, m_1$) et \sum_j ($j = m_1 + 1, \dots, m_1 + m_2$), donné par :

$$\sum_i \begin{cases} u_i = F_i(\bar{x}_i) x_i^{(r_i)} + G_i(\bar{x}_i) + \Delta_i(\bar{x}) \\ y_i = x_i ; i = 1, \dots, m_1 \end{cases} \quad (4.69)$$

$$\sum_j \begin{cases} u_j = F_j(x_j) \dot{x}_j + G_j(x_j) + \Delta_j(x, \dot{x}) \\ y_j = x_j ; j = m_1 + 1, \dots, m_1 + m_2 \end{cases} \quad (4.70)$$

Où, $x = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ \dots \ x_{m_1+m_2}]^T$ et $\bar{x}_i = [x_i \ \dot{x}_i \ \ddot{x}_i \ \dots \ x_i^{(r_i-1)}]^T$. De plus, les vecteurs $\bar{x} = [\bar{x}_1^T \ \bar{x}_2^T \ \bar{x}_3^T \ \dots \ \bar{x}_{m_1+m_2}^T]^T$, $u = [u_1 \ u_2 \ u_3 \ \dots \ u_{m_1+m_2}]^T$ et $y = [y_1 \ y_2 \ y_3 \ \dots \ y_{m_1+m_2}]^T$ sont respectivement le vecteur d'état, le vecteur d'entrée et le vecteur de sortie. Les fonctions $F_i(\bar{x}_i) \in \mathfrak{R}$, $F_j(x_j) \in \mathfrak{R}$, $G_i(\bar{x}_i) \in \mathfrak{R}$ et $G_j(x_j) \in \mathfrak{R}$ sont des fonctions non linéaires continues supposées inconnues, et $\Delta_i(\bar{x})$ et $\Delta_j(x, \dot{x})$ représentent l'effet des interconnexions entre les sous systèmes.

L'objectif de la commande est la synthèse des lois de commande adaptative floue u_i et u_j pour chaque sous système en utilisant uniquement les variables d'état locales, de telle sorte que chaque sortie y_i suit sa référence y_{di} . Afin d'atteindre à ce but, nous adoptons les hypothèses suivantes :

Hypothèse 4.4 : Le vecteur d'état est mesurable.

Hypothèse 4.5 : Les fonctions $F_i(\bar{x}_i) \in \mathfrak{R}$ et $F_j(x_j) \in \mathfrak{R}$ sont des fonctions strictement positives, de plus $|\dot{F}_j(x_j)| \leq \bar{F}_j$.

Hypothèse 4.6 : Les termes d'interconnexion $\Delta_i(\bar{x})$ et $\Delta_j(x, \dot{x})$ satisfont les conditions suivantes :

$$\sup_{t \geq 0} |\Delta_i(\bar{x})| \leq \delta_i \quad (4.71)$$

$$\sup_{t \geq 0} |\Delta_j(x, \dot{x})| \leq \delta_j \quad (4.72)$$

Pour le système défini par les équations (4.69) et (4.70), on définit l'erreur filtrée comme :

$$S_i = e_i^{(r_i-1)} + k_{i,r_i-1} e_i^{(r_i-2)} + \dots + k_{i,2} \dot{e}_i + k_{i,1} e_i \quad (4.73)$$

$$S_j = e_j \quad (4.74)$$

Avec :

$$e_i = y_{di} - y_i ; e_j = y_{dj} - y_j$$

Dans la relation (4.73), les coefficients $k_{i,1}, \dots, k_{i,r_i-1}$ sont choisis de sorte que le polynôme suivant est un polynôme d'Hurwitz :

$$p^{(r_i-1)} + k_{i,r_i-1}p^{(r_i-2)} + \dots + k_{i,2}p + k_{i,1} \quad (4.75)$$

L'expression (4.73) peut être réécrite sous la forme:

$$e_i^{(r_i-1)} = -k_{i,r_i-1}e_i^{(r_i-2)} - \dots - k_{i,2}\dot{e}_i - k_{i,1}e_i + S_i \quad (4.76)$$

La dynamique de l'erreur de poursuite (4.76) est équivalente à :

$$\begin{cases} \dot{\bar{e}}_i = A_i \bar{e}_i + B_i S_i \\ e_i = C_i^T \bar{e}_i \end{cases} \quad (4.77)$$

Avec:

$$\bar{e}_i = [e_i \quad \dot{e}_i \quad \dots \quad e_i^{(r_i-2)}]^T \quad (4.78)$$

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -k_{i,1} & -k_{i,2} & \dots & -k_{i,r_i-1} \end{bmatrix}; B_i = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1]^T; C_i^T = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 0] \quad (4.79)$$

Puisque A_i est la matrice compagnon du polynôme d'Hurwitz (4.75), donc pour toute matrice symétrique définie positive donnée Q_i , il existe une matrice unique symétrique définie positive P_i solution de l'équation de Lyapunov suivante :

$$A_i^T P_i + P_i A_i = -Q_i \quad (4.80)$$

La relation (4.73) peut être réécrite comme:

$$S_i = y_{di}^{(r_i-1)} - y_i^{(r_i-1)} + k_{i,r_i-1}e_i^{(r_i-2)} + \dots + k_{i,2}\dot{e}_i + k_{i,1}e_i \quad (4.81)$$

Sa dérivée temporelle \dot{S}_i est donnée par :

$$\dot{S}_i = v_i - y_i^{(r_i)} \quad (4.82)$$

Avec:

$$v_i = y_{di}^{(r_i)} + k_{i,r_i-1}e_i^{(r_i-1)} + \dots + k_{i,2}\ddot{e}_i + k_{i,1}\dot{e}_i \quad (4.83)$$

On multiplie l'équation (4.82) par $F_i(\bar{x}_i)$ et par l'utilisation de l'équation (4.69), on trouve :

$$F_i(\bar{x}_i) \dot{S}_i = F_i(\bar{x}_i) v_i + G_i(\bar{x}_i) + \Delta_i(\bar{x}) - u_i \quad (4.84)$$

La dérivée temporelle de l'équation (4.74) est :

$$\dot{S}_j = \dot{y}_{dj} - \dot{y}_j \quad (4.85)$$

Par substitution de l'équation (4.70) dans (4.85), on trouve :

$$\dot{S}_j = \dot{y}_{dj} - F_j^{-1}(x_j)(u_j - G_j(x_j) - \Delta_j(x, \dot{x})) \quad (4.86)$$

D'abord considérons le cas idéal où les fonctions $F_i(\bar{x}_i)$, $F_j(x_j)$, $G_i(\bar{x}_i)$ et $G_j(x_j)$ sont bien connues en absence des termes d'interconnexion et examinons si nous pouvons répondre à l'objectif de commande. C'est une étape raisonnable à prendre puisque si nous ne pouvons pas répondre à l'objectif de commande dans le cas des non linéarités connues, il est peu probable que nous ferons ainsi dans le cas des non linéarités inconnues.

Considérons les fonctions de Lyapunov suivantes :

$$V_i = \bar{e}_i^T P_i \bar{e}_i + \frac{1}{2} F_i(\bar{x}_i) S_i^2 \quad (4.87)$$

$$V_j = \frac{1}{2} S_j^2 \quad (4.88)$$

Les dérivées temporelles de V_i et V_j sont données par :

$$\dot{V}_i = \dot{\bar{e}}_i^T P_i \bar{e}_i + \bar{e}_i^T P_i \dot{\bar{e}}_i + F_i(\bar{x}_i) S_i \dot{S}_i + \frac{1}{2} \dot{F}_i(\bar{x}_i) S_i^2 \quad (4.89)$$

$$\dot{V}_j = S_j \dot{S}_j \quad (4.90)$$

Par substitution (4.77), (4.80) et (4.84) dans (4.89), et (4.86) dans (4.90), on obtient :

$$\dot{V}_i = -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i + 2B_i^T P_i \bar{e}_i S_i + (F_i(\bar{x}_i)v_i + G_i(\bar{x}_i))S_i - u_i S_i + \frac{1}{2} \dot{F}_i(\bar{x}_i) S_i^2 \quad (4.91)$$

$$\dot{V}_j = S_j \left\{ \dot{y}_{dj} - F_j^{-1}(x_j)(u_j - G_j(x_j)) \right\} \quad (4.92)$$

Si les lois de commande idéale u_i^* et u_j^* sont choisies comme :

$$u_i^* = k_{di} S_i + 2B_i^T P_i \bar{e}_i + R_i(\bar{x}_i) \quad (4.93)$$

$$u_j^* = F_j(x_j)v_j + G_j(x_j) \quad (4.94)$$

Avec :

$$R_i(\bar{x}_i) = F_i(\bar{x}_i)v_i + G_i(\bar{x}_i) + \frac{1}{2} \dot{F}_i(\bar{x}_i) S_i \quad (4.95)$$

$$v_j = \dot{y}_{dj} + q_j S_j \quad (4.96)$$

Où q_j et k_{di} sont des constantes positives.

Alors, \dot{V}_i et \dot{V}_j vérifient :

$$\dot{V}_i = -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i - k_{di} S_i^2 \leq 0 \quad (4.97)$$

$$\dot{V}_j = -q_j S_j^2 \quad (4.98)$$

Les relations (4.97) et (4.98), signifient que \bar{e}_i , S_i et S_j convergent asymptotiquement vers zéro. Par conséquent les lois de commande (4.93) et (4.94) peuvent conduire le système global dans le cas idéal.

Cependant, les fonctions $F_i(\bar{x}_i)$, $G_i(\bar{x}_i)$, $F_j(x_j)$ et $G_j(x_j)$ sont réellement inconnues, ainsi nous ne pouvons pas les employer pour construire les lois de commande (4.93) et (4.94). Dans ce contexte, nous proposons de remplacer les parties inconnues $R_i(\bar{x}_i)$ et $F_j(x_j)v_j + G_j(x_j)$ par des systèmes flous.

4.3.2 SYNTHÈSE DE LA COMMANDE ET ANALYSE DE LA STABILITÉ

En exploitant les propriétés d'approximation du système flou, nous assumons que les fonctions réelles non linéaires $R_i(\bar{x}_i)$ et $F_j(x_j)v_j + G_j(x_j)$ sont reconstruites par des systèmes flous de Sugeno :

$$R_i(\bar{x}_i) = W_i^T(\bar{x}_i)\theta_i^* + \varepsilon_i(\bar{x}_i) \quad (4.99)$$

$$F_j(x_j)v_j + G_j(x_j) = R_j(x_j) = W_j^T(x_j)\vartheta_j^* + \varepsilon_j(x_j) \quad (4.100)$$

Avec $\varepsilon_i(\bar{x}_i)$ et $\varepsilon_j(x_j)$ sont les erreurs d'approximation, θ_i^* et ϑ_j^* sont les vecteurs paramètres optimaux minimisant les fonctions $|\varepsilon_i(\bar{x}_i)|$ et $|\varepsilon_j(x_j)|$. D'après la propriété d'approximation universelle des systèmes flous, on peut supposer alors la bornitude de l'erreur d'approximation comme :

$$|\varepsilon_i(\bar{x}_i)| \leq \bar{\varepsilon}_i \quad (4.101)$$

$$|\varepsilon_j(x_j)| \leq \bar{\varepsilon}_j \quad (4.102)$$

D'ailleurs les fonctions estimées $\hat{R}_i(\bar{x}_i)$ et $\hat{R}_j(x_j)$ peuvent être écrites sous les formes:

$$\hat{R}_i(\bar{x}_i) = W_i^T(\bar{x}_i)\theta_i \quad (4.103)$$

$$\hat{R}_j(x_j) = W_j^T(x_j)\vartheta_j \quad (4.104)$$

Où θ_i et ϑ_j sont les vecteurs paramètres ajustés.

Dans ce cas, les lois de commande idéales (4.93) et (4.94) peuvent être réécrites sous les formes :

$$u_i^* = k_{d_i} S_i + 2B_i^T P_i \bar{e}_i + W_i^T(\bar{x}_i) \theta_i^* + \varepsilon_i(\bar{x}_i) \quad (4.105)$$

$$u_j^* = W_j^T(x_j) \theta_j^* + \varepsilon_j(x_j) \quad (4.106)$$

Les lois de commande (4.105) et (4.106) peuvent être approchées de la façon suivante :

$$\hat{u}_i^* = k_{d_i} S_i + 2B_i^T P_i \bar{e}_i + W_i^T(\bar{x}_i) \theta_i \quad (4.107)$$

$$\hat{u}_j^* = W_j^T(x_j) \theta_j \quad (4.108)$$

Les erreurs d'identification des commandes idéales sont exprimées par:

$$u_i^* - \hat{u}_i^* = W_i^T(\bar{x}_i) \tilde{\theta}_i + \varepsilon_i(\bar{x}_i) \quad (4.109)$$

$$u_j^* - \hat{u}_j^* = W_j^T(x_j) \tilde{\theta}_j + \varepsilon_j(x_j) \quad (4.110)$$

Avec $\tilde{\theta}_i = \theta_i^* - \theta_i$ et $\tilde{\theta}_j = \theta_j^* - \theta_j$ sont les vecteurs des erreurs paramétriques.

Proposition :

Du fait que le système à commander contient des termes d'interconnexion entre les sous systèmes, il est claire que les lois de commandes idéales (4.105) et (4.106) ne peuvent pas stabiliser le système. Pour cette raison, nous considérons les lois de commande suivantes [Tle-07-b]:

$$u_i = \hat{u}_i^* + u_{ai} \quad (4.111)$$

$$u_j = \hat{u}_j^* + u_{aj} \quad (4.112)$$

Où u_{ai} et u_{aj} sont des termes de commande robuste introduits pour compenser les effets des erreurs d'approximation et les effets des interconnexions. Ces termes sont choisis comme suit [Tle-07-b]:

$$u_{ai} = \hat{\delta}_i \operatorname{sgn}(S_i) + \hat{\varepsilon}_i \operatorname{sgn}(S_i) \quad (4.113)$$

$$u_{aj} = \hat{\delta}_j \operatorname{sgn}(S_j) + \hat{\varepsilon}_j \operatorname{sgn}(S_j) + \frac{1}{2} \hat{F}_j S_j \quad (4.114)$$

Avec $\hat{\delta}_i$, $\hat{\delta}_j$, $\hat{\varepsilon}_i$, $\hat{\varepsilon}_j$ et \hat{F}_j sont respectivement les estimées des constantes inconnues δ_i , δ_j , $\bar{\varepsilon}_i$, $\bar{\varepsilon}_j$ et \bar{F}_j .

Les limites inconnues $\bar{\varepsilon}_i$ et $\bar{\varepsilon}_j$ sont estimées par les lois suivantes [Tle-07-b]:

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_i = \eta_i |S_i| \quad (4.115)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_j = \eta_j |S_j| \quad (4.116)$$

Les vecteurs paramètres θ_i et ϑ_j sont adaptés par les lois **[Tle-07-b]**:

$$\dot{\hat{\theta}}_i = \gamma_i W_i(\bar{x}_i) S_i \quad (4.117)$$

$$\dot{\hat{\vartheta}}_j = \gamma_j W_j(x_j) S_j \quad (4.118)$$

Les constantes δ_i , δ_j et \bar{F}_j sont estimées comme **[Tle-07-b]**:

$$\dot{\hat{\delta}}_i = \zeta_i |S_i| \quad (4.119)$$

$$\dot{\hat{\delta}}_j = \zeta_j |S_j| \quad (4.120)$$

$$\dot{\hat{F}}_j = \frac{1}{2} \mu_j S_j^2 \quad (4.121)$$

Avec γ_i , γ_j , η_i , η_j , μ_j , ζ_i et ζ_j sont des constantes positives.

Démonstration :

Par substitution de l'équation (4.95) dans (4.99), on trouve :

$$F_i(\bar{x}_i) v_i + G_i(\bar{x}_i) = W_i^T(\bar{x}_i) \theta_i^* + \varepsilon_i(\bar{x}_i) - \frac{1}{2} \dot{F}_i(\bar{x}_i) S_i \quad (4.122)$$

De l'équation (4.100), on peut écrire :

$$G_j(x_j) = W_j^T(x_j) \vartheta_j^* + \varepsilon_j(x_j) - F_j(x_j) v_j \quad (4.123)$$

On remplace les équations (4.122), (4.111) et (4.107) dans (4.84), et (4.123), (4.108) et (4.112) dans (4.86), il s'en suit :

$$F_i(\bar{x}_i) \dot{S}_i = -k_d S_i - 2B_i^T P_i \bar{e}_i - \frac{1}{2} \dot{F}_i(\bar{x}_i) S_i + \Delta_i(\bar{x}_i) + W_i^T(\bar{x}_i) \tilde{\theta}_i + \varepsilon_i(\bar{x}_i) - u_{ai} \quad (4.124)$$

$$\dot{S}_j = -q_j S_j + F_j^{-1}(x_j) W_j^T(x_j) \tilde{\vartheta}_j + F_j^{-1}(x_j) \varepsilon_j(x_j) + F_j^{-1}(x_j) \Delta_j(x_j) - F_j^{-1}(x_j) u_{aj} \quad (4.125)$$

On considère la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V = \sum_{i=1}^{m_1} V_i + \sum_{j=m_1+1}^{m_1+m_2} V_j \quad (4.126)$$

Avec :

$$V_i = \bar{e}_i^T P_i \bar{e}_i + \frac{1}{2} F_i(\bar{x}_i) S_i^2 + \frac{1}{2\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \tilde{\theta}_i + \frac{1}{2\zeta_i} \tilde{\delta}_i^2 + \frac{1}{2\eta_i} \tilde{\varepsilon}_i^2 \quad (4.127)$$

$$V_j = \frac{1}{2} F_j(x_j) S_j^2 + \frac{1}{2\gamma_j} \tilde{\theta}_j^T \tilde{\theta}_j + \frac{1}{2\zeta_j} \tilde{\delta}_j^2 + \frac{1}{2\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j^2 + \frac{1}{2\mu_j} \tilde{F}_j^2 \quad (4.128)$$

Où $\tilde{\varepsilon}_i = \bar{e}_i - \hat{e}_i$, $\tilde{\varepsilon}_j = \bar{e}_j - \hat{e}_j$, $\tilde{F}_j = \bar{F}_j - \hat{F}_j$, $\tilde{\delta}_i = \delta_i - \hat{\delta}_i$ et $\tilde{\delta}_j = \delta_j - \hat{\delta}_j$.

Les dérivées temporelles de chaque fonction V_i et V_j sont données par :

$$\dot{V}_i = \dot{\bar{e}}_i^T P_i \bar{e}_i + \bar{e}_i^T P_i \dot{\bar{e}}_i + \frac{1}{2} \dot{F}_i(\bar{x}_i) S_i^2 + (F_i(\bar{x}_i) \dot{S}_i) S_i - \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\theta}_i - \frac{1}{\zeta_i} \tilde{\delta}_i \dot{\delta}_i - \frac{1}{\eta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\varepsilon}_i \quad (4.129)$$

$$\dot{V}_j = \frac{1}{2} \dot{F}_j(x_j) S_j^2 + (F_j(x_j) \dot{S}_j) S_j - \frac{1}{\gamma_j} \tilde{\theta}_j^T \dot{\theta}_j - \frac{1}{\zeta_j} \tilde{\delta}_j \dot{\delta}_j - \frac{1}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j \dot{\varepsilon}_j - \frac{1}{\mu_j} \tilde{F}_j \dot{F}_j \quad (4.130)$$

En exploitant (4.77) et (4.80), l'équation (4.129) est réduite à :

$$\dot{V}_i = -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i + 2B_i^T P_i \bar{e}_i S_i + \frac{1}{2} \dot{F}_i(\bar{x}_i) S_i^2 + (F_i(\bar{x}_i) \dot{S}_i) S_i - \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\theta}_i - \frac{1}{\zeta_i} \tilde{\delta}_i \dot{\delta}_i - \frac{1}{\eta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\varepsilon}_i \quad (4.131)$$

Par substitution de l'équation (4.124) dans (4.131), et l'équation (4.125) dans (4.130), il vient :

$$\dot{V}_i = -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i - k_{d_i} S_i^2 + \Delta_i(\bar{x}) S_i + W_i^T(\bar{x}_i) \tilde{\theta}_i S_i + \varepsilon_i(\bar{x}_i) S_i - u_{ai} S_i - \frac{1}{\gamma_i} \tilde{\theta}_i^T \dot{\theta}_i - \frac{1}{\zeta_i} \tilde{\delta}_i \dot{\delta}_i - \frac{1}{\eta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\varepsilon}_i \quad (4.132)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_j = & \frac{1}{2} \dot{F}_j(x_j) S_j^2 - q_j F_j(x_j) S_j^2 + S_j W_j^T(x_j) \tilde{\theta}_j + \varepsilon_j S_j + \Delta_j S_j - u_{aj} S_j - \frac{1}{\gamma_j} \tilde{\theta}_j^T \dot{\theta}_j \\ & - \frac{1}{\zeta_j} \tilde{\delta}_j \dot{\delta}_j - \frac{1}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j \dot{\varepsilon}_j - \frac{1}{\mu_j} \tilde{F}_j \dot{F}_j \end{aligned} \quad (4.133)$$

En introduisant les lois d'adaptation (4.117) et (4.118), les relations (4.132) et (4.133) deviennent :

$$\dot{V}_i = -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i - k_{d_i} S_i^2 + \Delta_i(\bar{x}) S_i + \varepsilon_i(\bar{x}_i) S_i - u_{ai} S_i - \frac{1}{\zeta_i} \tilde{\delta}_i \dot{\delta}_i - \frac{1}{\eta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\varepsilon}_i \quad (4.134)$$

$$\dot{V}_j = \frac{1}{2} \dot{F}_j(x_j) S_j^2 - q_j F_j(x_j) S_j^2 + \varepsilon_j S_j + \Delta_j S_j - u_{aj} S_j - \frac{1}{\zeta_j} \tilde{\delta}_j \dot{\delta}_j - \frac{1}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j \dot{\varepsilon}_j - \frac{1}{\mu_j} \tilde{F}_j \dot{F}_j \quad (4.135)$$

En exploitant les conditions (4.71), (4.72), (4.101), (4.102) et l'hypothèse (4.5), les dérivées de V_i et V_j accomplissent toujours les inégalités suivantes:

$$\dot{V}_i \leq -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i - k_{d_i} S_i^2 + \delta_i |S_i| + \bar{\varepsilon}_i |S_i| - u_{a_i} S_i - \frac{1}{\zeta_i} \tilde{\delta}_i \dot{\delta}_i - \frac{1}{\eta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\varepsilon}_i \quad (4.136)$$

$$\dot{V}_j \leq \frac{1}{2} \bar{F}_j S_j^2 - q_j F_j(x_j) S_j^2 + \bar{\varepsilon}_j |S_j| + \delta_j |S_j| - u_{a_j} S_j - \frac{1}{\zeta_j} \tilde{\delta}_j \dot{\delta}_j - \frac{1}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j \dot{\varepsilon}_j - \frac{1}{\mu_j} \tilde{F}_j \dot{F}_j \quad (4.137)$$

Par substitution de l'équation (4.113) dans (4.136), et (4.114) dans (4.137), il vient :

$$\dot{V}_i \leq -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i - k_{d_i} S_i^2 + \tilde{\delta}_i |S_i| + \tilde{\varepsilon}_i |S_i| - \frac{1}{\zeta_i} \tilde{\delta}_i \dot{\delta}_i - \frac{1}{\eta_i} \tilde{\varepsilon}_i \dot{\varepsilon}_i \quad (4.138)$$

$$\dot{V}_j \leq \frac{1}{2} \tilde{F}_j S_j^2 - q_j F_j(x_j) S_j^2 + \tilde{\varepsilon}_j |S_j| + \tilde{\delta}_j |S_j| - \frac{1}{\zeta_j} \tilde{\delta}_j \dot{\delta}_j - \frac{1}{\eta_j} \tilde{\varepsilon}_j \dot{\varepsilon}_j - \frac{1}{\mu_j} \tilde{F}_j \dot{F}_j \quad (4.139)$$

En introduisant l'équation (4.119) et (4.115) dans (4.138), et (4.116), (4.120) et (4.121) dans (4.139), on obtient :

$$\dot{V}_i \leq -\bar{e}_i^T Q_i \bar{e}_i - k_{d_i} S_i^2 \quad (4.140)$$

$$\dot{V}_j \leq -q_j F_j(x_j) S_j^2 \quad (4.141)$$

Les inégalités (4.140) et (4.141) impliquent la bornitude de tous les signaux dans le système bouclé, c'est-à-dire les erreurs de poursuite e_i et e_j , les surfaces d'erreur S_i et S_j , les paramètres estimés θ_i , ϑ_j , $\hat{\delta}_i$, $\hat{\delta}_j$, $\hat{\varepsilon}_i$, $\hat{\varepsilon}_j$, \hat{F}_j les signaux de commande u_i et u_j et la fonction candidate V sont bornés. D'où, on déduit la convergence vers zéro des erreurs de poursuite et les surfaces d'erreur de tous les sous systèmes.

Remarque 4.2 : Dans [Lab-05], l'auteur a proposé une approche de commande adaptative décentralisée floue pour une classe de systèmes non linéaires rencontrée dans le domaine des robots manipulateurs. Cette approche n'est pas applicable sur les machines électriques. Dans notre approche nous avons développé une loi de commande applicable sur les robots manipulateurs et les machines électriques et nous avons utilisé des hypothèses plus simples que celles utilisées dans [Lab-05].

4.3.3 APPLICATION A LA MSAP

4.3.3.1 REGLAGE DE VITESSE

La structure de réglage de vitesse de la MSAP par la méthode de commande adaptative décentralisée floue proposée est représentée à la figure 4.6

A partir de la vitesse de référence et la vitesse mesurée, le premier contrôleur adaptatif décentralisé flou (CADF(Ω)) fournit la tension de référence V_{qref} . Le deuxième contrôleur adaptatif flou délivre la tension de commande V_{dref} , pour maintenir le courant d'axe direct nul. Une transformation de coordonnées ($dq-abc$) permet de calculer les tensions statoriques de références. Un bloc MLI utilise ces tensions pour générer la commande de chaque bras de l'onduleur multicellulaire série.

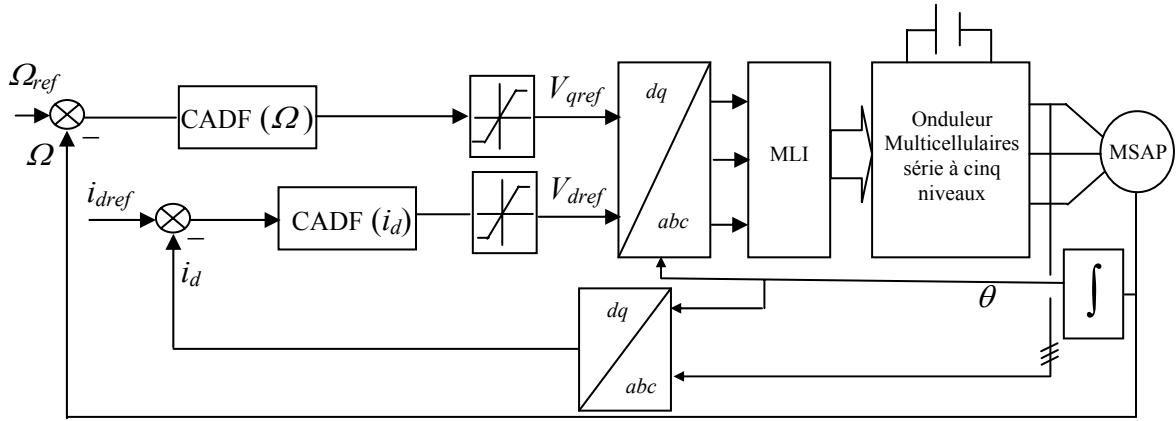


Figure 4.6 : Structure du réglage de vitesse par la méthode de commande adaptative décentralisée floue proposée.

Le modèle de la MSAP peut se mettre sous la forme :

$$\begin{aligned} v_q &= F_1(\Omega)\ddot{\Omega} + G_1(\Omega, \dot{\Omega}) + \Delta_1(\Omega, i_d) \\ v_d &= F_2(i_d)\dot{i}_d + G_2(i_d) + \Delta_2(\Omega, \dot{\Omega}) \end{aligned} \quad (4.142)$$

Avec :

$$F_1(\Omega) = \frac{2L_q J}{3p\Phi_f}, \quad G_1(\Omega, \dot{\Omega}) = \left(\frac{2R_s F_c}{3p\Phi_f} + p\Phi_f \right) \Omega + \left(\frac{2L_q F_c}{3p\Phi_f} + \frac{2R_s J}{3p\Phi_f} \right) \dot{\Omega}$$

$$\Delta_1(\Omega, i_d) = p\Omega L_d i_d + \frac{2R_s}{3p\Phi_f} T_r + \frac{2L_q}{3p\Phi_f} \dot{T}_r$$

$$F_2(i_d) = L_d, \quad G_2(i_d) = R_s i_d, \quad \Delta_2(\Omega, \dot{\Omega}) = -\frac{2T_r L_q}{3\Phi_f} \Omega - \frac{2L_q F_c}{3\Phi_f} \Omega^2 - \frac{2J L_q}{3\Phi_f} \Omega \dot{\Omega}$$

Dans le modèle de la MSAP, représenté par le système d'équation (4.142), on a $m_1 = m_2 = 1$, $x = [\Omega \quad i_d]^T$.

On pose :

$$R_1(\Omega, \dot{\Omega}) = F_1(\Omega)v_1 + G_1(\Omega, \dot{\Omega}) + \frac{1}{2}\dot{F}_1(\Omega)S_1 \quad (4.143)$$

$$R_2(i_d) = F_2(i_d)v_2 + G_2(i_d) \quad (4.144)$$

Avec :

$$v_1 = \ddot{\Omega}_{ref} + k_{1,1}\dot{e}_1, \quad e_1 = \Omega_{ref} - \Omega, \quad S_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} + k_{1,1}e_1, \quad v_2 = \dot{i}_{dref} + q_2 e_2 \quad \text{et} \quad S_2 = e_2 = i_{dref} - i_d$$

Dans la commande adaptative décentralisée floue proposée les deux fonctions $R_1(\Omega, \dot{\Omega})$ et $R_2(i_d)$ sont approximées par deux systèmes flous de Sugeno d'ordre zéro, tel que :

$$R_1(\Omega, \dot{\Omega}) = W_1^T(\Omega, \dot{\Omega})\theta_1^* + \varepsilon_1(\Omega, \dot{\Omega}) \quad (4.145)$$

$$R_2(i_d) = W_2^T(i_d) \mathfrak{S}_2^* + \varepsilon_2(i_d) \quad (4.146)$$

Le premier système flou a deux entrées Ω et $\dot{\Omega}$, tandis que le deuxième a une seule entrée qui est le courant i_d . Dans notre application nous attribuons trois fonctions d'appartenance de type gaussien pour chaque entrée.

Les estimées des fonctions $R_1(\Omega, \dot{\Omega})$ et $R_2(i_d)$ sont données par :

$$\hat{R}_1(\Omega, \dot{\Omega}) = W_1^T(\Omega, \dot{\Omega}) \theta_1 \quad (4.147)$$

$$\hat{R}_2(i_d) = W_2^T(i_d) \mathfrak{S}_2 \quad (4.148)$$

Pour contrôler la MSAP on utilise deux contrôleurs adaptatifs décentralisés flous. Les sorties de ces deux contrôleurs donnent les tensions de références V_{qref} et V_{dref} . Ces tensions sont exprimées par :

$$V_{qref} = k_{d1} S_1 + 2P_1 e_1 + W_1^T(\Omega, \dot{\Omega}) \theta_1 + \hat{\delta}_1 \operatorname{sgn}(S_1) + \hat{\varepsilon}_1 \operatorname{sgn}(S_1) \quad (4.149)$$

$$V_{dref} = W_2^T(i_d) \mathfrak{S}_2 + \hat{\delta}_2 \operatorname{sgn}(S_2) + \hat{\varepsilon}_2 \operatorname{sgn}(S_2) + \frac{1}{2} \hat{\bar{F}}_2 S_2 \quad (4.150)$$

Avec k_{d1} est une constante positive spécifiée par l'utilisateur, tandis que P_1 est la solution de l'équation de Lyapunov suivante :

$$A_1^T P_1 + P_1 A_1 = -Q_1 \quad (4.151)$$

Où $A_1 = -k_{1,1} < 0$ et Q_1 est une constante positive.

Les vecteurs paramètres sont adaptés par les lois :

$$\dot{\theta}_1 = \gamma_1 W_1(\Omega, \dot{\Omega}) S_1 \quad (4.152)$$

$$\dot{\mathfrak{S}}_2 = \gamma_2 W_2(i_d) S_2 \quad (4.153)$$

Les constantes δ_1 , δ_2 , $\bar{\varepsilon}_1$, $\bar{\varepsilon}_2$ et \bar{F}_2 sont estimées comme :

$$\dot{\hat{\delta}}_1 = \zeta_1 |S_1| \quad (4.154)$$

$$\dot{\hat{\delta}}_2 = \zeta_2 |S_2| \quad (4.155)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_1 = \eta_1 |S_1| \quad (4.156)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}}_2 = \eta_2 |S_2| \quad (4.157)$$

$$\dot{\bar{F}}_2 = \frac{1}{2} \mu_2 S_2^2 \quad (4.158)$$

Avec $\gamma_1, \gamma_2, \zeta_1, \zeta_2, \eta_1, \eta_2$ et μ_2 sont des constants positives.

4.3.3.2 RESULTATS DE SIMULATION

Pour mettre en évidence l'aptitude de la méthode de commande proposée, nous avons procédé à la simulation numérique. Les coefficients imposant les réponses désirées de la MSAP, sont regroupés dans le tableau suivant :

γ_1	ζ_1	k_{d1}	η_1	P_1	γ_2	ζ_2	η_2	μ_2
0.1	0.1	20500	0.05	1	0.1	0.01	0.01	0.01

Tableau 4.2 : Les coefficients de réglage de vitesse de la MSAP par la méthode de commande adaptative décentralisée floue proposée.

On fait les mêmes tests comme la méthode de commande adaptative décentralisée floue précédente (Première approche). Les résultats de simulation sont représentés respectivement dans les figures (4.7), (4.8), (4.9) et (4.10). Des réponses en régime de poursuite de trajectoires sans perturbation (figure (4.7) et (4.8)), il apparaît que le courant d'axe direct et la vitesse suivent leur référence avec des erreurs faibles.

Des réponses en régimes de poursuite avec application des perturbations (Figure (4.9) et (4.10)), nous avons relevé que l'erreur de poursuite de vitesse est réellement faible ce qui montre une bonne robustesse de cette commande vis-à-vis des perturbations internes et externes.

4.4 CONCLUSION

Afin de répondre à des critères de performances toujours croissants, dans ce chapitre nous avons étudié et développé la commande adaptative décentralisée en poursuite de trajectoires d'une classe de système non linéaire rencontrée dans le domaine des machines électriques en utilisant les systèmes flous. Deux approches de commande décentralisées stables ont été développées et testées par simulation numérique.

La première approche repose sur l'identification en ligne des non linéarités locales de chaque sous système par des systèmes flous et fait intervenir un terme de commande robuste, lequel a pour rôle de compenser les effets des erreurs de reconstruction et aux effets des interconnexions entre les sous-systèmes.

La deuxième approche développée introduit les hypothèses les plus simples : les limites d'interconnexion sont liées par les limites inconnues. La loi de commande contient deux termes, le premier terme est une approximation par système flou d'une loi de commande idéale, tandis que le deuxième terme est une composante de commande robuste. Cette dernière est introduite pour assurer la stabilité et la robustesse de la structure de commande par rapport aux effets des interconnexions et des erreurs d'approximation.

Il faut noter que les techniques de commande décentralisée sont moins complexes comparées aux techniques centralisées et, de ce fait, leur implémentation est plus facile et leur temps de calcul est réduit.

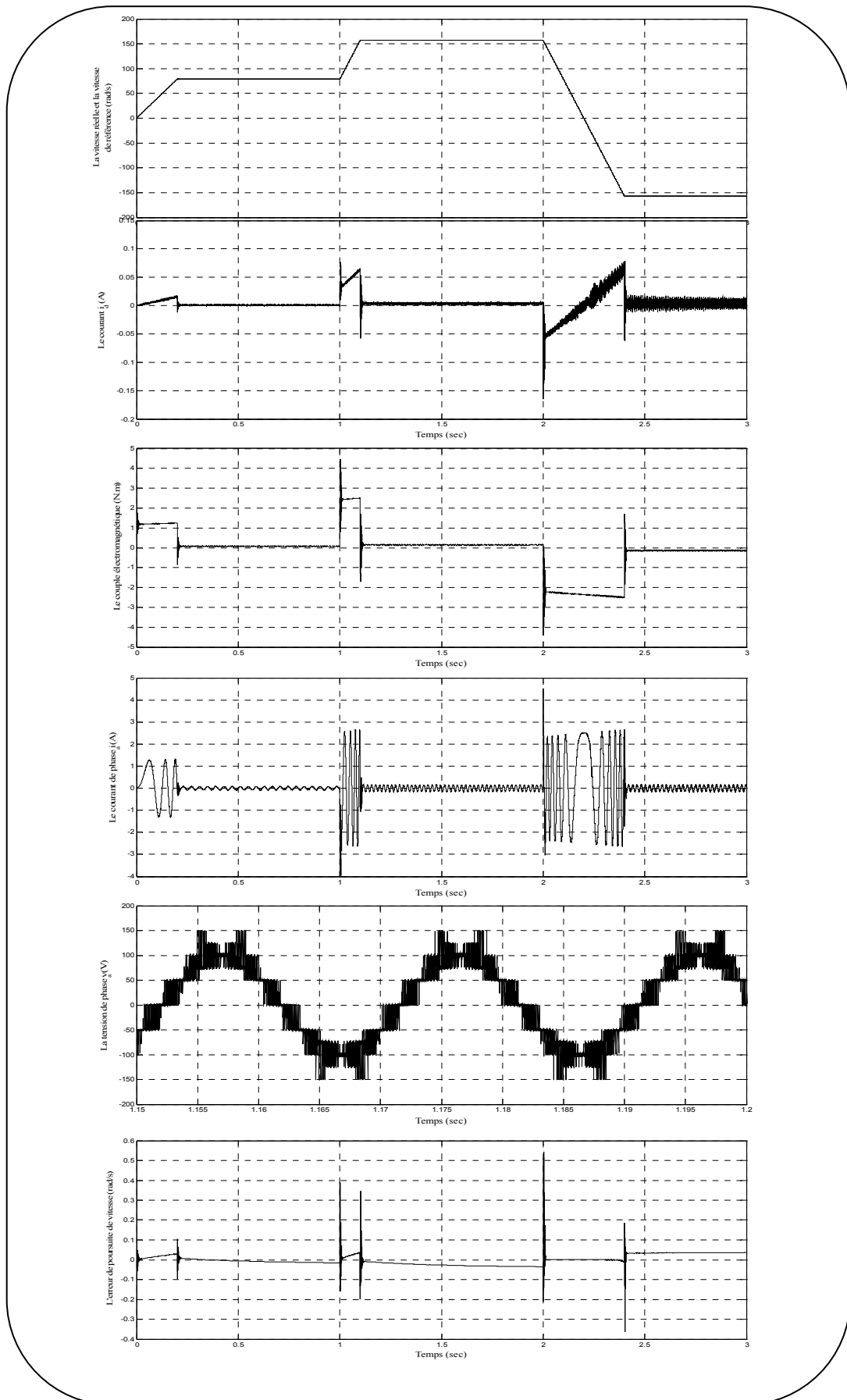


Figure 4.7 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative décentralisée floue proposée (deuxième approche) suite à l'application du premier test.

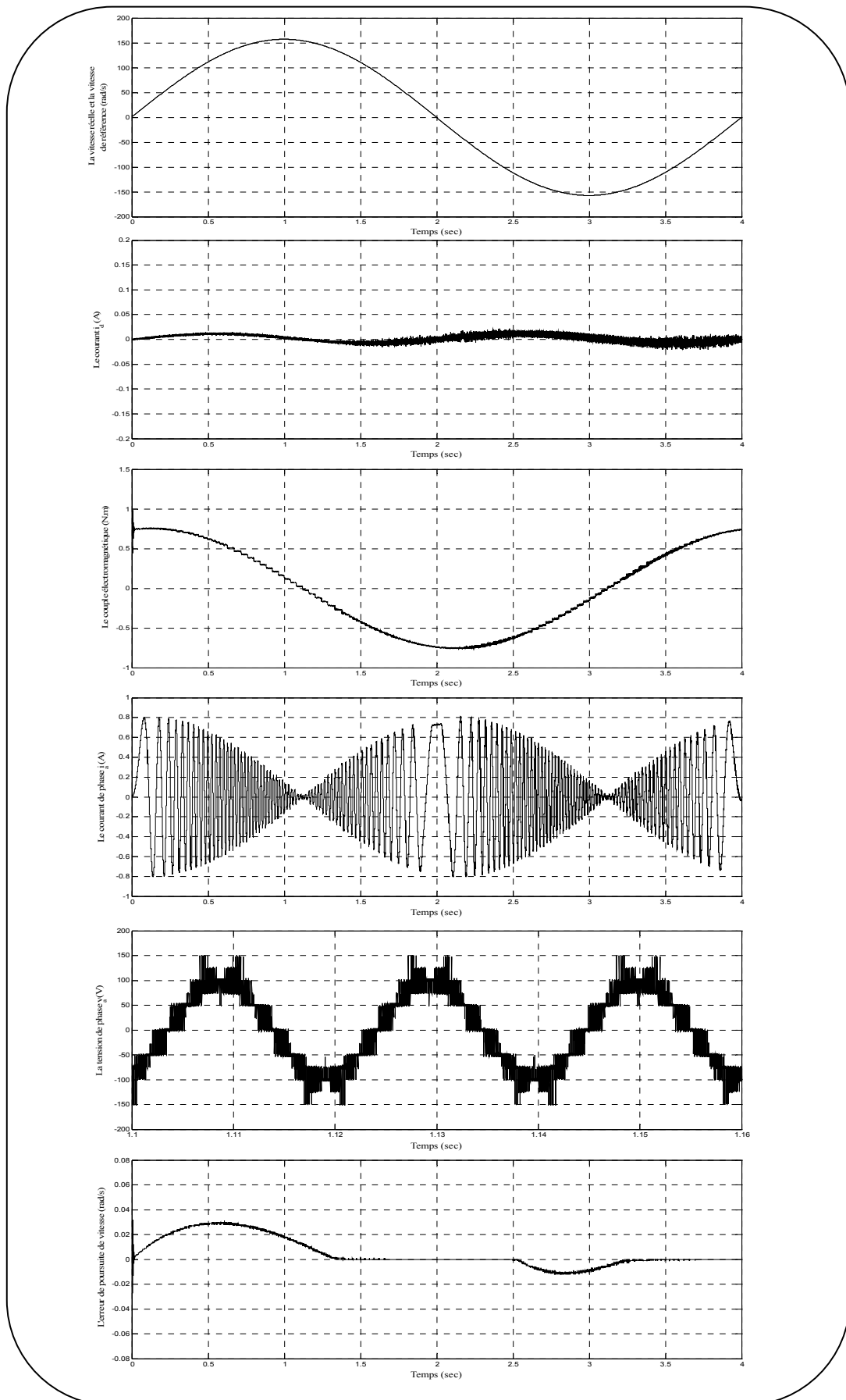


Figure 4.8 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative décentralisée floue proposée (deuxième approche) suite à l'application du deuxième test.

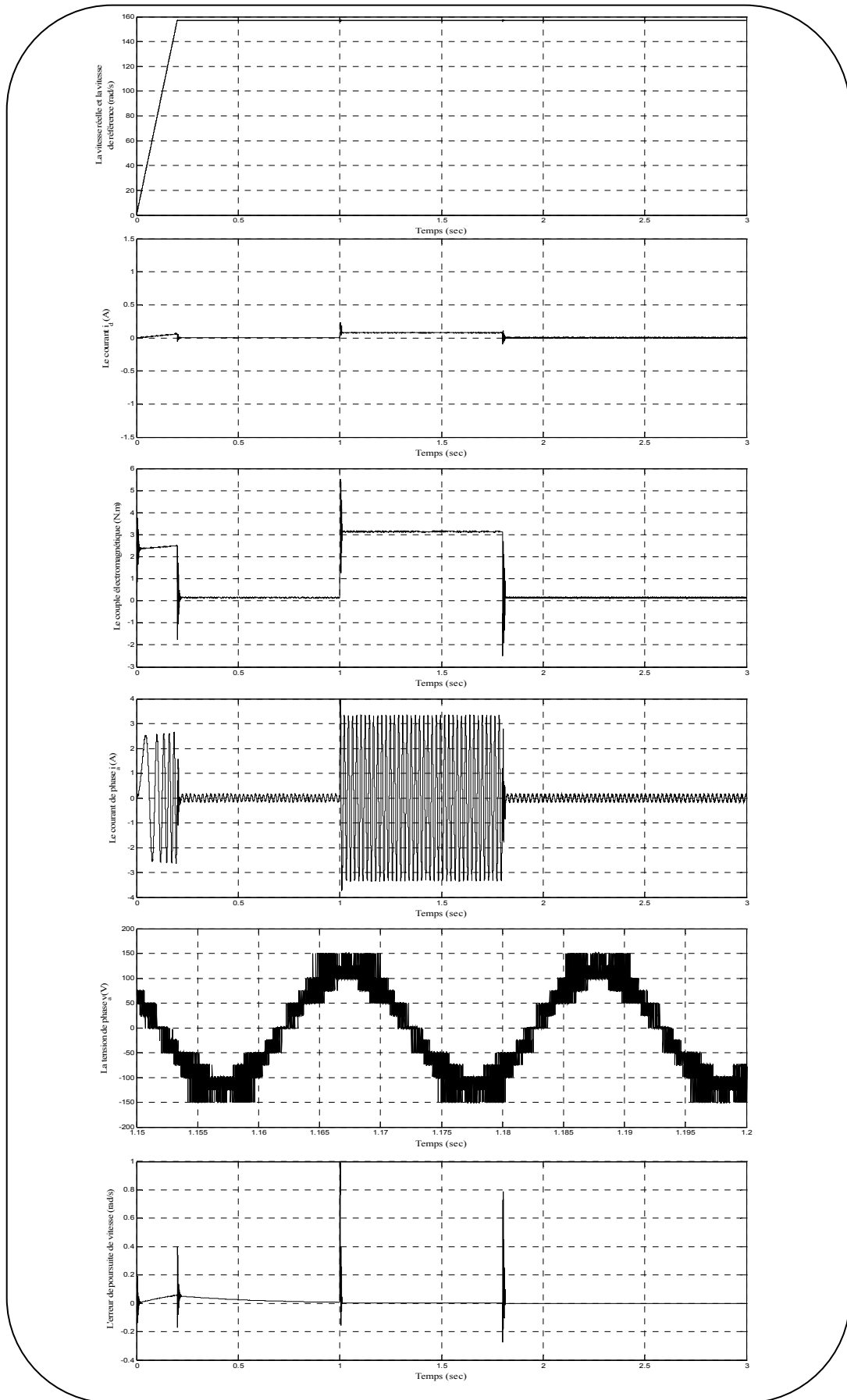


Figure 4.9 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative décentralisée floue proposée (deuxième approche) suite à l'application du troisième test.

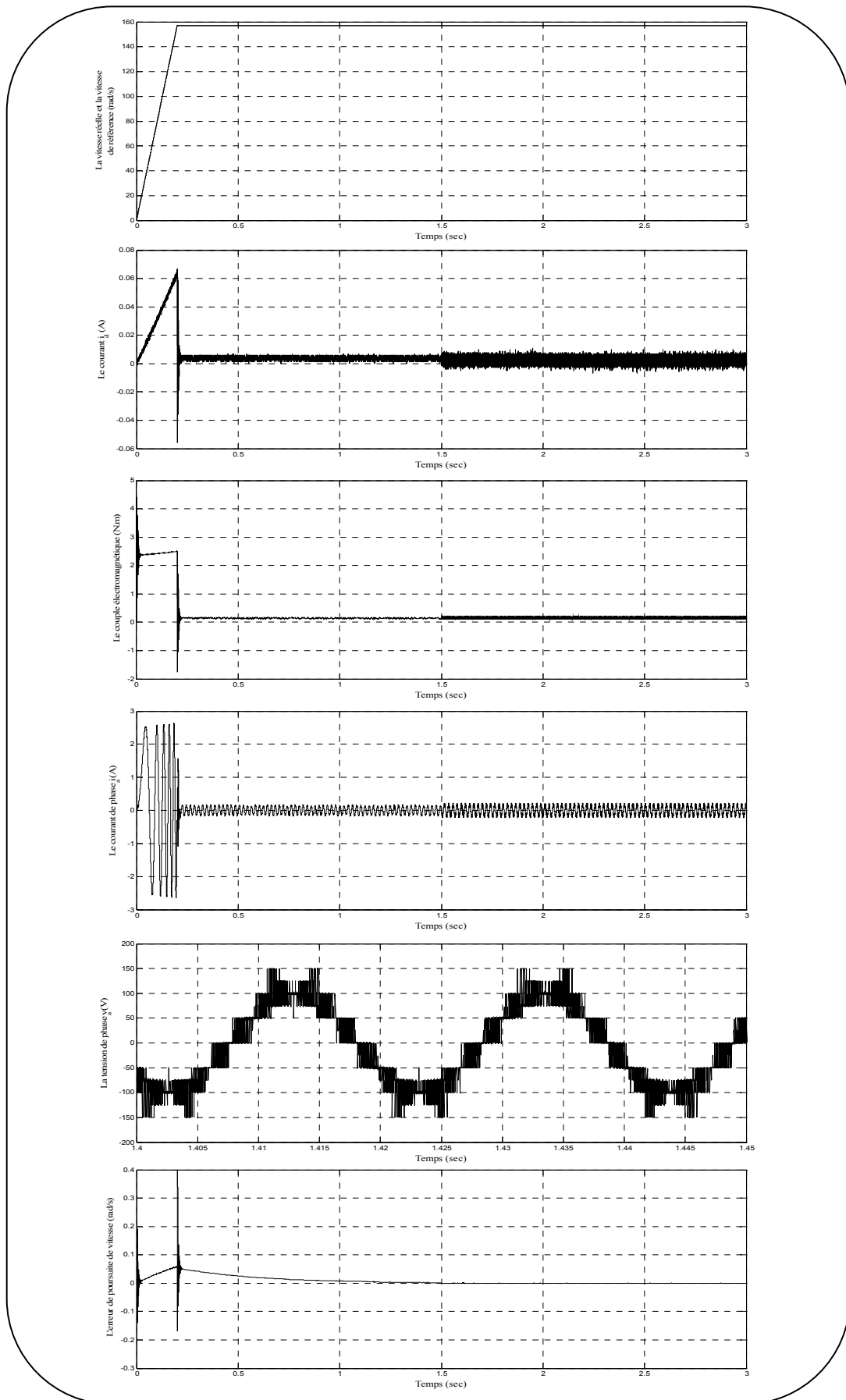


Figure 4.10 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative décentralisée floue proposée (deuxième approche) suite à l'application du quatrième test.

Chapitre 5

COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE MONO-ENTREE MONO-SORTIE ASSOCIEE A LA DTCM

5.1 INTRODUCTION

Les associations onduleur de tension- machine à courant alternatif constituent un enjeu essentiel dans le milieu industriel, les stratégies de commande de ces associations n'ont cessé de se développer au fil des années. Parmi elles, après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de plusieurs équipes scientifiques et du secteur industriel dès le milieu des années 80.

La stratégie de commande DTC (venu du terme anglais " Direct Torque Control "), plus récente que la commande vectorielle, a été inventée par I. Takahashi au milieu des années 80. Elle est basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple en utilisant deux contrôleurs d'hystérésis et une table de commande pour générer de façon directe les ordres de commande de l'onduleur de tension afin d'obtenir des dynamiques de couple et de flux plus importantes. C'est en effet une commande tout ou rien qui utilise directement la tension continue de l'onduleur sans l'intermédiaire d'un étage à modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui lui impose un vecteur tension en valeur moyenne. Cela vient du fait que le système de contrôle considère la tension moyenne sur une période de la modulation de largeur d'impulsions (MLI) comme la tension désirée. Dans cette technique de commande, on n'a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif. La génération directe des commandes de l'onduleur nécessite une période d'échantillonnage très courte. Ceci induit un algorithme de commande simple et/ou un calculateur puissant. Le premier variateur de vitesse utilisant cette technique a été commercialisé au milieu des années 90 par la société ABB [*Has-99*].

Bien que les méthodes de commande directe du couple des machines aient été proposées au début pour les machines asynchrones [*Tak-86*], leur application pour d'autres types des machines électriques a été proposée par Boldea et Nasar et a été étudiée pour les machines synchrones à inducteur ou à aimants permanents ou à réluctance variable [*Zol-97-a*], [*Cha-96*].

Beaucoup de travaux sur la commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ont été effectués ces dernières années [*Rah-97*], [*Rah-99*].

L'objet de ce chapitre est d'étudier la faisabilité d'une commande de type DTC appliquée à un convertisseur multicellulaire dédié au pilotage d'une machine synchrone à aimants permanents à l'aide d'un algorithme de commande adaptative floue.

La première partie de ce chapitre est consacrée à une présentation succincte de la commande DTC et à sa généralisation à un convertisseur multicellulaire série.

Dans la deuxième partie, une approche de commande adaptative directe est développée dans le but de régler la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents. Dans cette technique, les systèmes flous sont utilisés pour approcher une loi de commande idéale. La stabilité et la robustesse de la structure de commande sont étudiées par l'approche de Lyapunov.

5.2 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE AVEC UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

La commande directe du couple (DTC) d'une machine synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs du convertisseur statique d'alimentation en vue d'imposer les niveaux de couple et de flux désirés. La séquence de commande des interrupteurs est donc directement issue des régulateurs de flux et de couple qui sont généralement des régulateurs à hystérésis. Ce type de stratégie se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude, par opposition aux lois de commandes en durée qui sont basées sur un réglage de la valeur moyenne de la tension par modulation de largeur d'impulsion [Zol-97-a][Zol-97-b][Tle-05] [Ben-05] [Ben-06].

5.2.1 PRESENTATION VECTORIELLE DE LA TENSION DE SORTIE DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

L'onduleur à deux niveaux de tension est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, eux-mêmes composés d'un interrupteur commandable à l'amorçage et au blocage et d'une diode (Figure 5.1).

Pour préserver la source de tension continue de tout court-circuit, les interrupteurs d'un même bras fonctionnent de façon complémentaire. Donc pour chaque bras il y a 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,c) fermé.
- $S_{a,b,c} = 0$: interrupteur du demi-bras bas (a,b,c) fermé

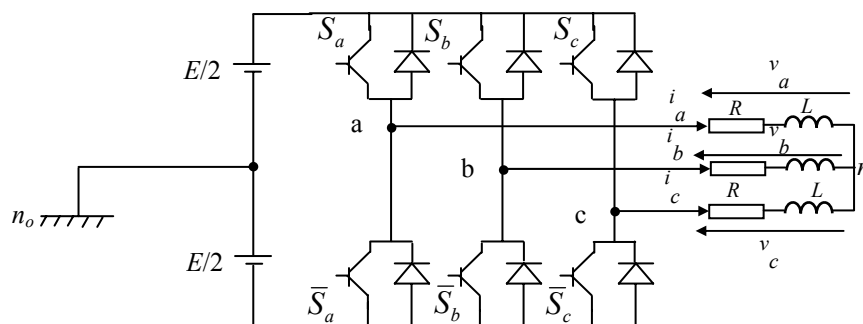


Figure 5.1: Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge.

Il existe huit combinaisons différentes des interrupteurs de l'onduleur, qui ne correspondent toutefois qu'à sept vecteurs de tension distincts (Figure 5.2). En effet, il existe deux combinaisons possibles pour réaliser le vecteur nul.

- $V_1(1,0,0) \Rightarrow S_a = 1; S_b = 0; S_c = 0$
- $V_2(1,1,0) \Rightarrow S_a = 1; S_b = 1; S_c = 0$
- $V_3(0,1,0) \Rightarrow S_a = 0; S_b = 1; S_c = 0$
- $V_4(0,1,1) \Rightarrow S_a = 0; S_b = 1; S_c = 1$
- $V_5(0,0,1) \Rightarrow S_a = 0; S_b = 0; S_c = 1$
- $V_6(1,0,1) \Rightarrow S_a = 1; S_b = 0; S_c = 1$
- $V_0(0,0,0) \Rightarrow S_a = 0; S_b = 0; S_c = 0$
- $V_7(1,1,1) \Rightarrow S_a = 1; S_b = 1; S_c = 1$

Les tensions simples mesurées par rapport au point milieu fictif n_o , sont exprimées par:

$$\begin{aligned} V_{an_o} &= S_a E - \frac{E}{2} \\ V_{bn_o} &= S_b E - \frac{E}{2} \\ V_{cn_o} &= S_c E - \frac{E}{2} \end{aligned} \quad (5.1)$$

Les tensions simples sont données par:

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_{an_o} - V_{nn_o} \\ V_{bn} &= V_{bn_o} - V_{nn_o} \\ V_{cn} &= V_{cn_o} - V_{nn_o} \end{aligned} \quad (5.2)$$

Pour un système équilibré, on a:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (5.3)$$

En utilisant les équations (5.1), (5.2) et (5.3), on trouve:

$$V_{nn_o} = \frac{E}{3}(S_a + S_b + S_c) - \frac{E}{2} \quad (5.4)$$

Par substitution des équations (5.1) et (5.4) dans l'équation (5.2), on obtient:

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{E}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} &= \frac{E}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_{cn} &= \frac{E}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{aligned} \quad (5.5)$$

Les tensions dans le référentiel $\alpha - \beta$ sont exprimées en fonction des tensions simples comme:

$$V_\alpha = \frac{2}{3} \left(V_{an} - \frac{V_{bn}}{2} - \frac{V_{cn}}{2} \right)$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} (V_{bn} - V_{cn})$$
(5.6)

En remplaçant (5.5) dans (5.6), il vient:

$$V_\alpha = \frac{2E}{3} \left(S_a - \frac{S_b}{2} - \frac{S_c}{2} \right)$$

$$V_\beta = \frac{E}{\sqrt{3}} (S_b - S_c)$$
(5.7)

Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$V_s = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3} \left(V_{an} + V_{bn} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right)$$
(5.8)

Ou encore:

$$V_s = \frac{2E}{3} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right)$$
(5.9)

Bien évidemment, certaines remarques méritent d'être soulevées:

- Le vecteur V_s considéré par rapport au neutre de la charge est identique au vecteur tension mesuré par rapport au point milieu fictif de la branche continue.
- On trouve bel et bien un vecteur tension nul lorsque $(S_a \ S_b \ S_c) = (1 \ 1 \ 1)$ ou encore $(0 \ 0 \ 0)$.

La figure 5.2 montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs tension non nuls générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

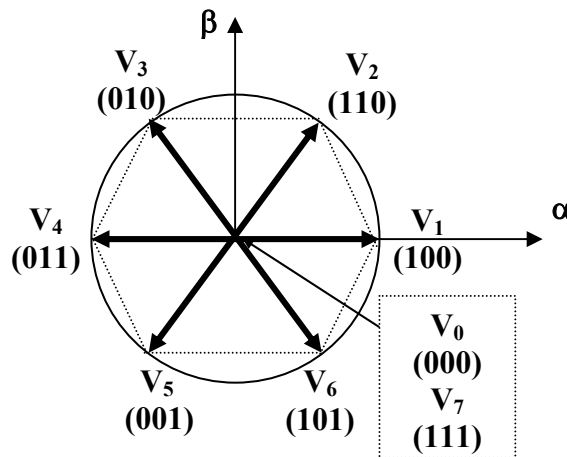


Figure 5.2: Vecteurs de tension créés par l'onduleur.

L'objectif d'une commande DTC est de maintenir le couple électromagnétique et le module du flux statorique à l'intérieur des bandes d'hystérésis par le choix de la tension de sortie de l'onduleur. Lorsque le couple ou le module du flux statorique atteint la limite supérieure ou inférieure de l'hystérésis, un vecteur tension approprié est appliqué pour ramener la grandeur concernée de sa bande d'hystérésis. Afin d'étudier le principe de base des principales stratégies de contrôle direct de la machine synchrone à aimants permanents, il est indispensable de pouvoir caractériser le comportement des principales variables qui régissent l'état électromagnétique de la machine, à savoir le couple électromagnétique et le flux. A cet effet, on établira ci-dessous des règles de comportement du flux statorique et du couple à l'échelle de la période d'échantillonnage, permettant ainsi l'établissement d'une relation entre l'application d'un vecteur tension et le sens de variation de ces variables.

5.2.2 EFFET D'UN VECTEUR TENSION SUR L'EVOLUTION DU VECTEUR FLUX STATORIQUE

L'expression du flux statorique dans le référentiel de Concordia est déterminée par la relation suivante:

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (5.10)$$

Par intégration de l'équation (5.10), on peut établir l'équation qui régit le comportement du vecteur flux statorique en fonction du temps:

$$\varphi_s = \varphi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s I_s) \quad (5.11)$$

Où φ_{s0} est la valeur initiale du flux statorique.

En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation raisonnable aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur V_s à la machine durant un temps court, $\Delta T = t_2 - t_1$, est donnée par:

$$\varphi_s(t_2) \approx \varphi_s(t_1) + \Delta T V_s \quad (5.12)$$

Ou encore:

$$\Delta\varphi_s = \varphi_s(t_2) - \varphi_s(t_1) \approx \Delta T V_s \quad (5.13)$$

L'équation (5.13) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplaçant à une vitesse (en Wb/s) égale à son amplitude (Figure 5.3).

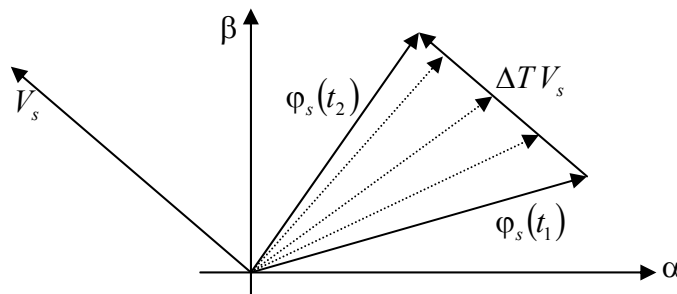


Figure 5.3: Evolution du vecteur flux statorique dans le plan $\alpha - \beta$.

En disposant de l'ensemble des vecteurs tension fournis par un onduleur 2-niveaux, il est donc possible de faire déplacer le vecteur flux statorique dans le plan α - β selon six directions distinctes. En commutant d'un vecteur tension à un autre, à des instants précis et suivant certains critères, il est ainsi possible de faire déplacer le vecteur flux statorique sur le plan $\alpha\beta$ afin de lui faire suivre une trajectoire prédéfinie (Figure 5.4).

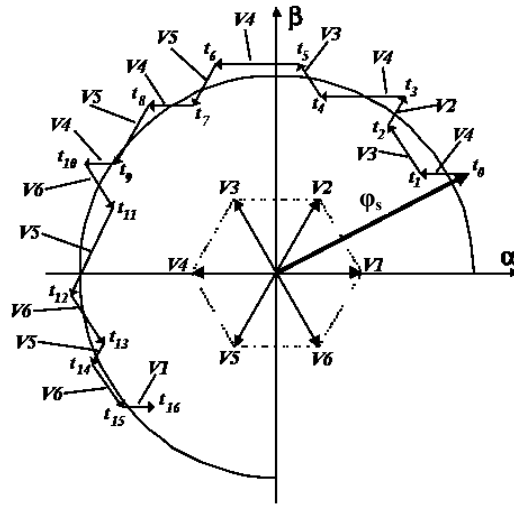


Figure 5.4: Pilotage du vecteur flux statorique à l'aide des vecteurs tension fournis par un onduleur 2-niveaux.

La figure 5.3 montre aussi que l'amplitude du vecteur flux statorique, et donc la magnétisation de la machine, peut être augmentée (respectivement diminuée) en appliquant pendant un certain temps un vecteur tension ayant une forte composante colinéaire avec le vecteur flux statorique et de même sens (respectivement de sens inverse). Par contre, l'application d'un vecteur tension en quadrature aura un effet négligeable sur la variation de son amplitude [Rob-95].

5.2.3 EFFET D'UN VECTEUR TENSION SUR L'EVOLUTION DU COUPLE

Les machines synchrones sont caractérisées par trois principaux couples qui sont [Kad-01][Zol-97-a]:

- Le couple synchrone dû à l'interaction des champs créés par les courants du stator et les aimants permanents du rotor.
- Le couple de réluctance est causé par la saillance du rotor, qui a tendance à suivre le mouvement du champ tournant statorique.
- Le couple asynchrone est dû à l'interaction des champs créés par les courants statoriques et ceux induits dans les circuits amortisseurs en court-circuit. En régime permanent seuls les couples synchrone et de réluctance existent.

L'expression du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents est donnée par l'équation (5.14) :

$$T_{em} = \frac{3P|\varphi_s|}{4L_dL_q} [2|\varphi_r|L_q \sin \gamma - |\varphi_s|(L_q - L_d) \sin 2\gamma] \quad (5.14)$$

Avec $|\varphi_r| = \Phi_f$ (Φ_f est le flux produit par les aimants permanents de la machine) et γ est l'angle entre le flux statorique et le flux rotorique (l'angle de charge). En régime permanent, γ

est constant et fonction du couple de charge et les deux flux statorique et rotorique tournent alors à la vitesse de synchronisme.

Pendant le régime transitoire, γ varie et les flux statorique et rotorique tournent à des vitesses différentes. Comme la constante de temps électrique est normalement faible devant la constante de temps mécanique, la vitesse de rotation du flux statorique peut être facilement changée par rapport au flux rotorique.

La figure 5.5 illustre la caractéristique couple-angle de charge de la machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants pour différentes amplitudes du flux statorique: $0.5\Phi_f$, $0.75\Phi_f$, Φ_f , $1.5\Phi_f$, $3\Phi_f$ et $3.5\Phi_f$. Pour les deux dernières valeurs, l'évolution de la dérivée du couple au passage par l'axe des angles de charge est négative. Ainsi, la commande directe du couple ne peut pas être appliquée. La condition pour une variation positive du couple en fonction de l'angle de charge est donnée par l'expression (5.15). L'inégalité (5.15) permet le choix de l'amplitude du flux statorique [Zho-97].

$$|\varphi_s| < \frac{L_q}{L_q - L_d} \Phi_f \quad (5.15)$$

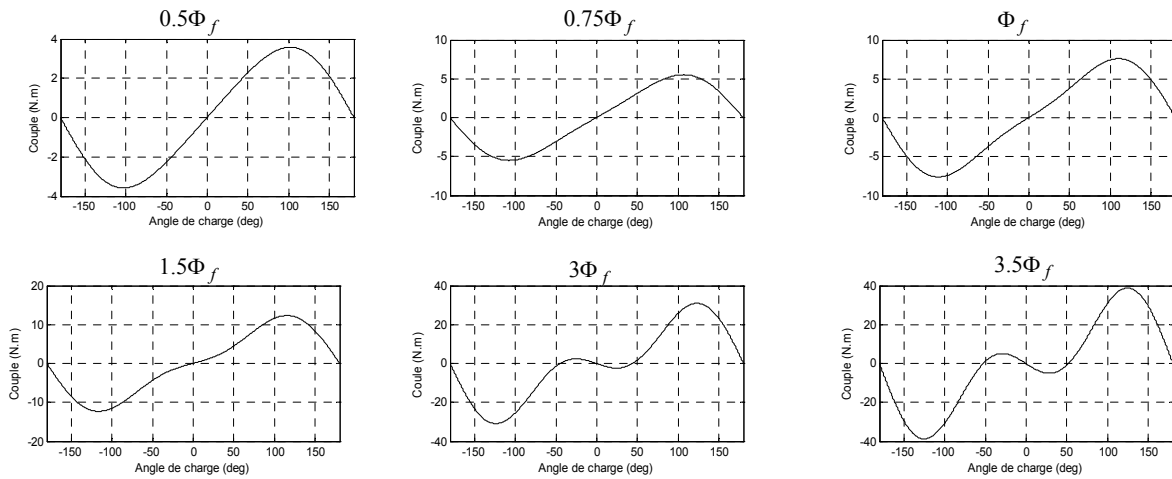


Figure 5.5: Caractéristique Couple-angle de charge de la MSAP.

En dérivant l'équation (5.14) par rapport à γ et en la mettant égale à zéro, on trouve le maximum de l'angle de charge admissible γ_m :

$$\gamma_m = \cos^{-1} \left(\frac{a / |\varphi_s| - \sqrt{(a / |\varphi_s|)^2 + 8}}{4} \right) \quad (5.16)$$

Avec:

$$a = \frac{\Phi_f L_q}{L_q - L_d}$$

Lorsque le flux statorique est établi dans la machine on peut considérer, en négligeant les ondulations dues au découpage du convertisseur par rapport aux termes fondamentaux, que le module du vecteur flux statorique est approximativement constant. L'équation (5.14) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à

l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle γ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique (Figure 5.6).

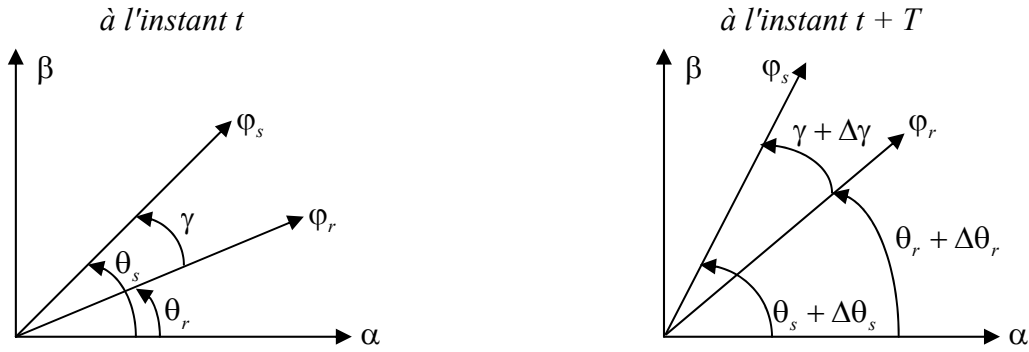


Figure 5.6: Evolution des flux statorique et rotorique après l'application d'un vecteur tension non nul.

Pour exposer qualitativement les principes de contrôle du couple, on suppose pour simplifier que la vitesse de rotation de la machine et l'amplitude du flux rotorique sont constantes. On suppose en plus que l'amplitude du vecteur flux statorique est constante et que sa vitesse moyenne de rotation ω_{s0} est la même que celle du flux rotorique.

A un instant t donné, on a :

$$\varphi_s = |\varphi_s| e^{j\theta_s} \quad (5.17)$$

$$\varphi_r = |\varphi_r| e^{j\theta_r} \quad (5.18)$$

Si on applique un vecteur tension adéquat pendant un intervalle de temps de durée T assez petite vis-à-vis des constantes de temps de la machine, pour l'instant $t + T$ on a :

$$\varphi_s = |\varphi_s| e^{j(\theta_s + \Delta\theta_s)} \quad (5.19)$$

$$\varphi_r = |\varphi_r| e^{j(\theta_r + \Delta\theta_r)} \quad (5.20)$$

Avec :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_s)T \quad (5.21)$$

$$\Delta\theta_r = \omega_{s0} T \quad (5.22)$$

La variation de l'angle de charge est exprimée par :

$$\Delta\gamma = \Delta\theta_s - \Delta\theta_r = \Delta\omega_s T \quad (5.23)$$

Le couple électromagnétique avec ses composantes synchrone et de réluctance devient :

$$T_{em} = \frac{3P|\varphi_s|}{4L_d L_q} [2|\varphi_r|L_q \sin(\gamma + \Delta\gamma) - |\varphi_s|(L_q - L_d) \sin(2(\gamma + \Delta\gamma))] \quad (5.24)$$

L'expression (5.24) peut approximativement se mettre sous la forme suivante :

$$T_{em} \approx \frac{3P|\varphi_s|}{4L_d L_q} [2|\varphi_r|L_q \sin(\gamma) - |\varphi_s|(L_q - L_d) \sin(2\gamma)] + \Delta T_{em} \quad (5.25)$$

Avec:

$$\Delta T_{em} \approx \left\{ \frac{3P|\varphi_s|}{4L_d L_q} [2|\varphi_r|L_q \cos(\gamma) - 2|\varphi_s|(L_q - L_d) \cos(2\gamma)] \right\} \Delta\gamma \quad (5.26)$$

L'expression (5.26) permet donc de conclure que les variations du couple sont contrôlées à partir de la vitesse de rotation du vecteur du flux statorique. La variation $\Delta\omega_s$ est maximale si la composante tangentielle du vecteur tension appliqué est maximale, c'est la raison pour laquelle on l'appelle la composante de couple **[Zol-97-a]**.

Lorsque le vecteur tension appliqué est nul, le flux statorique s'arrête et dans ce cas on a:

$$\Delta\gamma = -\omega_{s0} T \quad (5.27)$$

Et par conséquent on a:

$$\Delta T_{em} \approx - \left\{ \frac{3P|\varphi_s|}{4L_d L_q} [2|\varphi_r|L_q \cos(\gamma) - 2|\varphi_s|(L_q - L_d) \cos(2\gamma)] \right\} \omega_{s0} T \quad (5.28)$$

Donc le couple électromagnétique décroît.

5.2.4 SELECTION DU VECTEUR TENSION

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, il faut imposer à l'extrémité du vecteur flux une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais, comme on n'a que huit vecteurs tension possibles, dont deux sont nuls, l'application d'un des six vecteurs non nuls se traduit pour le flux statorique par l'application d'une composante radiale - c'est la composante qui agit sur l'amplitude du flux -, et d'une composante transversale - c'est la composante qui agit sur l'écart angulaire entre les flux statorique et rotorique donc sur le couple (Figure 5.7).

L'application des vecteurs nuls revient à bloquer la position du vecteur flux statorique pendant une durée correspondant à la période de contrôle, alors que le vecteur flux rotorique est en train de continuer sa course suivant son inertie, rattrapant ainsi le vecteur flux statorique. L'action obtenue est donc une diminution du couple tout en maintenant l'amplitude du flux statorique inchangée.

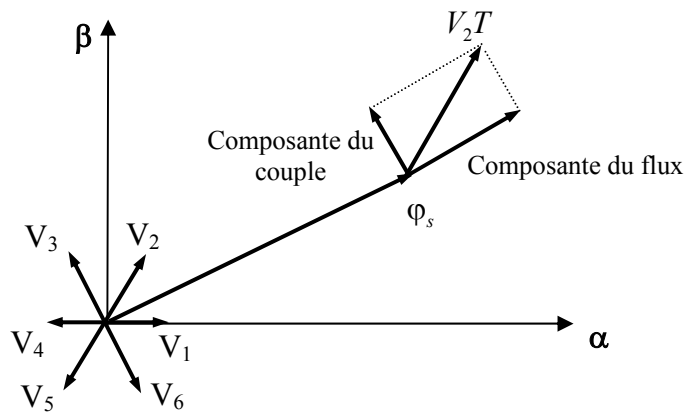


Figure 5.7: Exemple d'application d'un vecteur tension statorique.

Il est facile de voir que selon la position du flux statorique dans le plan α - β , un choix approprié du vecteur tension permet d'augmenter ou diminuer l'amplitude du flux statorique ou le couple indépendamment l'un de l'autre. Le choix de V_s dépend ainsi de la variation désirée pour le module du flux statorique, et de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation donc pour le couple.

Pour établir une logique de choix du vecteur tension à appliquer, on peut découper le plan complexe (α - β) en six secteurs de 60° (numérotées de 1 à 6) symétriques par rapport aux directions des six vecteurs tension non nuls de l'onduleur (Figure 5.8). Une décomposition en douze secteurs est aussi possible, mais elle n'apporte pas d'améliorations supplémentaires dans le cadre d'une commande DTC avec un onduleur à deux niveaux [Has-99].

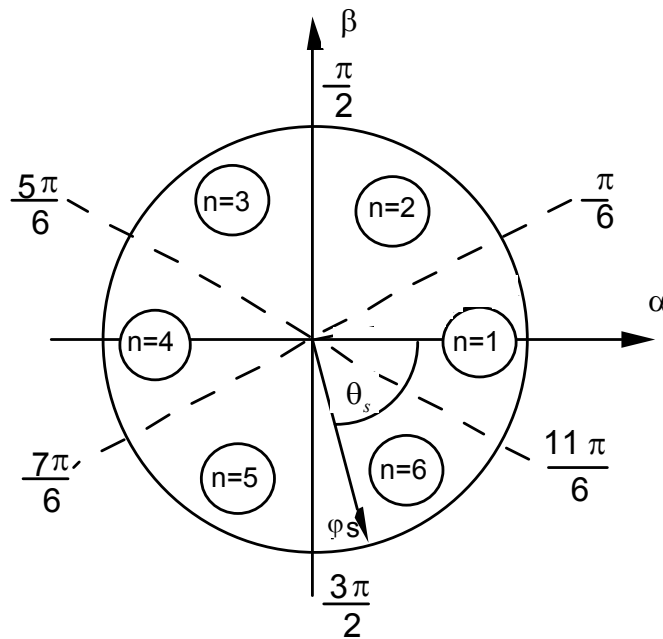


Figure 5.8: Espaces d'évolution des six zones.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone, ainsi ils ne sont jamais appliqués quel que soit le sens d'évolution du flux et du couple. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls V_{i+1} , V_{i-1} , V_{i+2} , V_{i-2} sur toute la zone i ou un des deux vecteurs nuls [Zol-97-a]. Le rôle du vecteur tension sélectionné reste le même. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure 5.9.

- Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

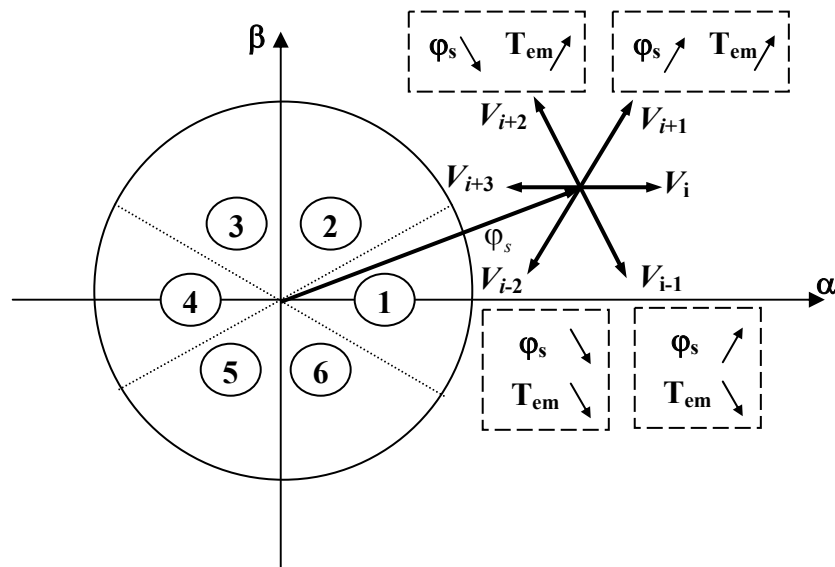


Figure 5.9: Sélection du vecteur tension.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur du flux dans la zone i . Au début de la zone i , les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position, les angles entre V_{i-1} ou V_{i+2} et le vecteur flux sont de 150° et de 30° respectivement. Donc leur composante de flux est très importante et leur composante de couple est très petite. Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [Zol-97-a].

5.2.5 STRUCTURE GLOBALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

Le synoptique général du contrôle direct du couple est représenté sur la figure 5.10.

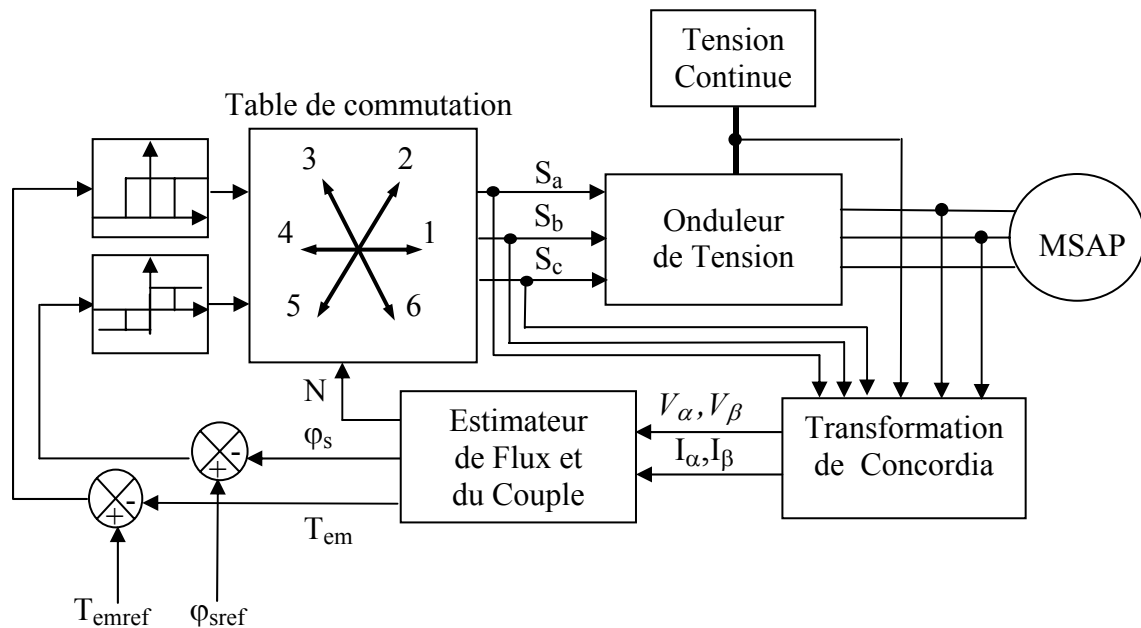


Figure 5.10 : Synoptique général du contrôle direct du couple de la MSAP.

5.2.5.1 ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux et du couple électromagnétique, on définit les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. La méthode la plus utilisée pour estimer le flux statorique est celle qui consiste tout simplement à intégrer les équations statoriques (équation 5.10).

Dans le référentiel fixe du stator, les équation des tensions sont données par:

$$\begin{aligned} V_\alpha &= R_s I_\alpha + \frac{d\varphi_\alpha}{dt} \\ V_\beta &= R_s I_\beta + \frac{d\varphi_\beta}{dt} \end{aligned} \quad (5.29)$$

Les composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont alors estimées en écrivant:

$$\begin{aligned} \varphi_\alpha &= \int_0^t (V_\alpha - R_s I_\alpha) dt + \varphi_\alpha(0) \\ \varphi_\beta &= \int_0^t (V_\beta - R_s I_\beta) dt + \varphi_\beta(0) \end{aligned} \quad (5.30)$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes α et β , soit:

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} \quad (5.31)$$

Pour un système triphasé, les courants statoriques sont calculés en utilisant la transformée de Concordia connaissant les courants mesurés:

$$\begin{aligned} I_\alpha &= \frac{2}{3} \left(I_a - \frac{I_b}{2} - \frac{I_c}{2} \right) \\ I_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}} (I_b - I_c) \end{aligned} \quad (5.32)$$

L'estimation du couple électromagnétique de la machine est possible grâce aux composantes du flux estimées et aux mesures des courants de ligne, en utilisant l'équation suivante :

$$T_{em} = p \frac{2}{3} (\varphi_\alpha I_\beta - \varphi_\beta I_\alpha) \quad (5.33)$$

La connaissance des composantes du flux statorique ainsi que son amplitude permet de déterminer la zone dans laquelle se trouve le vecteur flux statorique. Si on note par θ_s l'angle définissant la position du flux statorique, on pourra écrire:

$$\theta_s = \text{Arctg} \left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha} \right) \quad (5.34)$$

5.2.5.2 ELABORATION DU CONTRÔLEUR DU FLUX STATORIQUE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

De manière à obtenir de bonnes performances dynamiques, le choix d'un contrôleur à hystérésis à deux niveaux pour le flux statorique semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique dans une couronne circulaire. La sortie du contrôleur de flux, donnée par la variable cf , indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux. Cette sortie est une variable booléenne:

- $cf = 1$ lorsque l'erreur de flux est positive
- $cf = 0$ lorsque l'erreur de flux est négative

Avec l'erreur du flux est définie par:

$$e_{flux} = \varphi_{sref} - |\varphi_s| \quad (5.35)$$

On ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro de l'erreur pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite.

Si on s'interdit d'utiliser les vecteurs tensions nuls pour faire varier le couple, on peut envisager pour le couple un correcteur de la même forme que celui du flux. Mais on a vu que le couple peut croître ou décroître en appliquant les vecteurs tensions nuls. L'avantage d'utiliser le vecteur nul est que grâce aux changements moins rapides de couple on diminue le nombre de commutations. En plus la nature du vecteur nul appliqué peut être choisi de manière à réduire encore plus le nombre de commutations [Zol-97-a].

En regardant les vecteurs tensions, on constate que pour appliquer V_{i-1} après V_{i+1} , ou vice versa, il faut une commutation dans deux bras différents. Cette réalité est aussi valable pour appliquer V_{i-2} après V_{i+2} et vice versa. Mais il y a toujours un vecteur tension nul qu'on peut appliquer après un vecteur non nul avec une seule commutation [Zol-97-a].

- $V_{i+1} \Leftrightarrow V_{i-1}$: Deux commutations
- $V_{i+2} \Leftrightarrow V_{i-2}$: Deux commutations
- $V_1, V_3, V_5 \Leftrightarrow V_0$: Une commutation
- $V_2, V_4, V_6 \Leftrightarrow V_7$: Une commutation

Le comparateur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. Ainsi, le comparateur à trois niveaux confère à la commande la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans modification de la structure de commande.

Lorsque le couple doit être augmenté et que la consigne de couple est positive, la sortie du contrôleur cp est égale à 1. Inversement si elle est négative cp est égale à -1. Dans le cas où l'état de sortie du comparateur cp est égal à 0, le couple doit être diminué.

5.2.5.3 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION

D'après le principe de la DTC la sélection du vecteur tension adéquat, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du module du flux statorique et de l'erreur du couple électromagnétique.

En considérant le vecteur du flux statorique φ_s dans le plan $(\alpha - \beta)$ divisé en 6 secteur ($i=1 \dots 6$), et pour augmenter son amplitude, les vecteurs V_i, V_{i+1}, V_{i-1} peuvent être sélectionnés. Inversement la décroissance de l'amplitude de φ_s peut être obtenue par les vecteurs tensions $V_{i+2}, V_{i-2}, V_{i+3}$. Le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement dû à la chute statorique $R_s I_s$. Le vecteur tension V_s appliqué pour contrôler le flux statorique affecte aussi la valeur du couple.

On élabore la table de commutation de la structure de contrôle en fonction des sorties du correcteur à hystérésis du flux, correcteur à hystérésis du couple et la zone de position du vecteur flux statorique. Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique. Chaque table influe sur le comportement de la machine en terme de couple et d'ondulation des courants, de fréquence de commutation et possibilités de fonctionnement dans deux ou quatre quadrants du plan couple-vitesse. On choisit la table de commutation donnée par le tableau 5.1, dans le but de pouvoir travailler dans les quatre quadrants et pour minimiser le nombre de commutation.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$cf=0$	$cp=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$cp=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$cp=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
$cf=1$	$cp=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$cp=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$cp=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

Tableau 5.1: Table de commutation.

5.3 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE AVEC UN ONDULEUR MULTICELLULAIRES A CINQ NIVEAUX

Afin de réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents par un onduleur multicellulaires à cinq niveaux, nous devons élaborer de nouvelles tables de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. Nous inspirant des parties précédemment développées dans ce chapitre. Certains points, redondant avec l'étude du contrôle appliqué à la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension, ne seront pas repris si les conclusions sont identiques. Ainsi seuls l'apport de l'utilisation d'un onduleur multicellulaires à cinq niveaux de tension sera traité.

La technique de la DTCM (DTC avec convertisseur multicellulaire) est une généralisation de la DTC avec un onduleur à deux niveaux. Cette généralisation se fait à l'aide des sources de tensions rajoutées dans chaque bras et séparant les cellules qui constituent les convertisseurs utilisés. Ces sources de tensions ne sont autres que des condensateurs choisis de façon convenable.

5.3.1 PRESENTATION VECTORIELLE DE LA TENSION DE SORTIE DE L'ONDULEUR MULTICELLULAIRES A CINQ NIVEAUX

L'utilisation des convertisseurs multicellulaires dans la DTC donne un nombre plus important de degrés de liberté. Ces degrés de liberté se traduisent par un nombre plus important de vecteurs de tensions et plus riche en niveaux. Ils permettent aussi de diminuer de façon considérable les ondulations.

Le schéma général de l'onduleur à cinq niveaux, de structure multicellulaire, est donné par la figure ci-dessous. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre cellules et huit interrupteurs.

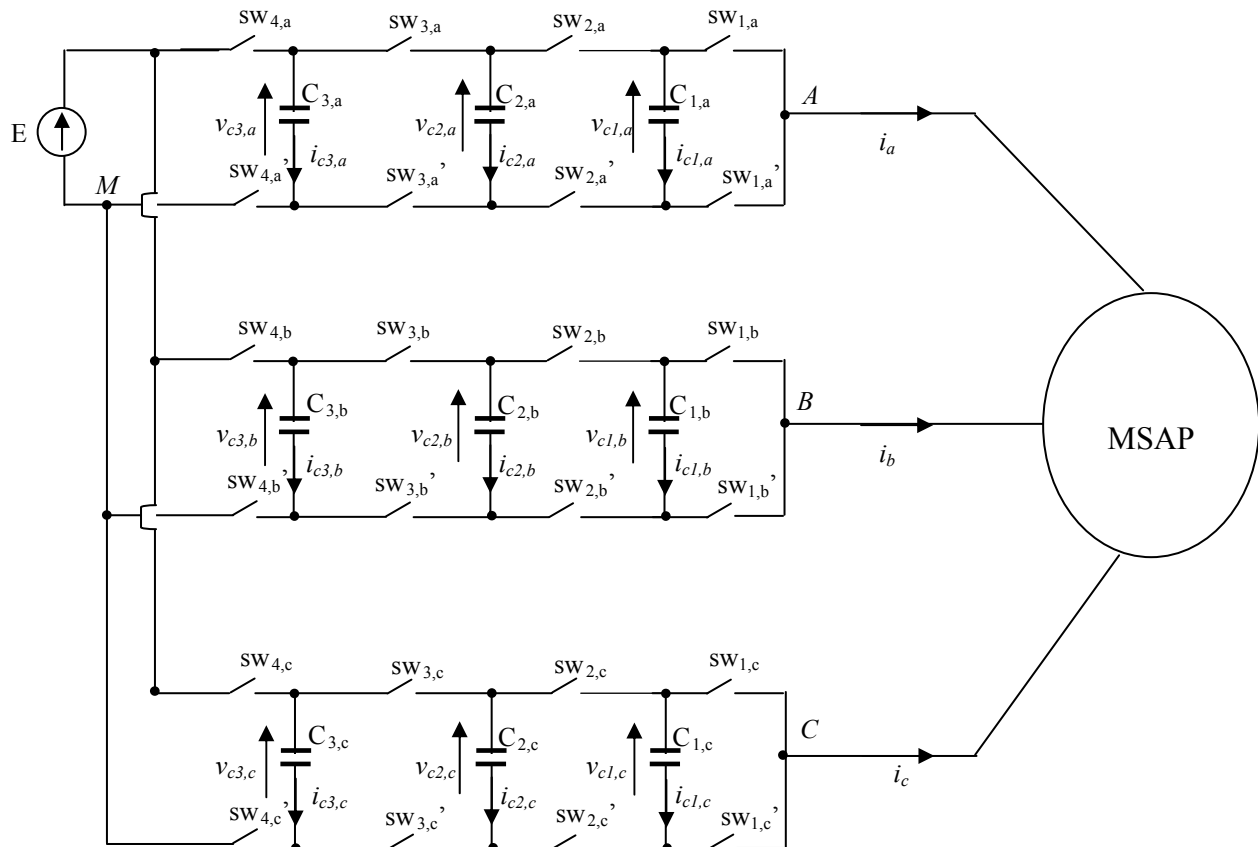


Figure 5.11: Schéma d'un onduleur multicellulaires triphasé et de sa charge.

Par combinaison des huit interrupteurs d'un même bras, on peut imposer à la phase cinq niveaux de tension différents. Donc, le nombre de vecteurs tension disponibles en sortie de l'onduleur multicellulaire à cinq niveaux est supérieur au nombre de vecteurs délivrés par un onduleur à deux niveaux. Le nombre de vecteurs tension pour un onduleur multicellulaire triphasé à cinq niveaux est $N_{vt} = 5^3 = 125$. Mais dans ces 125 vecteurs il y a des vecteurs redondants, c'est-à-dire similaires, parmi les 125 vecteurs on trouve $3 \times 5 \times (5-1) + 1 = 61$ vecteurs différents. Ces 61 vecteurs conduisent à quatre hexagones concentriques. Le schéma spatial de tension dans le plan $(\alpha - \beta)$ est représenté par la figure 5.12.

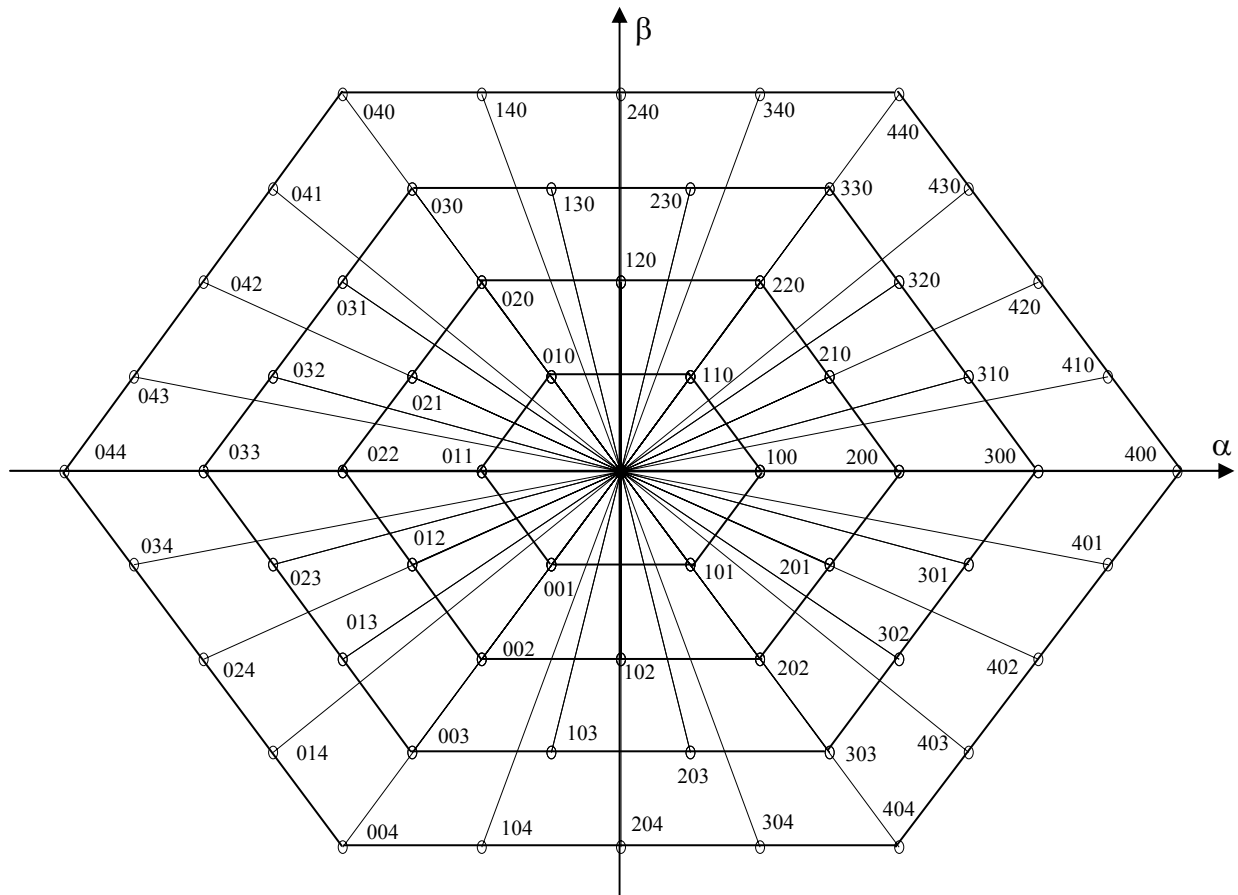


Figure 5.12: Distribution des séquences de niveaux de phase par les différents vecteurs tension fournis par un onduleur multicellulaire à cinq niveaux.

Sur la figure 5.12, les chiffres (*ijk*) correspondent aux niveaux de tension des trois bras a, b et c respectivement. Le centre correspond aux cinq configurations (000, 111, 222, 333, 444). La redondance des vecteurs tension n'est pas montrée sur cette figure.

L'augmentation du nombre de vecteurs tension nous offre la possibilité d'avoir un contrôle du flux et du couple plus précis que lorsque l'on utilise un onduleur à deux niveaux.

On répartit les 61 vecteurs tension et les vecteurs tension nuls en cinq groupes (Tableau 5.2).

Vecteurs tension nuls	(000), (111), (222), (333), (444)
Vecteurs tension du premier hexagone	(100), (110), (010), (011), (001), (101)
Vecteurs tension du deuxième hexagone	(200), (210), (220), (120), (020), (021), (022), (012), (002), (102), (202), (201)
Vecteurs tension du troisième hexagone	(300), (310), (320), (330), (230), (130), (030), (031), (032), (033), (023), (013), (003), (103), (203), (303), (302), (301)
Vecteurs tension du quatrième hexagone	(400), (410), (420), (430), (440), (340), (240), (140), (040), (041), (042), (043), (044), (034), (024), (014), (004), (104), (204), (304), (404), (403), (402), (401)

Tableau 5.2: Répartition en cinq groupes des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur multicellulaire à cinq niveaux.

5.3.2 CONSTRUCTION DE QUATRE NOUVELLES TABLES DE COMMUTATION

Dans le but d'utiliser tous les vecteurs tension disponibles en sortie d'un onduleur multicellulaires à cinq niveaux pour contrôler le couple et le flux statorique, et par conséquent minimiser les ondulations du couple et du flux, nous allons apporter des modifications dans les tables de commutation en choisissant un nombre plus important des secteurs pour connaître la position du vecteur flux statorique. Pour cela, nous allons diviser le plan $\alpha - \beta$ en douze secteurs de $\pi/6$ radians. La nouvelle répartition de la position du flux statorique est représentée sur la figure 5.13.

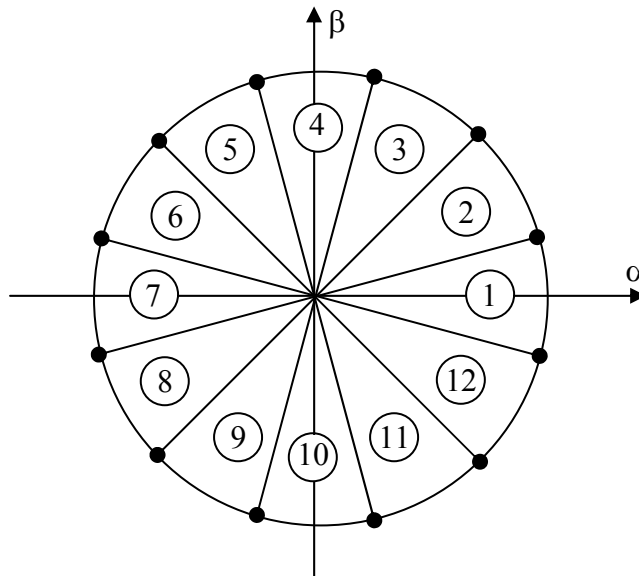


Figure 5.13: Division en douze secteurs du plan $\alpha - \beta$.

La construction des tables de commutation se base effectivement sur les remarques de la deuxième section de ce chapitre. Le choix du vecteur tension statorique qu'on applique va permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et la valeur du couple électromagnétique. Cependant, l'application des vecteurs du premier, du deuxième et du troisième hexagone ne permettrait pas à la machine de fonctionner à vitesse nominale par exemple sous le flux nominal. Nous allons donc diviser la plage de vitesse en quatre zones. Pour les vitesses inférieures à $\Omega_{nom}/4$, on utilisera les vecteurs du premier hexagone et les vecteurs (210, 120, 021, 012, 102, 201) du deuxième hexagone. Pour les vitesses supérieures à $\Omega_{nom}/4$ et inférieures à la moitié de la vitesse nominale, on appliquera les vecteurs du premier et du deuxième hexagone. Pour les vitesses supérieures à la moitié de la vitesse nominale et inférieures à $3\Omega_{nom}/4$, on choisira les vecteurs du deuxième du troisième hexagone. Et finalement pour les vitesses supérieures à $3\Omega_{nom}/4$, on sélectionnera les vecteurs du troisième et du quatrième hexagone.

On va réutiliser la même logique de choix de vecteur que celle utilisée dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension. Pour le découpage de l'espace en douze secteurs identiques de 30 degrés, représenté à la figure 5.13, on peut alors construire les tables de commutations suivantes:

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	N=7	N=8	N=9	N=10	N=11	N=12
$cf=0$	$cp=1$	010	012	011	012	001	102	101	201	100	210	110	120
	$cp=0$	000	111	000	111	000	111	000	111	000	111	000	111
	$cp=-1$	001	102	101	201	100	210	110	120	010	021	011	012
$cf=1$	$cp=1$	110	120	010	021	011	012	001	102	101	201	100	210
	$cp=0$	111	000	111	000	111	000	111	000	111	000	111	000
	$cp=-1$	101	201	100	210	110	120	010	021	011	012	001	102

Tableau 5.3: Table de commutation utilisée dans la DTC d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux quand $\Omega \leq \Omega_{nom}/4$.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	N=7	N=8	N=9	N=10	N=11	N=12
$cf=0$	$cp=1$	020	021	022	012	002	102	202	201	200	210	220	120
	$cp=0$	001	101	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001
	$cp=-1$	002	102	202	201	200	210	220	120	020	021	022	012
$cf=1$	$cp=1$	220	120	020	021	022	012	002	102	202	201	200	210
	$cp=0$	101	100	100	110	011	010	010	011	011	001	001	101
	$cp=-1$	202	201	200	210	220	120	020	021	022	012	002	102

Tableau 5.4: Table de commutation utilisée dans la DTC d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux quand $\Omega_{nom}/4 \leq \Omega \leq \Omega_{nom}/2$.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	N=7	N=8	N=9	N=10	N=11	N=12
$cf=0$	$cp=1$	030	033	023	013	003	203	303	302	300	320	330	130
	$cp=0$	222	333	222	333	222	333	222	333	222	333	222	333
	$cp=-1$	003	103	303	302	300	320	330	230	030	032	033	013
$cf=1$	$cp=1$	330	230	030	031	033	023	003	103	303	302	300	310
	$cp=0$	333	222	333	222	333	222	333	222	333	222	333	222
	$cp=-1$	303	300	300	320	330	130	030	031	033	013	003	203

Tableau 5.5: Table de commutation utilisée dans la DTC d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux quand $\Omega_{nom}/2 \leq \Omega \leq 3\Omega_{nom}/4$.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	N=7	N=8	N=9	N=10	N=11	N=12
$cf=0$	$cp=1$	140	041	043	034	014	104	304	403	401	410	430	340
	$cp=0$	444	333	444	333	444	333	444	333	444	333	444	333
	$cp=-1$	104	304	403	401	410	430	340	140	041	043	034	014
$cf=1$	$cp=1$	340	140	041	043	034	014	104	304	403	401	410	430
	$cp=0$	333	444	333	444	333	444	333	444	333	444	333	444
	$cp=-1$	304	403	401	410	430	340	140	041	043	034	014	104

Tableau 5.6: Table de commutation utilisée dans la DTC d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur à cinq niveaux quand $\Omega \geq 3\Omega_{nom}/4$.

5.3.3 SCHEMA GLOBAL DE LA COMMANDE DTCM DE LA MSAP

Le schéma général de la commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur multicellulaires à cinq niveaux est illustré sur la figure 5.14. Les contrôleurs de flux et du couple sont réalisés de la façon suivante:

- Pour réaliser le contrôleur de flux, on calcule l'écart qui existe entre le flux de référence et le flux estimé. Puis, on applique à cet écart une fonction hystérésis à deux états. La valeur de la sortie de l'hystérésis nous permet de déterminer s'il faut agir de telle sorte à augmenter ou diminuer le module du flux statorique de la machine.

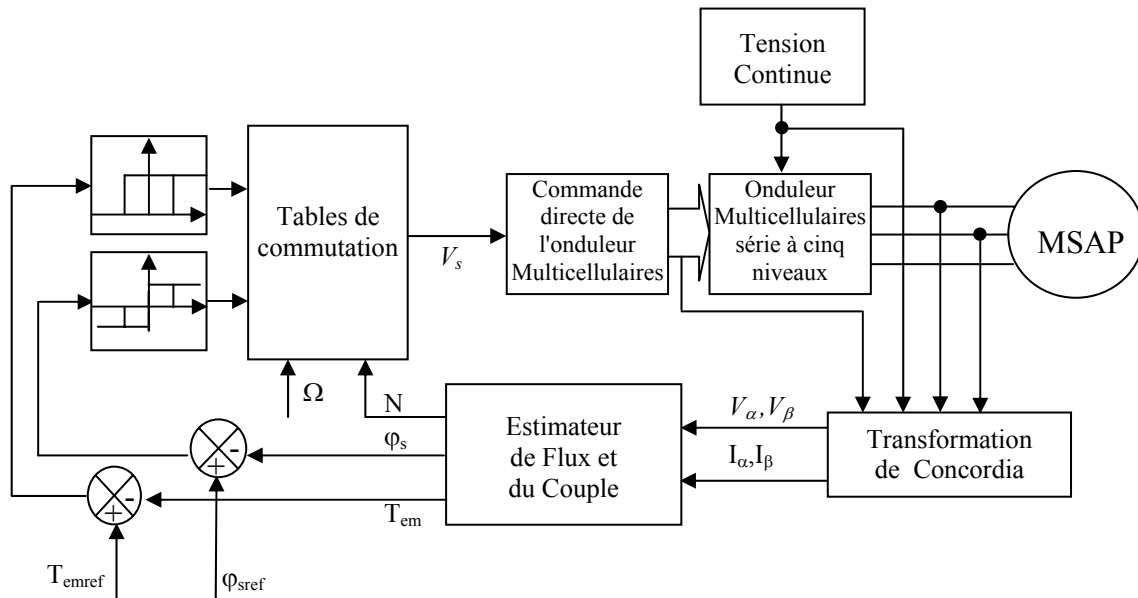


Figure 5.14: Synoptique général du contrôle direct du couple de la MSAP alimentée par onduleur multicellulaire série à cinq niveaux.

- Pour réaliser le contrôleur de couple, on calcule l'écart qui existe entre le couple de référence, résultat de la régulation de la vitesse de la machine, et le couple électromagnétique estimé. Puis, on applique à cet écart une fonction hystérésis à trois états. La valeur de la sortie de l'hystérésis nous permet de déterminer s'il faut agir de telle sorte à augmenter ou diminuer la valeur du couple électromagnétique de la machine.

Le vecteur tension V_s fourni par la DTCM est représenté par trois chiffres (ijk), ces chiffres représentent respectivement les niveaux demandés pour le premier bras, le deuxième bras et le troisième bras. Le bloc "Commande directe de l'onduleur multicellulaire" utilise le vecteur V_s pour assurer les niveaux demandés des trois bras et maintenir les tensions aux bornes des condensateurs flottants à leurs valeurs de référence.

5.4 COMMANDE ADAPTATIVE FLOUE MONOVARIABLE

5.4.1 POSITION DU PROBLEME

Considérons l'équation mécanique de la MSAP:

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J}T_{em} - \frac{1}{J}T_r - \frac{F_c}{J}\Omega \quad (5.36)$$

Notre objectif est de concevoir une loi de commande qui assure la bornitude de tous les signaux du système bouclé et la poursuite pour la vitesse Ω de la MSAP d'une trajectoire de référence Ω_{ref} .

On définit l'erreur de poursuite comme :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega \quad (5.37)$$

La dérivée temporelle de l'erreur de poursuite est :

$$\dot{e} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J}T_{em} + \frac{1}{J}T_r + \frac{F_c}{J}\Omega \quad (5.38)$$

Si le moment d'inertie " J " et le coefficient de frottement " F_c " sont connus et le couple résistant " T_r " est mesurable, les objectifs de la commande peuvent être atteints, en choisissant la loi de commande idéale suivante:

$$T_{em}^* = F_c\Omega + T_r + Jv \quad (5.39)$$

Avec:

$$v = \dot{\Omega}_{ref} + qe \quad (5.40)$$

Où q est une constante positive.

Effectivement, considérons la fonction candidate suivante:

$$V = \frac{1}{2}e^2 \quad (5.41)$$

La dérivée temporelle de V est:

$$\dot{V} = e\dot{e} \quad (5.42)$$

Par substitution de l'équation (5.38) dans (5.42), on obtient:

$$\dot{V} = e \left\{ \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J}T_{em} + \frac{1}{J}T_r + \frac{F_c}{J}\Omega \right\} \quad (5.43)$$

En utilisant la loi de commande (5.39), l'équation (5.43) devient:

$$\dot{V} = -qe^2 \quad (5.44)$$

Ce qui implique que e converge vers zéro.

Puisque le moment d'inertie " J ", le coefficient de frottement " F_c " et le couple résistant sont supposés inconnus, l'implémentation de la loi de commande idéale (5.39) est impossible. Dans cette situation, notre but est d'approcher cette commande idéale en utilisant les systèmes flous.

5.4.2 SYNTHÈSE DE LA COMMANDE ET ANALYSE DE LA STABILITÉ

En exploitant les propriétés d'approximation du système flou, nous assumons que la commande idéale (5.39) est reconstruite par un système flou de Sugeno d'ordre zéro:

$$T_{em}^* = W^T(\Omega)\theta^* + \varepsilon(\Omega) \quad (5.45)$$

Avec $\varepsilon(\Omega)$ est l'erreur d'approximation et θ^* est le vecteur paramètres optimaux minimisant la fonction $|\varepsilon(\Omega)|$. D'après la propriété d'approximation universelle des systèmes flous, on peut supposer alors la bornitude de l'erreur d'approximation comme:

$$|\varepsilon(\Omega)| \leq \bar{\varepsilon} \quad (5.46)$$

Puisque les paramètres optimaux θ^* sont inconnus, il est nécessaire alors de les estimer pour la synthèse de la commande. Soit $\hat{\theta}$ l'estimé de θ^* et qui sera calculé à partir d'un algorithme d'adaptation.

L'estimée de la commande idéale peut être écrite sous la forme:

$$\hat{T}_{em} = W^T(\Omega)\hat{\theta} \quad (5.47)$$

L'erreur d'identification de la commande idéale est exprimée par:

$$T_{em}^* - \hat{T}_{em} = W^T(\Omega)\tilde{\theta} + \varepsilon(\Omega) \quad (5.48)$$

Avec $\tilde{\theta} = \theta^* - \hat{\theta}$ est le vecteur des erreurs paramétriques.

Proposition :

Pour compenser l'effet de l'erreur d'approximation et garantir la stabilité du système bouclé, nous considérons la loi de commande suivante:

$$T_{em} = \hat{T}_{em} + T_a \quad (5.49)$$

Le terme de robustification T_a est choisi comme suit:

$$T_a = \hat{\varepsilon} \operatorname{sgn}(e) \quad (5.50)$$

Avec $\hat{\varepsilon}$ est l'estimée de la constante $\bar{\varepsilon}$. Cette dernière sera estimée par la loi suivante:

$$\dot{\hat{\varepsilon}} = \eta_2 |e| \quad (5.51)$$

Le vecteur paramètres est adapté par la loi:

$$\dot{\hat{\theta}} = \eta_1 W(\Omega)e \quad (5.52)$$

Avec η_1 et η_2 sont des constantes positives.

Démonstration :

Des équations (5.39) et (5.45), on peut écrire:

$$F_c \Omega + T_r = W^T(\Omega)\theta^* + \varepsilon(\Omega) - Jv \quad (5.53)$$

On remplace (5.53), (5.48), (5.49), (5.40) et (5.45) dans (5.38), il s'en suit:

$$\dot{e} = -qe + \frac{1}{J} \left\{ W^T(\Omega)\tilde{\theta} + \varepsilon(\Omega) - T_a \right\} \quad (5.54)$$

On considère la fonction candidate suivante:

$$V = \frac{1}{2} J e^2 + \frac{1}{2\eta_1} \tilde{\theta}^T \tilde{\theta} + \frac{1}{2\eta_2} \tilde{\varepsilon}^2 \quad (5.55)$$

Où $\tilde{\varepsilon} = \bar{\varepsilon} - \hat{\varepsilon}$.

On dérive la fonction V , on obtient:

$$\dot{V} = J e \dot{e} - \frac{1}{\eta_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\eta_2} \tilde{\varepsilon} \dot{\tilde{\varepsilon}} \quad (5.56)$$

En exploitant (5.54), l'équation (5.56) devient:

$$\dot{V} = -J q e^2 + W^T(\Omega) \tilde{\theta} e + \varepsilon(\Omega) e - T_a e - \frac{1}{\eta_1} \tilde{\theta}^T \dot{\tilde{\theta}} - \frac{1}{\eta_2} \tilde{\varepsilon} \dot{\tilde{\varepsilon}} \quad (5.57)$$

En introduisant la loi d'adaptation (5.52), la relation (5.57) est réduite à:

$$\dot{V} = -J q e^2 + \varepsilon(\Omega) e - T_a e - \frac{1}{\eta_2} \tilde{\varepsilon} \dot{\tilde{\varepsilon}} \quad (5.58)$$

On utilise le terme de robustification donné par (5.50), il vient:

$$\dot{V} = -J q e^2 + \varepsilon(\Omega) e - \hat{\varepsilon} |e| - \frac{1}{\eta_2} \tilde{\varepsilon} \dot{\tilde{\varepsilon}} \quad (5.59)$$

L'utilisation de la condition (5.46), permet d'avoir:

$$\dot{V} \leq -J q e^2 + \tilde{\varepsilon} |e| - \frac{1}{\eta_2} \tilde{\varepsilon} \dot{\tilde{\varepsilon}} \quad (5.60)$$

En exploitant la loi d'adaptation (5.51), la dérivée de V accomplit toujours l'inégalité suivante:

$$\dot{V} \leq -J q e^2 \quad (5.61)$$

Ce qui prouve la stabilité de la structure de commande et implique la bornitude des signaux V , e , $\tilde{\theta}$, $\tilde{\varepsilon}$ et le signal de commande. D'où, on déduit la convergence vers zéro de l'erreur de poursuite.

5.4.3 RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette section, nous allons présenter les résultats de simulation de l'association de la commande DTC, la commande directe du convertisseur multicellulaire et la commande adaptative floue. Les coefficients imposant les réponses désirées de la MSAP sont $\eta_1 = 0.001$ et $\eta_2 = 0.1$. Pour le régulateur de vitesse, nous avons choisi un système flou de Sugeno d'ordre zéro à trois fonctions d'appartenance de type Gaussien. Pour lisser le terme de robustification, nous avons remplacé la fonction discontinue sgn par la fonction saturation.

On exécute les mêmes quatre tests comme dans les chapitres 3 et 4. Pour le quatrième test la variation de la résistance statorique n'est pas prise en compte puisque cette dernière est utilisée pour l'estimation du flux statorique, et une erreur sur cette résistance produit une mauvaise estimation de la valeur du flux statorique et du couple entraînant alors une dégradation des performances du système.

Des réponses en régime de poursuite de trajectoires sans perturbations (Figure 5.15 et Figure 5.16), il apparaît que le module du flux statorique et la vitesse suivent leur référence avec des erreurs faibles et la trajectoire du flux décrit un cercle comme prévu. Aussi, on constate que les tensions aux bornes des condensateurs flottants de chaque bras multiniveaux sont bien contrôlées par la commande directe du convertisseur multicellulaire.

Les figures 5.17 et 5.18 donnent les réponses de la machine en présence des perturbations externe et interne. On constate que le rejet de perturbation est efficace, le module du flux statorique atteint bien sa référence, la trajectoire du flux statorique conserve une forme pratiquement circulaire et l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs flottants est maintenu.

5.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord expliqué de façon générale l'élaboration du contrôle direct du couple. Nous avons montré comment la stratégie choisie réalise le contrôle du module du flux statorique ainsi que de son sens d'évolution et le contrôle de la valeur du couple électromagnétique. Cette technique de commande ne nécessite pas un étage MLI pour la génération des commandes de l'onduleur qui se fait de façon directe via une table de commutation. Le choix d'une trajectoire circulaire pour l'extrémité du flux revient à maintenir son amplitude constante. Le choix du vecteur tension dépend de la variation souhaitée pour le flux statorique et aussi du couple. Les correcteurs à hystérésis, malgré leur simplicité, sont les correcteurs les bien adaptés pour la DTC. Lorsqu'un onduleur multiniveaux est utilisé pour alimenter la machine, le nombre de vecteurs tension dont on dispose en sortie de l'onduleur est supérieur au nombre de vecteurs disponibles sur un onduleur à deux niveaux. L'augmentation du nombre de vecteurs tension nous offre la possibilité d'avoir un contrôle du flux et du couple plus précis que lorsque l'on utilise un onduleur à deux niveaux. L'association de la DTCM avec la commande directe du convertisseur multicellulaire (étudiée au chapitre 2), montre que cette dernière est bien performante. D'une part, le niveau de tension demandé en sortie de chaque phase a été assuré à tout moment. D'autre part, les tensions aux bornes des condensateurs flottants sont restées bien équilibrées par rapport à la tension d'alimentation.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons proposé et développé un schéma de commande adaptative directe en utilisant les systèmes flous et qui se base uniquement sur l'équation mécanique. Dans ce schéma, le but n'est pas d'approcher les dynamiques inconnues du système, mais plutôt d'approcher une loi de commande stabilisatrice inconnue, dite commande idéale. La méthode de commande développée n'exige pas la connaissance du modèle dynamique du système, garantit la bornitude de tous les signaux de la boucle fermée et la convergence vers zéro de l'erreur de poursuite. Les résultats de simulation effectuée sur la machine synchrone à aimants permanents montrent les bonnes performances de poursuite de cette méthode.

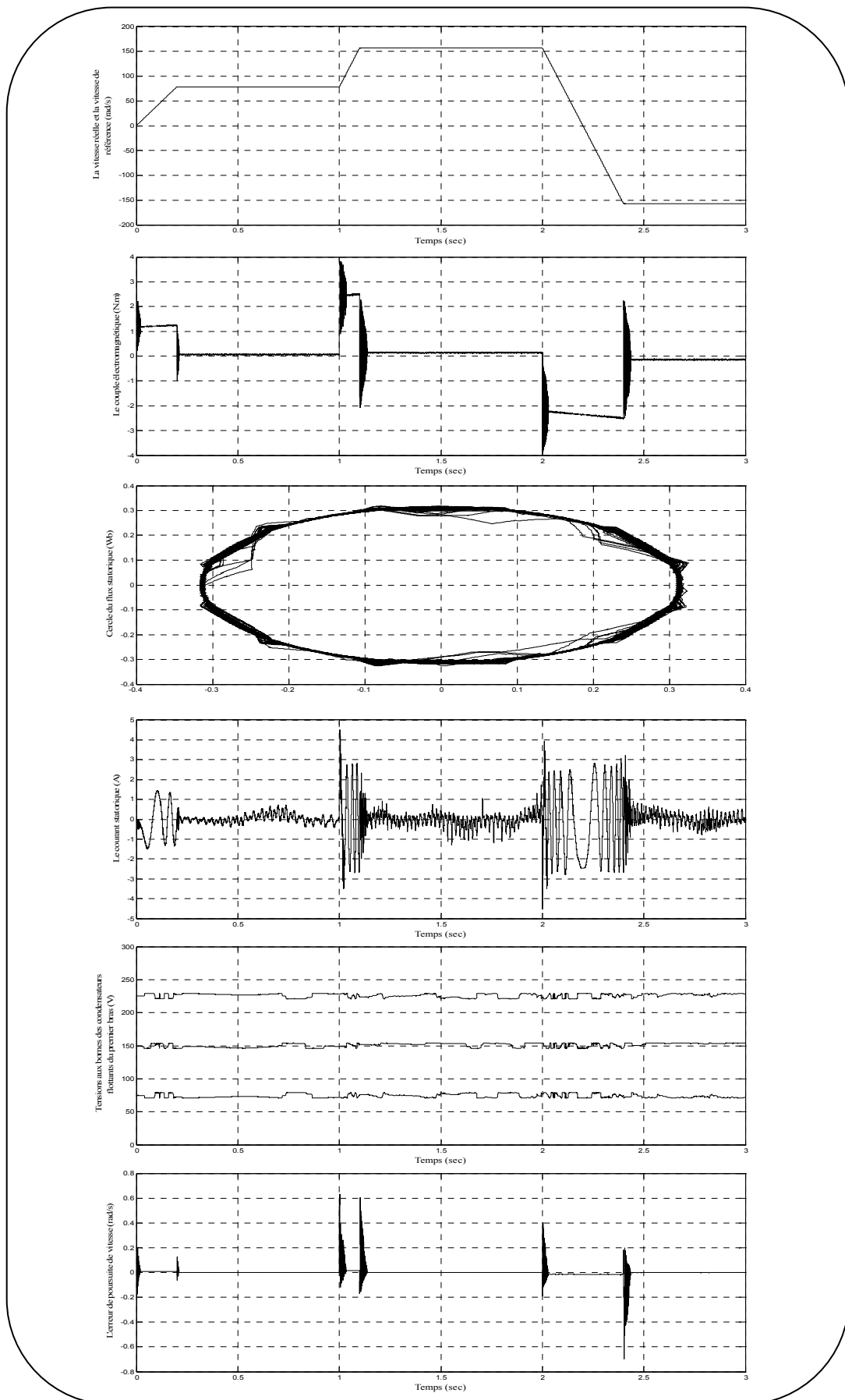


Figure 5.15 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue associée avec la DTCM suite à l'application du premier test.

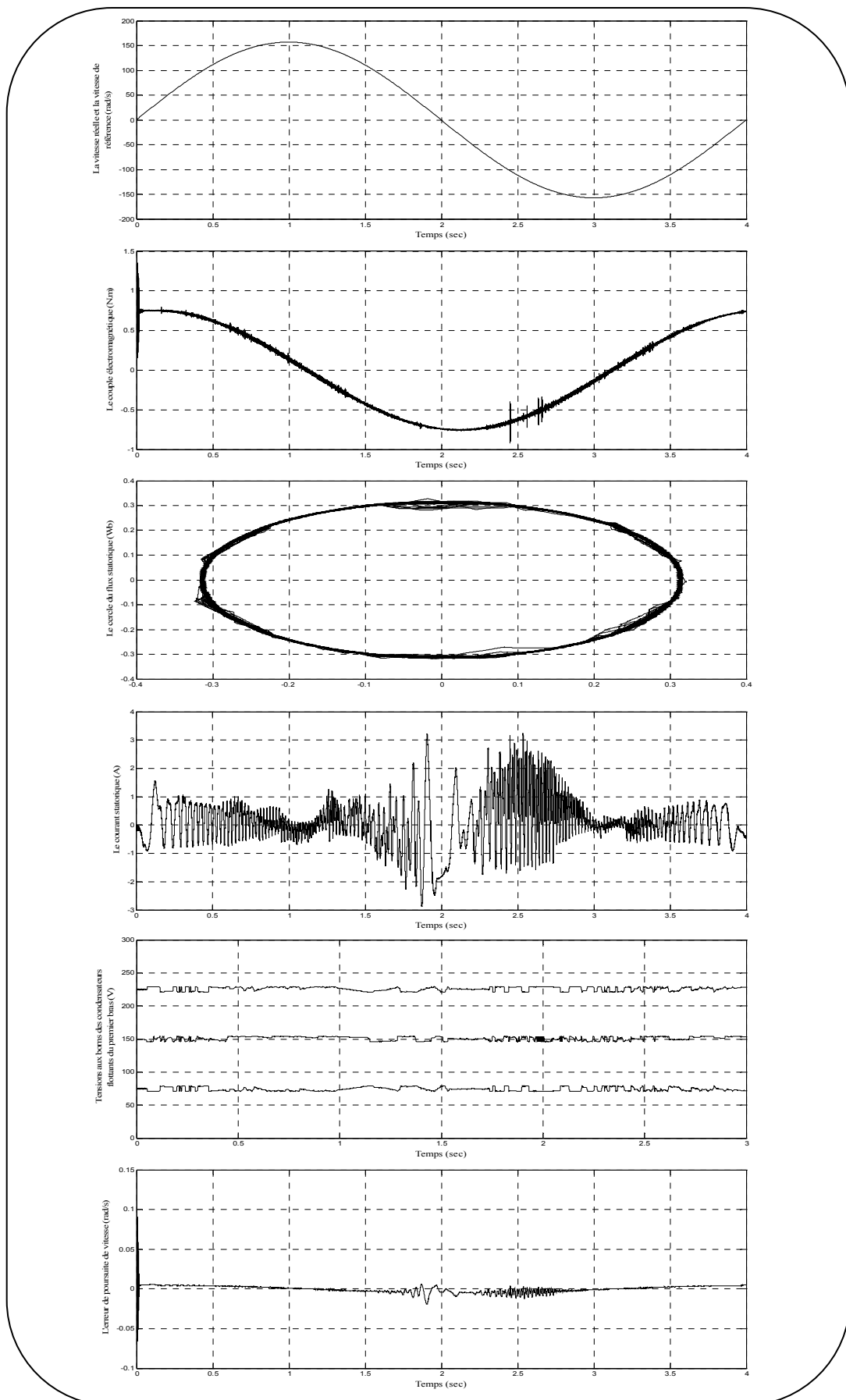


Figure 5.16 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue associée avec la DTCM suite à l'application du deuxième test.

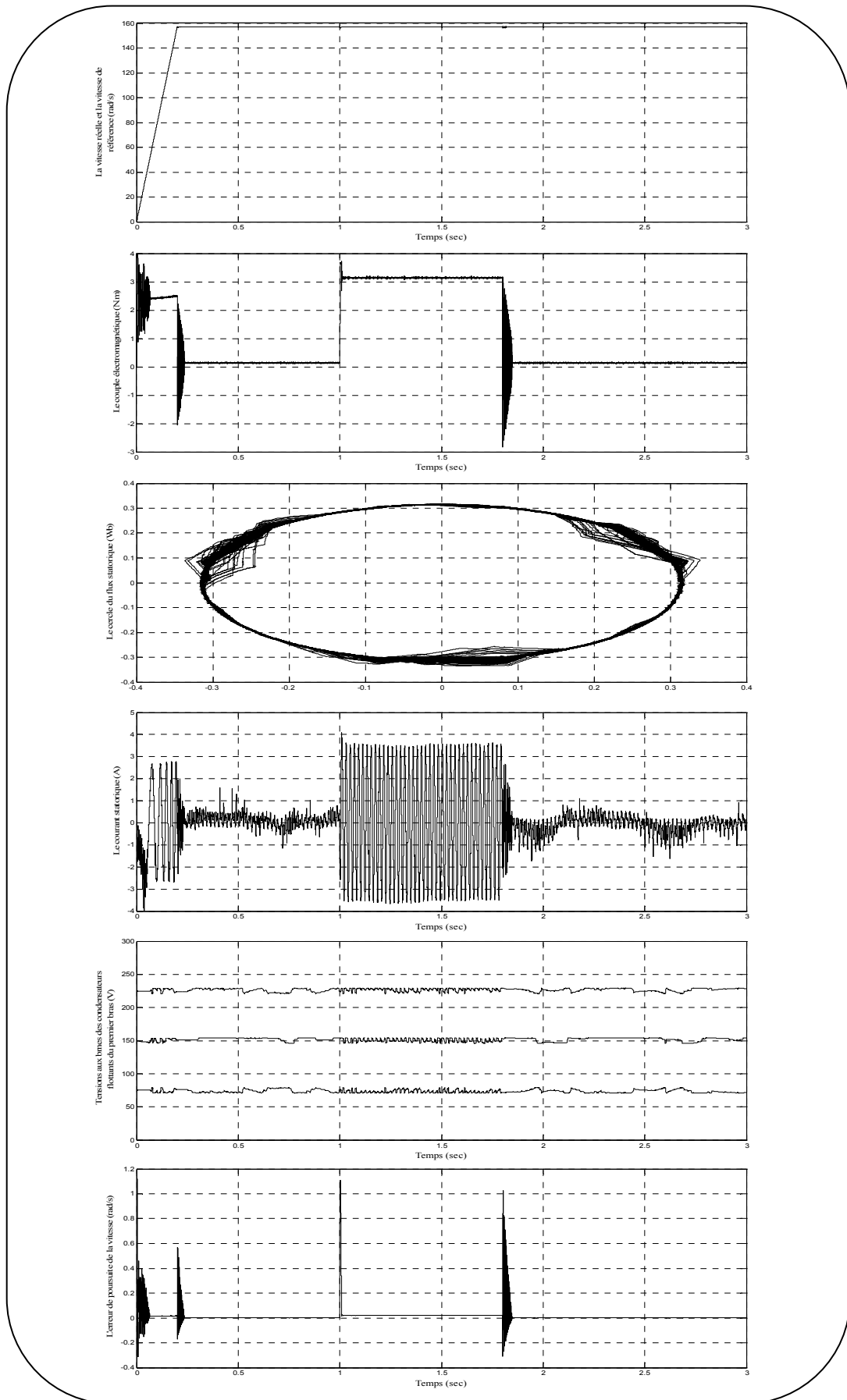


Figure 5.17 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue associée avec la DTCM suite à l'application du troisième test.

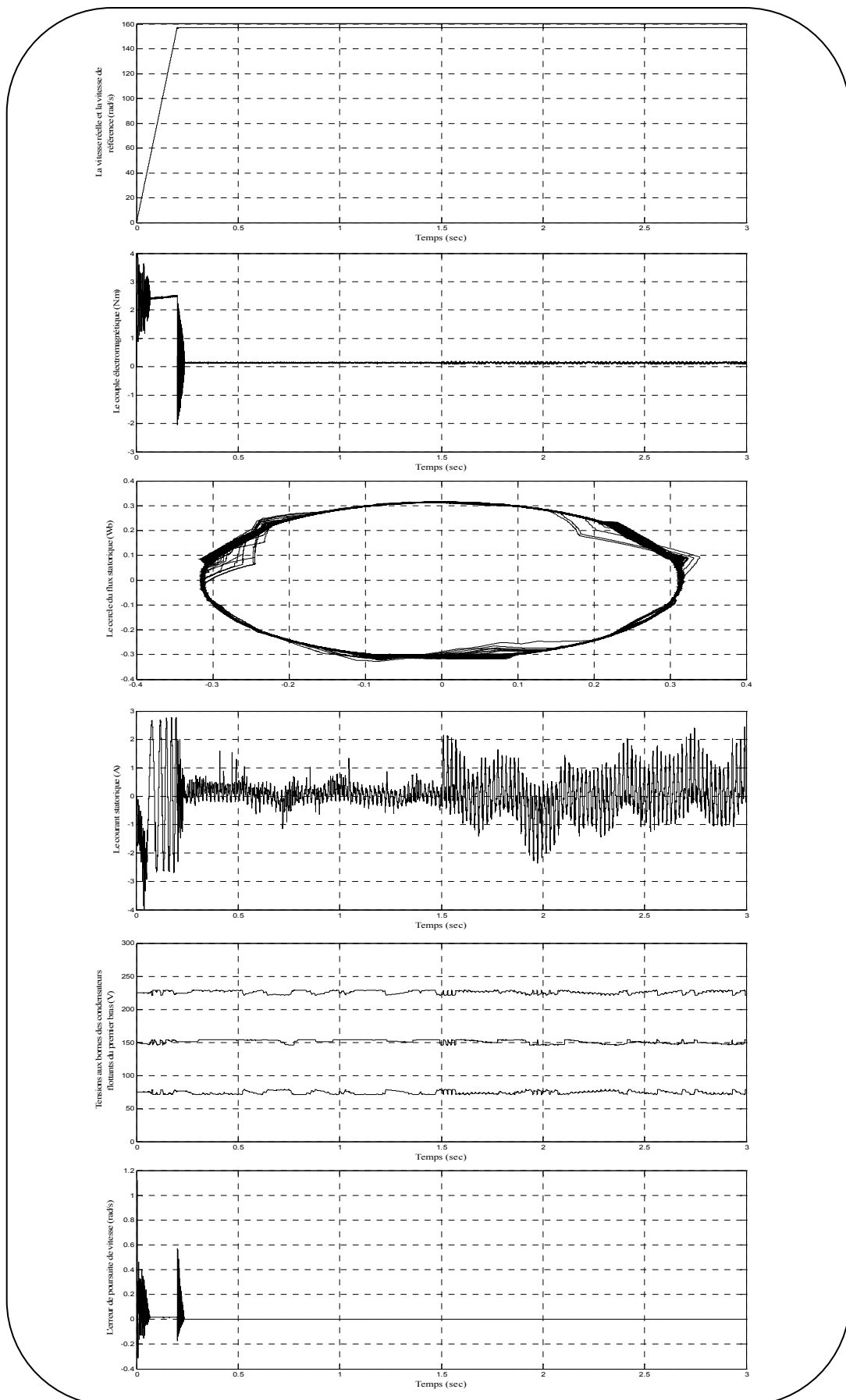


Figure 5.18 : Résultats de simulation de la MSAP commandée par la commande adaptative floue associée avec la DTCM suite à l'application du quatrième test.

Chapitre 6

COMPARAISON ET CONCLUSION GENERALE

6.1 COMPARAISON DES CINQ STRATEGIES DE COMMANDE

On note par E_Ω la valeur absolue de l'erreur de poursuite de vitesse :

$$E_\Omega = |\Omega_{ref} - \Omega| \quad (6.1)$$

- **Cas de la commande adaptative floue multivariable**

- ◆ **Première approche**

Dans cette technique de commande la fonction $f_i(.)$ ($i = 1, 2, 3$) est approximée par un système flou de la forme $W_{f_i}(\cdot)\theta_{f_i}$, tel que :

$$\begin{aligned} f_1(\Omega, \dot{\Omega}) &= W_{f_1}^T(\Omega, \dot{\Omega})\theta_{f_1} + \varepsilon_{f_1} \\ f_2(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_q) &= W_{f_2}^T(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_q)\theta_{f_2} + \varepsilon_{f_2} \\ f_3(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_d) &= W_{f_3}^T(\Omega, i_d, i_q, \dot{i}_d)\theta_{f_3} + \varepsilon_{f_3} \end{aligned} \quad (6.2)$$

Donc, on a besoin de trois systèmes flous. Le premier a deux entrées Ω et $\dot{\Omega}$, utilisé pour générer la commande i_{qref} . Le deuxième système flou a quatre entrées Ω , i_d , i_q et \dot{i}_q , fournit la commande V_{qref} . Le troisième système flou a aussi quatre entrées Ω , i_d , i_q et \dot{i}_d , délivre la commande V_{dref} . Dans notre application nous avons attribué trois fonctions d'appartenance de type gaussien pour chaque entrée. Le nombre total de règles utilisées est donc 171 règles.

◆ Deuxième approche

L'utilisation de cette technique de commande nécessite l'approximation des fonctions $F_1(\Omega)\dot{\Omega}_{ref} + G_1(\Omega)$, $F_2(i_q)\dot{i}_{qref} + G_2(\Omega, i_d, i_q)$ et $F_3(i_d)\dot{i}_{dref} + G_3(\Omega, i_d, i_q)$ par des systèmes flous, ainsi, cette approximation est donnée par :

$$\begin{aligned} F_1(\Omega)\dot{\Omega}_{ref} + G_1(\Omega) &= W_1^T(\Omega)\theta_1^* + \varepsilon_1(\Omega) \\ F_2(i_q)\dot{i}_{qref} + G_2(\Omega, i_d, i_q) &= W_2^T(\Omega, i_d, i_q)\theta_2^* + \varepsilon_2(\Omega, i_d, i_q) \\ F_3(i_d)\dot{i}_{dref} + G_3(\Omega, i_d, i_q) &= W_3^T(\Omega, i_d, i_q)\theta_3^* + \varepsilon_3(\Omega, i_d, i_q) \end{aligned} \quad (6.3)$$

Par conséquent, nous avons choisi trois systèmes flous. Le premier système flou a une entrée (Ω), tandis que les deux autres systèmes ont chacun trois entrées (Ω , i_d et i_q). Dans notre application nous avons attribué trois fonctions d'appartenance pour chaque entrée. Pour les trois systèmes flous nous avons utilisé 57 règles.

L'avantage de cette commande par rapport à la commande précédente est que ne nécessite pas beaucoup de règles.

• Cas de la commande adaptative décentralisée floue

◆ Première approche

L'application de la première approche de la commande adaptative décentralisée floue exige l'estimation en ligne des deux fonctions $F_1(\Omega, \dot{\Omega})$ et $F_2(i_d)$ par deux systèmes flous. Les estimées de ces deux fonctions sont données par :

$$\hat{F}_2(\Omega, \dot{\Omega}, \theta_1) = W_1^T(\Omega, \dot{\Omega})\theta_1 \quad (6.4)$$

$$\hat{F}_2(i_d, \theta_2) = W_2^T(i_d)\theta_2 \quad (6.5)$$

Le premier système flou a deux entrées Ω et $\dot{\Omega}$, tandis que le deuxième a une seule entrée qui est le courant i_d . Dans cette structure nous avons attribué trois fonctions d'appartenances de type gaussien pour chaque entrée. Donc, le nombre total de règles floues utilisées est 12 règles. Par conséquent cette stratégie de commande requière moins de temps de calcul pour son exécution par rapport aux méthodes précédentes.

◆ Deuxième approche

Dans la deuxième approche de la commande adaptative décentralisée floue les deux fonctions $R_1(\Omega, \dot{\Omega})$ et $R_2(i_d)$ sont approximées par deux systèmes flous, tel que :

$$R_1(\Omega, \dot{\Omega}) = W_1^T(\Omega, \dot{\Omega})\theta_1^* + \varepsilon_1(\Omega, \dot{\Omega}) \quad (6.6)$$

$$R_2(i_d) = W_2^T(i_d)\theta_2^* + \varepsilon_2(i_d) \quad (6.7)$$

Des deux équations (6.7) et (6.8), il apparaît clairement que le premier système flou a besoin de deux entrées (Ω et $\dot{\Omega}$), tandis que le deuxième a une seule entrée (i_d). Pour

l'implémentation de cette technique de commande, nous avons choisi trois fonctions d'appartenance de type gaussien pour chaque entrée. Le nombre total des règles floues utilisées devient 12 règles. Comme la première approche, cette stratégie de commande requière moins de temps de calcul pour son exécution.

- **Cas de la commande adaptative floue directe monovariante associée à la DTCM**

Les grandeurs à régler dans cette technique de commande sont: le couple électromagnétique, le flux statorique et la vitesse de rotation de la machine. Le couple électromagnétique et le flux statorique sont réglés en utilisant la DTCM, et pour assurer l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants, nous avons utilisé la commande directe du convertisseur multicellulaire série. Pour la vitesse de rotation de la machine, nous avons appliqué la commande adaptative directe monovariante. L'implémentation de cette dernière nécessite l'utilisation d'un système flou, pour l'estimation du terme T_{em}^* , tel que:

$$T_{em}^* = W^T(\Omega)\theta^* + \varepsilon(\Omega) \quad (6.8)$$

Ce système flou a une seule entrée qui est la vitesse de rotation Ω . Pour l'application de cette méthode de commande, nous avons caractérisé cette entrée par trois fonctions d'appartenance de type Gaussien, donc la base de règles contient uniquement trois règles floues. Il est évident que le régulateur adaptatif flou de vitesse consomme moins de temps de calcul pour son exécution par rapport aux autres méthodes proposées.

Le point commun entre les approches proposées est l'utilisation des systèmes flous pour approcher les dynamiques inconnues des systèmes, dans certains cas (dans la première approche centralisée et la première approche décentralisée), et pour approcher des lois de commande stabilisatrices dans d'autres cas (dans les trois autres approches). De plus, l'analyse de la stabilité et de la robustesse des structures de commande proposées est effectuée par l'approche de Lyapunov pour chaque structure de commande.

Les erreurs maximales de poursuite de vitesse, en régime permanent, sont rassemblées au tableau 6.1.

	La valeur absolue de l'erreur maximale de poursuite de vitesse en régime permanent (rad/s)				Nombre de règles floues utilisées
	Premier test	Deuxième test	Troisième test	Quatrième test	
Méthode 1	0.113	0.034	0.102	0.102	171
Méthode 2	0.078	0.024	0.095	0.074	57
Méthode 3	0.083	0.004	0.004	0.004	12
Méthode 4	0.034	0.03	0.058	0.058	12
Méthode 5	0.017	0.006	0.02	0.015	3

Tableau 6.1 : Valeurs maximales des erreurs de poursuite de vitesse pour les cinq techniques de commande proposées.

Une analyse de ces résultats montre qu'en absence de toute perturbation, interne et externe, la commande adaptative floue directe monovariante associée à la DTCM présente de hautes performances pour la poursuite de vitesse. En régime perturbé il apparaît clairement que la commande la plus performante est la première approche de la commande adaptative décentralisée floue puisqu'elle impose l'erreur de poursuite la plus faible.

6.2 CONCLUSION GENERALE

Notre travail traite une question importante et très récente du développement des commandes adaptatives par les systèmes flous et une application de celles-ci à la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série. Les études déjà entamées ont montré que le modèle de la machine synchrone à aimants permanents se ramène du point de vue de sa commande à une classe de système non linéaire multivariable. Vue la forme du système non linéaire obtenu, le problème posé par la commande peut être traité dans le cadre de la théorie non linéaire. Le développement d'une stratégie de commande doit assurer non seulement la stabilité mais aussi la robustesse en présence de phénomènes perturbateurs. Ces derniers peuvent être de nature externe (influence de l'environnement) ou de nature interne (erreurs de modélisation ou variations paramétriques). Nous avons abordé la commande de cette classe de système non linéaire en se basant sur le système flou de Takagi-Sugeno. Ce système offre un outil formel pour la modélisation des systèmes complexes, pour lesquels on ne dispose que d'une spécification approximative ou imprécise.

Ainsi, il est développé, dans cette thèse, la loi de commande pour la machine synchrone à aimants permanents par les techniques suivantes:

- Commande adaptative floue multivariable
 - ◆ Approche 1
 - ◆ Approche 2
- Commande adaptative décentralisée floue
 - ◆ Approche 1
 - ◆ Approche 2
- Commande adaptative directe floue monovariante associée à la DTCM

Dans la première approche de la commande adaptative floue multivariable et la première approche de la commande adaptative décentralisée floue, les systèmes flous sont utilisés pour approcher les dynamiques inconnues de la machine. Par contre, pour les autres approches, les systèmes flous sont exploités pour approximer des lois de commande stabilisatrices, dites commandes idéales. Le problème des erreurs de reconstruction, inhérent à ce type de stratégies de commande, est traité par l'utilisation des termes de commande robuste de mode de glissement. La stabilité et la robustesse de toutes les structures de commande ont été étudiées par l'approche de Lyapunov.

Dans le premier chapitre, la formulation mathématique des systèmes flous utilisant le modèle de Takagi-Sugeno a été faite. Ce modèle est souhaitable pour une identification et une approximation de fonctions inconnues et/ou variables, ce qui est intéressant dès qu'on savait que la sortie due à ce type de modèle possède une expression linéaire en terme des paramètres des conséquences des règles floues. En effet, cela permet de faciliter l'exploitation de la propriété d'approximateur universel dont sont dotées certaines classes de ces systèmes.

Dans le deuxième chapitre, il est montré qu'il est possible la mise en série d'un nombre important d'interrupteurs en associant des sources de tension avec des cellules de commutation imbriquées. Cet accroissement du nombre de composants commandables augmente les degrés de liberté disponibles pour contrôler le convertisseur (phase et rapport cyclique de chacune des cellules de commutation). L'analyse des formes d'ondes montre que l'optimum est obtenu pour un déphasage entre les commandes égale à $2\pi/p$ (où p est le nombre de cellules de commutation). De plus, le remplacement des sources de tension flottantes par de simples condensateurs impose des rapports cycliques identiques. Dans ces conditions, la fréquence

apparente en sortie est p fois la fréquence de commutation et $(p+1)$ niveaux sont disponibles. Nous avons proposé aussi une stratégie de commande pour ce type de convertisseur, dite commande directe des convertisseurs multicellulaires série. Cette commande est basée sur la redondance des états et elle permet l'exploitation directe de chaque niveau de tension et en même temps assure l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs flottants. Les résultats obtenus par simulation ont confirmés sa performance. L'étude théorique a été complétée par un test expérimental sur un banc d'essai constitué par un convertisseur multicellulaire série à trois cellules (quatre niveaux) et muni d'une carte de commande dSPACE DS1104. Le résultat expérimental obtenu est satisfaisant.

Dans le troisième chapitre nous nous sommes penchés sur la synthèse de la commande adaptative multivariable floue de la machine synchrone à aimants permanents. En premier lieu, une première approche est développée. Dans cette technique de commande, les systèmes flous sont utilisés pour approcher la dynamique inconnue du système à régler et la loi de commande comporte deux termes: un terme adaptatif flou et un terme de robustification pour compenser les effets des erreurs de reconstruction. L'approche de commande proposée n'exige pas la connaissance des paramètres du système à régler, garantit la bornitude de tous les signaux dans le système bouclé et assure la convergence vers zéro des erreurs de poursuite. Néanmoins, cette technique nécessite un temps de calcul relativement élevé, vu que sa base de règles contient un nombre important de règles floues. Pour pallier à cet inconvénient, en second lieu, une deuxième approche est proposée. Dans cette dernière, les systèmes flous sont exploités pour générer directement les signaux de commande à appliquer au système, et ceci sans identification de la dynamique inconnue du système. Les résultats de simulation effectuée sur la machine synchrone à aimants permanents ont montré l'efficacité des méthodes proposées pour la commande de poursuite avec et sans perturbation.

Dans le quatrième chapitre, nous avons proposé et développé deux techniques de commande adaptatives décentralisées floues pour la machine synchrone à aimants permanents. Dans ces deux techniques le modèle de la MSAP est considéré comme l'association de deux sous-systèmes interconnectés. La première technique repose sur l'identification en ligne des non linéarités locales de chaque sous système par des systèmes flous. La loi de commande est composée de deux composantes, la première est la commande adaptative floue, tandis que la deuxième est le terme de robustification. Ce dernier est introduit pour assurer la stabilité et la robustesse de la structure de commande par rapport aux erreurs de reconstruction et aux effets des interconnexions entre les sous-systèmes. Dans la deuxième technique proposée, la loi de commande comporte un terme d'approximation floue de la loi de commande idéale augmenté d'un terme robuste, introduit pour assurer la stabilité et la robustesse de la structure de commande par rapport aux effets des interconnexions et des erreurs d'approximation. A la lumière des résultats de simulation, les deux techniques adoptées présentent des bonnes performances.

Dans le chapitre 5, en premier lieu, nous avons tenté d'introduire la commande directe du couple (DTC) de la MSAP alimentée par onduleur à deux niveaux. Il est montré que pour établir la commande DTC, il est primordial de reconstituer précisément le flux magnétique de la machine. La méthode la plus simple qui vient à l'esprit et la plus classique consiste tout simplement à intégrer les équations stator pour obtenir le flux à partir des mesures des tensions et des courants. Cette méthode présente l'avantage de la simplicité. Le contrôle des principales variables de la machine synchrone à aimants permanents, à savoir le flux statorique et le couple électromagnétique, est obtenu par choix direct dans une table de commutation des vecteurs de tension de sortie de l'onduleur. Ces choix sont faits de telle sorte qu'ils maintiennent des deux grandeurs découplées dans une bande d'hystérésis au voisinage de leurs valeurs de référence. En second lieu, nous avons introduit la DTCM. En effet, l'utilisation d'un onduleur multicellulaire

série va augmenter le nombre de vecteurs tension disponibles en sortie de l'onduleur. Cette augmentation nous offre la possibilité d'avoir un contrôle du flux et du couple plus précis que lorsque l'on utilise un onduleur à deux niveaux. Il est montré que la méthode de commande du convertisseur multicellulaire série proposée au chapitre 2 est bien adaptée à la commande directe du couple. En ultime lieu, il est proposé et développé le réglage adaptatif flou direct monovarié de la MSAP. Dans ce schéma, nous avons basé uniquement sur l'équation mécanique de la machine. A partir des approximations floues, une loi de commande adaptative floue, avec ces lois d'adaptation paramétrique, augmentée d'un terme de commande robuste est proposée. La base de règles de ce contrôleur adaptatif flou contient seulement trois règles ce qui minimise considérablement le temps de calcul nécessaire pour l'exécution de l'algorithme de commande.

Notre travail, loin d'être achevé, pourra être prolongé dans plusieurs directions, en particulier :

- L'association d'observateurs non linéaires aux techniques de commande proposées. Ces observateurs seront utilisés pour estimer la vitesse de la machine.
- Utilisation des algorithmes génétiques pour l'optimisation des systèmes flous.
- Implantation en temps réel des techniques de commande proposées en utilisant une carte dSPACE.

ANNEXE A

PARAMETRES DE LA MACHINE

La machine synchrone à aimants permanents utilisée dans notre travail est une machine à aimants montés en surface ayant les paramètres suivants :

Couple nominale	3 N.m
Vitesse nominale	1500 tr/min
Inductance statorique	0.05 m.H
Résistance statorique	1.5 Ω
Flux des aimants	0.314 Wb
Moment d'inertie	0.003 kg.m ²
Nombre de paires de pôles	2
Coefficient de frottements visqueux	0.0009 k.m ² /s
Tension continue	300 V

ANNEXE B

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES DE LA CARTE dSPACE DS1104

Les caractéristiques techniques de la carte dSPACE DS1104 sont données par :

Parameter		Specification
Processor	PowerPC Type	■ PPC 603e
	CPU clock	■ 250 MHz
	Cache	■ 2 x 16 KB
Memory	Global memory	■ 32 MB SDRAM
	Flash memory	■ 8 MB
Timer	4 general-purpose timers	■ 32-bit down counter ■ Reload by hardware ■ 80-ns resolution
	1 sampling rate timer (decrementer)	■ 32-bit down counter ■ Reload by software ■ 40-ns resolution
	1 time base counter	■ 64-bit up counter ■ 40-ns resolution
Interrupt controller		■ 5 timer interrupts ■ 2 incremental encoder index line interrupts ■ 1 UART interrupt ■ 1 slave DSP interrupt ■ 1 slave DSP PWM interrupt ■ 5 A/D converter (end of conversion) interrupts ■ 1 host interrupt ■ 4 external interrupts (user interrupts)
A/D converter	Channels	■ 4 multiplexed channels equipped with one sample & hold A/D converters ■ 4 parallel channels each equipped with one sample & hold A/D converter
	Resolution	■ Multiplexed channels: 16 bit ■ Parallel channels: 12 bit
	Input voltage range	■ ± 10 V
	Conversion time	■ Multiplexed channels: 2 μ s ¹⁾ ■ Parallel channels: 800 ns ¹⁾
	Offset error	■ ± 5 mV
	Gain error	■ Multiplexed channels: $\pm 0.25\%$ ■ Parallel channels: $\pm 0.5\%$ ing
	Offset drift	■ 4 ppm/K
	Gain drift	■ 25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	■ Multiplexed channels: >80 dB ■ Parallel channels: >65 dB
D/A converter	Channels	■ 8 channels
	Resolution	■ 16-bit
	Output range	■ ± 10 V
	Settling time	■ Max. 10 μ s (full-scale, accuracy $\frac{1}{2}$ LSB)
	Offset error	■ ± 1 mV
	Gain error	■ $\pm 0.1\%$
	Offset drift	■ 13 ppm/K
	Gain drift	■ 25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	■ >80 dB
	I_{\max}	■ ± 5 mA
Digital I/O	Channels	■ 20-bit parallel I/O ■ Single bit selectable for input or output
	Voltage range	■ TTL input/output levels
	I_{outmax}	■ ± 5 mA

Parameter		Specification
Digital incremental encoder interface	Channels	<ul style="list-style-type: none"> ■ 2 independent channels ■ Single-ended (TTL) or differential (RS422) input (software programmable for each channel)
	Position counters	<ul style="list-style-type: none"> ■ 24-bit resolution ■ Max. 1.65 MHz input frequency, i.e., fourfold pulse count up to 6.6 MHz ■ Counter reset or reload via software
	Sensor supply voltage	<ul style="list-style-type: none"> ■ 5 V/0.5 A
Serial interface	Configuration	<ul style="list-style-type: none"> ■ Single UART (universal asynchronous receiver and transmitter) with FIFO ■ PLL-driven UART for accurate baud rate selection ■ RS232/RS422/RS485 compatibility
	Baud rate	<ul style="list-style-type: none"> ■ Up to 115.2 Kbaud (RS232) ■ Up to 1 Mbaud (RS422/RS485)
Slave DSP	Type	<ul style="list-style-type: none"> ■ Texas Instruments TMS320F240 DSP
	Clock rate	<ul style="list-style-type: none"> ■ 20 MHz
	Memory	<ul style="list-style-type: none"> ■ 64K x 16 external code memory ■ 28K x 16 external data memory ■ 4K x 16 dual-port memory for communication ■ 32 KB flash memory
	I/O channels	<ul style="list-style-type: none"> ■ 10 PWM outputs ■ 4 capture inputs ■ 1 serial peripheral interface
	Input voltage range	<ul style="list-style-type: none"> ■ TTL input/output level ■ A/D converter inputs: 0 ... 5 V
	Output current	<ul style="list-style-type: none"> ■ Max. ±13 mA
	Host interface	<ul style="list-style-type: none"> ■ Requires one 33 MHz / 32-bit 5-V PCI slot
Physical characteristics	Physical size	<ul style="list-style-type: none"> ■ 178 x 107 mm (7.0 x 4.2 in)
	Ambient temperature	<ul style="list-style-type: none"> ■ 0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)
	Cooling	<ul style="list-style-type: none"> ■ Active cooling by fan
	Power consumption	<ul style="list-style-type: none"> ■ 18.5 W
	Power supply	<ul style="list-style-type: none"> ■ +5 V ±5%, 2.5 A ■ +12 V ±5%, 0.3 A ■ -12 V ±5%, 0.2 A

Order Information

Product	Order Number
DS1104 R&D Controller Board	■ DS1104

Relevant Software and Hardware

Software		Order Number
Included	■ DS1104 Real-Time Library	–
	■ Experiment and Platform Manager for hardware management	–
Required	■ Microtec C Compiler (p. 139)	■ CCPPPC
	■ Real-Time Interface (p. 120)	■ RTI
Optional	■ ControlDesk Standard – Operator Version (p. 140)	■ CS_O
	■ ControlDesk Standard – Developer Version (p. 140)	■ CS_D
	■ MLIB/MTRACE (p. 178)	■ MLIB/MTRACE
	■ CLIB (p. 177)	■ CLIB
Hardware		Order Number
Optional	■ Connector Panel (p. 260)	■ CP1104
	■ Combined Connector/LED Panel (p. 260)	■ CLP1104

Le schéma bloc de la carte dSPACE DS1104 est le suivant:

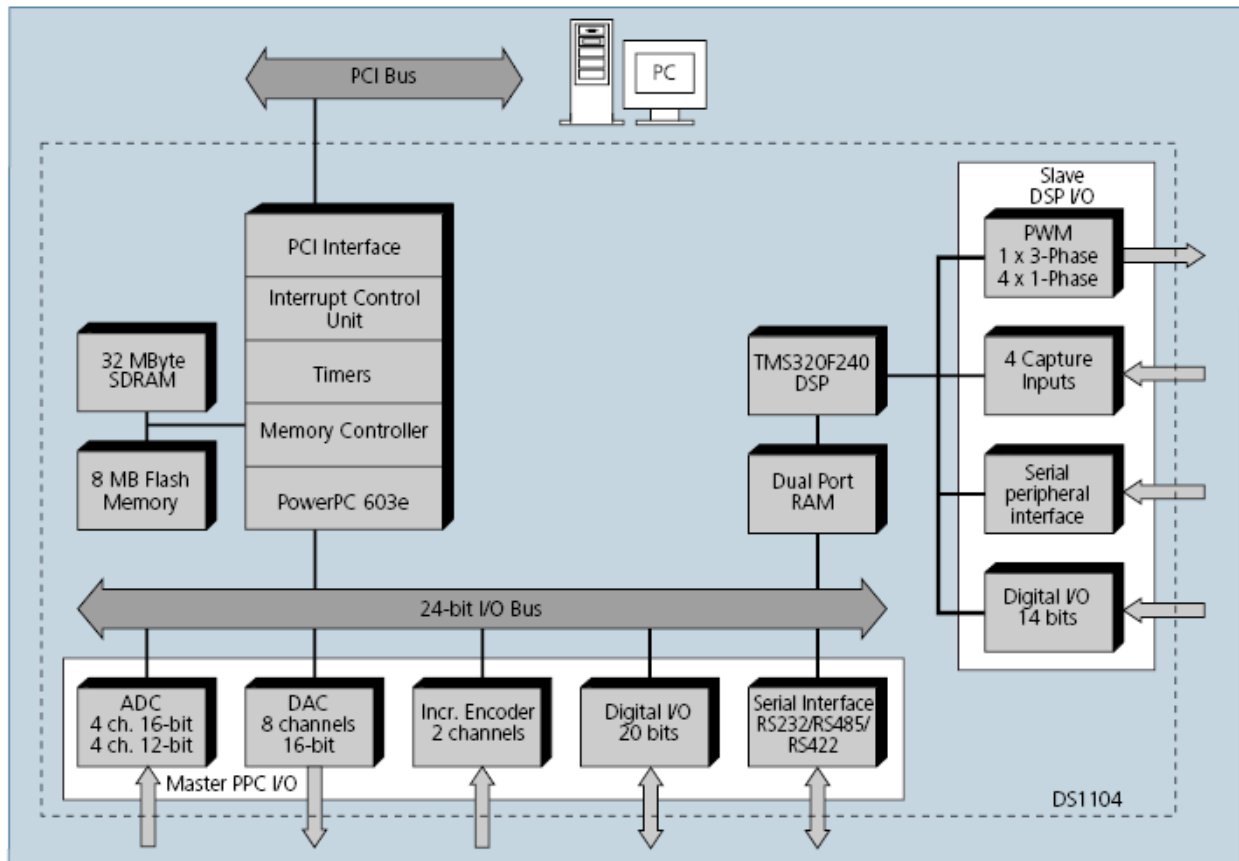


Figure B.1: Schéma bloc de la carte dSPACE DS1104.

La photo de la carte dSPACE DS1104 est donnée par la figure suivante:



Figure B.2: Photo de la carte dSPACE DS1104.

BIBLIOGRAPHIE

- [AIM-03] M. Aimé, “Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaires,” *Thèse de Doctorat*, INPT, 2003.
- [BAK-75] R. H. Baker and L. H. Bannister, “Electric power converter,” *US Patent* 3 867 643, 1975.
- [BAK-97] R. H. Baker, “Bridge converter circuit,” *U.S. patent*, N° 4 270 163, August, 1979.
- [Bar-82] F. Barret, *Régimes transitoires des machines tournantes*, Edition eyrolles, 1982.
- [Bar-96] P. Bartholomeus, Ph. Le Moigne, “A simple method for the valuation of the harmonics generated by multilevel converters,” *ELECTRIMACS'96*, Saint Nazaire, 17-18-19 Sept. 1996.
- [Ben-01] R. Bensaid, “Observateurs des tensions aux bornes des capacités flottantes pour les convertisseurs multicellulaires série,” *Thèse de Doctorat*, INPT, 2001.
- [Ben-02] K. Benmansour, **A. Tlemçani**, M.S. Boucherit, H. Rezine, S. Barkati, O. Bouchhida, “Identification et implantation de contrôleur flous a gain adaptatif d’une machine synchrone à aimants permanents”, *International Conférence EPE'2002 Bultinul institului Politehnic IASI*, Tomul XL VIII(LII) FASC.5.2002, Electrotehnica, Energetica, Electronica, Romania.
- [Ben-03] K. Benmansour, H. rezine, M.S. Boucherit, S. Barkati, O. Bouchhida, **A. Tlemçani**, “Robust control of a permanent magnet synchronous machine”, *International Conference SSD03, IEEE* 2003, Tunis.
- [Ben-05] S. Bentouati, **A. Tlemçani**, M. S. Boucherit “Commande directe du couple par logique floue,” *Séminaire International sur les Systèmes Electromécaniques SISEM'05*, ANNABA, 22-23 Novembre, 2005.
- [Ben-06] S. Bentouati, **A. Tlemçani**, M. S. Boucherit “Trois différentes approches pour la commande directe du couple d’une machine synchrones à aimants permanents”, *Conférence Internationale sur l’Electromécaniques et ses application ICEEA'06*, SIDI BEL ABBES, 22-23 Mai 2006.
- [Bou-00] R. Boukezzoula, “commande floue d’une classe de systèmes non linéaires: application au problème de suivi de trajectoire”, *Thèse de Doctorat*, Université de Savoie, 2000.
- [Bou-05] D. Boudana, **A. Tlemçani**, L. Nezli, M.S. Boucherit, “Commande Adaptative à Modèle de Référence d’une Machine Synchrone Autopilotée Alimentée en Courant,” *Séminaire International sur les Systèmes Electromécaniques SISEM'05*, ANNABA, 22-23 Novembre, 2005.
- [Buc-92] J. Buckley, “Universal Fuzzy Controllers,” *Automatica*, Vol. 28, No. 6, pp. 1245-1248, 1992.

- [Buc-93] J. Buckley, "Sugeno type Controllers are Universal Controllers", *Fuzzy sets and Systems* 53, North-Holland Publishing Company, pp. 299-303, 1993.
- [Büh-94] H. Bühler, *Le réglage par logique floue*. Presses Polytechniques Romandes, 1994.
- [CAR-96] P. Carrere, "Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT," *Thèse de Doctorat*, INPT, 1996.
- [Cer-95] E. Cerruto, A. Consoli, A. Raciti and A. Tesla, "A robust adaptive controller for PM motor drives in robotic applications," *IEEE Tran. on Power Electronics*, Vol. 10, no. 1, pp. 62-71, Jan. 1995.
- [Cha-96] Y. A. Chapis, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique," *Thèse doctorat*, INP Grenoble 1996.
- [Che-03] H. Chekireb, M. Tadjine and D. Boucherffa, "Direct adaptive fuzzy control of nonlinear system class with applications," *Control and Intelligent Systems*, Vol.31, no. 2, pp.113-121, 2003.
- [Chi-02] C. C. Chiang and Z.H. Kuo, "Decentralized adaptive fuzzy controller design of large-scale nonlinear systems with unmatched uncertainties," *Proceedings of the 2002 IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, FUZZ-IEEE'02, Vol.: 1, pp. 668 – 673, 12-17 May, 2002.
- [Dat-93] A. Datta, "Performance improvement in decentralized adaptive control: a model reference scheme," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 38, no. 11, pp. 1717–1722, 1993.
- [DAV-97] P. Davances and T. Meynard, "Etude des convertisseurs multicellulaires parallèles: Analyse," *J. Phys. III*, pp. 161-177, Janvier 1997.
- [Fou-94] L. Foulloy, "Typologie des contrôleurs flous", *ARAGO 14 Logique floue*, Masson, pp.80-107, 1994.
- [GAT-97] G. Gateau, "Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série," *Thèse de Doctorat*, INPT, 1997.
- [Gav-89] D. T. Gavel and D. D. Silijak, "Decentralized adaptive control: structural conditions for stability," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 34, no. 4, pp. 413–426, 1989.
- [Gha-96] M. B. Ghalia, "Nonlinear modeling of uncertain dynamical systems using fuzzy set concepts," *Proc. of the 35th Conference on Decision and Control*, Kobe, Japan, pp.418-423, December 1996.
- [Gre-97] G. Grellet, G. Clerc, *Actionneurs électriques*, Edition eyrolles, 1997.
- [Gut-01] M. F. E. Gutiérrez, "Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande des machines à courant alternatif," *Thèse de Doctorat*, Supélec, 2001.
- [Has-99] I. El Hassan, "Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle directe du couple", *Thèse doctorat*, INPT, 1999.
- [Ioa-86] P. A. Ioannou, "Decentralized adaptive control of interconnected systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-30, no. 4, pp. 291–298, 1986.
- [Jan-92] J. S. R. Jang, "Self-learning fuzzy controller based on temporal backpropagation," *IEEE Trans. Neural Networks*, Vol. 3, pp.714-423, Sept., 1992.

- [Jan-93] J. R. Jang, "Adaptive-network-based Fuzzy inference system," *IEEE Trans. on System*, Vol.23, No. 3, pp.665-684, May/June, 1993.
- [Jan-95] JR. Jang, C. Sun, "Neuro-fuzzy modeling and control," *Proc. of IEEE*, Vol.83, No.3, pp. 378-406, March, 1995.
- [Kad-01] M. Kadjoudj, "Contribution à la commande d'une machine synchrone à aimants permanents," *Thèse de doctorat*, Université de Batna, 2001.
- [Kau-96] A. Kaufmann, "Introduction à la logique floue," *Techniques de l'ingénieur, Mesures et contrôle*, R 7032, 1996.
- [Ket-92] R. Ketata, "Méthodologie de régulation numérique incluant la logique floue," *Thèse de Doctorat*, No. 199, INSA, Toulouse, 1992.
- [Kha-97] M. W. El Kharachi, M. Sheirah, "Fuzzy logic controllers: A comparative study," *Proc. IFAC/IFIP/IMACS Conference*, pp.209-215, Belfort, France, May, 1997.
- [Kos-92-a] B. Kosko, *Neural networks and fuzzy systems: A dynamical systems approach*, Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1992.
- [Kos-92-b] B. Kosko, "Fuzzy Systems as Universal Approximators," *Proc. of the IEEE Conf. on Fuzzy Systems (Fuzz IEEE 92)*, pp. 1153-1162, San Diego, USA, 1992.
- [Lab-05] S. Labiode, "Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires," *Thèse de Doctorat*, ENP, 2005.
- [Lee-90] C. C. Lee, "Fuzzy logic in control systems: Logic controller-Part I and Part II," *IEEE Trans. on System*, Vol.20, No.2, pp.404-414, March/April, 1990.
- [Leu-96] F. H. F. Leung, L. K. Wong, P. K. S. Tam, "Fuzzy model controller for inverted pendulum," *Electronics Letters*, Vol. 32, No. 2, pp.1683-1685, August, 1996.
- [Lin-01] F. J. Lin and Y. S. Lin, "A robust PM synchronous motor drive with adaptive uncertainty observer," *IEEE Tran. on Energy Conversion*, vol. 14, no. 4, pp. - , 2001.
- [Lin-04] F. J. Lin and C. H. Lin "A Permanent-Magnet Synchronous Motor Servo Drive Using Self-Constructing Fuzzy Neural Network Controller" *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, pp. 66-72, March 2004.
- [Liu-88] T. H. Liu, C. M. Young, C. H. Liu, "Microprocessor based controller and design and simulation for a permanent magnet synchronous drive," *IEEE Trans. Indu.. Elec.*, Vol. 5, No. 4, pp.516-523 November, 1988.
- [Liu-96] W. H. E. Liu, W. Zhong, "A fuzzy set method for fault location identification in power distribution systems," *Proc. Of the 35th Conference on decision and Control*, Kobe, Japan, pp.2208-2212, December, 1996.
- [Lav-94] J. P. Lavieville, O. Béthoux, P. Carrère, and T. Meynard, "Dispositif électronique de conversion d'énergie électrique," *Brevet français n°94.15865*, 1994.
- [Mam-74] E.H. Mamdani, "Application of Fuzzy Algorithms for Control of a simple Dynamic Plant," *Proc. of the IEE Control and Science*, Vol. 121, No. 12, pp. 1585-1588, 1974.
- [Mam-75] E.H. Mamdani and S. Assilian, "An experiment in Linguistic Synthesis with a fuzzy logic Controller," *Int. Journal of Man-Machines Studies*, 7, pp. 1-13, 1975.

- [Mam-76] E.H. Mamdani, "Advances in the Linguistic of Fuzzy Controllers," *Int. Journal of Man-Machines Studies*, 8, pp. 669-678, 1975.
- [Mat-97] P. Mattavelli, "General-purpose fuzzy controller for DC-DC converters," *IEEE Trans. on Power Elec.*, Vol.12, No.1, pp.79-86, January, 19997.
- [Men-95] J. M. Mendel, "Fuzzy systems for engineering : A tutorial," *Proc. IEEE*, Vol. 83, No. 3, pp.347-377, March., 1995.
- [Mor-90] S. Morimoto, Y. Takida, T. Takao, "Current phase control methods for permanent magnet synchronous," *Trans. Pow. Elec.*, Vol. 5, No. 2, pp. 133-139, April, 1990.
- [Nab-81] A. Nabea, I. Takahashi and H. Akagi, "A new Neutral-Point Clamped PWM inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 1A-17, n°5, pp. 518-523, 1981.
- [Ord-96] R. Ordóñez, J. T. Spooner, K. M. Passino, "Stable multi-output adaptive fuzzy control," *Proc. of the 35th Conference on Decision and Control*, Kobe, Japan, pp.610-615, December, 1996.
- [Ort-93] R. Ortega and A. Herrera, "A solution to the decentralized adaptive stabilization problem," *Syst. Contr. Lett.*, vol. 20, pp. 299-306, 1993.
- [Ort-94] R. Ortega, P. Nicklasson and G. Espinosa, "Passivity based control of the general rotating electrical machines," in *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, pp. 4018-4023, 1994.
- [Par-96] F. Parasiliti, M. Tursini and D. Q. Zhang, "Adaptive fuzzy logic control for high performance PM synchronous drives", *8th Mediterranean Electrotechnical Conference MELECON '96*, vol. 1, pp. 323-327, 13-16 May, 1996.
- [Ped-89] W. Pedrycz, *Fuzzy Control and Fuzzy Systems*, Research Studies Press LTD, Taunton, Somerset, England, 1989.
- [Pil-88] P. Pilly, R. Krishnan, " Modeling of permanent magnet motor drive," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 35, No. 4, November, 1988.
- [Pil-89] P. Pilly, R. Krishnan, " Modeling simulation and analysis of permanent magnet motors drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 25, No. 2, pp.265-273, March/April, 1989.
- [PIN-00] D. Pinon, "Commandes des convertisseurs multicellulaires par mode de glissement," *Thèse de Doctorat*, INPT, 2000.
- [Rah-97] M. F. Rahman, L. Zhong, "An investigation of direct and indirect torque controllers for permanent PM synchronous motor drives," *IEEE IC*, 1997, pp. 516-523.
- [Rah-99] M. F. Rahman, L. Zhong, "A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 3, September 1999, pp. 637-642.
- [Rob-93] B. Robyns, "Commandes numériques évoluées des actionneurs à courant alternatif," *Thèse de doctorat*, Université catholique de Louvain, Décembre, 1993.
- [Rob-95] X. Roboam, *De la modélisation à la commande des machines asynchrones*, Edition Interne LEEI, 1995.
- [Sal-91] L. Salvatore, S. Stasi and A. Dell'Aquila, "Adaptive control of PM synchronous motor", in *proceedings of the conference EPE*, vol. 2, pp. 126-131, 1991.

- [Sch-95] H. Scholten, *Logique floue et régulation PID : Théorie et pratique de la régulation active avec interface à réaliser soi-même et programme d'expérimentation*, Publitronic, 1995.
- [Seg-81] G. Segulier, G. Lesenne, P. Notelet, *Introduction à l'électrotechnique approfondie*, TEC et DOC, 1981.
- [Sep-91] R. B. Sepe and J. Lang, "Real time adaptive control of the permanent magnet synchronous motor," *IEEE Tran. on Industry Applications*, vol. 27, no. 4, pp. 706-714, July/Aug. 1991.
- [Sep-92] R. B. Sepe and J. Lang, "Real time observer based (adaptive) control of a permanent magnet synchronous motor without mechanical sensors," *IEEE Tran. on Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1345-1352, Nov./Dec. 1992.
- [Sho-93] K. R. Shouse and D. Taylor, "A digital self tuning tracking controller for permanent magnet synchronous motors," in *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, vol. 4, pp. 3397-3402, 1993.
- [Sil-97] J. L. Silva Neto and H. Le-Huy, "A fuzzy controller with a fuzzy adaptive mechanism for the speed control of a PMSM", *23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation IECON'97*, vol. 3, pp. 996-1000, 9-14 Nov. 1997.
- [Slo-91] J. J. E. Slotine, W. Li, *Applied nonlinear control*. Englewood Cliffs, NJ : Prentice Hall, 1991.
- [Spo-95-a] J. T. Spooner, K. M. Passino, "Stable indirect adaptive control using fuzzy systems and neural networks," *Proc. of the 34th Conference on Decision & Control*, New Orleans, pp.243-248, December, 1995.
- [Spo-95-b] J. T. Spooner, K. M. Passino, "Stable direct adaptive control using fuzzy systems and neural networks," *Proc. of the 34th Conference on Decision & Control*, New Orleans, pp.243-248, December, 1995.
- [Spo-97] J. T. Spooner and K. M. Passino, "Indirect adaptive fuzzy control for a class of decentralized systems," in *Proc. ACC*, pp.3306-3310, 1997.
- [Su-94] C. Su and Y. Stepanenko "Adaptive Control of a Class of Nonlinear Systems with Fuzzy Logic", *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, Vol. 2, NO. 4, pp. 285-294, November, 1994.
- [Sug-86] Sugeno M. and Tang G.T., "Fuzzy Modelling and Control of Multilayer Incinerator," *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 18, pp. 329 , 1986.
- [Sug-88] M. Sugeno, G. T. Kang, "Structure identification of fuzzy model," *Fuzzy sets and Systems*, Vol. 28, pp.15-33, 1988.
- [TAC-98] O. Tachon, "Commande découplante linéaire des convertisseurs multicellulaires série," *Thèse de Doctorat*, INPT, 1998.
- [Tak-83] T. Takagi, M. Sugeno, "Derivation of Fuzzy Control Rules From Human Operator's Control Actions," *Proc. of the IFAC Symposium on Fuzzy Information*, pp. 55-60, Merseille, France, 1983.
- [Tak-85] T. Takagi and M. Sugeno, "Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modeling and Control", *IEEE Trans. on Syst. Man and Cybernetics*, Vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [Tak-86] I. Takahashi, T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Trans. on Ind. App.*, Vol. 22, No. 5, Sept/

- Octo. 1986, pp. 820-827.
- [Tan-96] K. Tanaka, T. Ikeda and H. O. Wang, "Robust Stabilization of a Class of Uncertain Nonlinear Systems Via Fuzzy Control: Quadratic Stabilizability, H^∞ Control Theory and Linear Matrix Inequalities," *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, Vol. 4, No.1, February 1996.
- [Tan-97] K. Tanaka, T. Ikeda and H. O. Wang, "An LMI Approach to Fuzzy Controller Designs Based on Relaxed Stability Conditions," *Proc. of the IEEE Conf. on Fuzzy Systems (Fuzz'IEEE 97)*, pp. 171-176, Bercelone, Espagne, 1997.
- [Tle-99] A. Tlemçani, H. Chekireb, M. S. Boucherit, "Le RLF de Sugeno, copie du RLF de Mamdani: Application à la commande d'une machine synchrone à aimants permanents," *Conférence Nationale SNAS'99*, Annaba, 9-10 Novembre, 1999.
- [Tle-02] A. Tlemçani, M.S. Boucherit, H. Chekireb, K. Benmansour, S. Barkati "Commande adaptative floue directe inearisante : application à la machine synchrone à aimants permanents," *International Conférence EPE'2002 Bultinul institului Politehnic IASI*, Tomul XL VIII(LII) FASC.5.2002, Electrotehnica, Energetetica, Electronica, Romania.
- [Tle-05] A. Tlemçani, O. Bouchhida, M. S. Boucherit, H. Chekireb, D. Boudana "Commande directe du couple basée sur la logique floue : Application à la machine synchrone à aimant permanent," *First International Conference on Electrical Systems PCSE'05*, Oum El-Bouaghi, Algeria, May 9-11, pp.283-288, 2005.
- [Tle-06] A. Tlemçani, H. Chekireb, M. S. Boucherit, "A new robust adaptive control of a class of MIMO nonlinear systems with fuzzy approximators," *Archives of Control Sciences*, vol. 16, no. 3, pp. 247-264, 2006.
- [Tle-07-a] A. Tlemçani, M. S. Bouchrit, H. Chekireb, "Une nouvelle approche de la commande adaptative basée sur les systèmes flous : Application à la machine synchrone à aimants permanents," *Soumise à la RIGE*.
- [Tle-07-b] A. Tlemçani, H. Chekireb, M. S. Boucherit, "Decentralized direct adaptive fuzzy control of permanent magnet synchronous motor," *Acceptée à International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*.
- [Ton-03] S. Tong, H. X. Li and G. Chen, "Adaptive fuzzy control for a class of large-scale nonlinear systems," *IEEE Trans Fuzzy Systems*, Man, Cybern part B, 2003.
- [Tre-95] A. Trebi-Ollennu, B. A. White, "Robust output tracking for MIMO nonlinear systems an adaptive fuzzy systems approach," *Proce. of the 34th Conference on Decision & Control*, New Oriens, pp. 273-278, December, 1995.
- [Tza-90] S. Tzafestas, N. P. Papanikolopoulos, "Incremental fuzzy expert PID control," *IEEE Trans. on Ind., Elec.*, Vol.37, No.5, pp.365-371, October, 1990.
- [Wan-92-a] L.X. Wang and J.M. Mendel, "Fuzzy Basis Functions, Universal Approximation and Orthogonal Least-Squares Learning", *IEEE Trans. on Neural Networks*, Vol. 3, No. 5, pp. 807-814, 1992.
- [Wan-92-b] Wang L.X, "Fuzzy Systems are Universal Approximators," *Proc. of the IEEE Conf. on Fuzzy Systems (Fuzz'IEEE 92)*, SanDiego, pp. 1163-1170, 1992.
- [Wan-92-c] L. X. Wang, "Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems," *Proc. 31st Conf. Dec. Cont.* , pp. 2511-2516, 1992.
- [Wan-94] L. X. Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control*, Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1994.

- [Wan-95]** L. Wang, "Design and analysis of fuzzy identifiers of nonlinear dynamic systems," *IEEE Trans. on Auto. Control*, Vol.40, No.1, pp. 11-23, January, 1995.
- [Wan-03]** Tao Wang, Dian-Pin Zhao "Direct adaptive output feedback fuzzy decentralized control for a class of large-scale nonlinear systems," *Proceedings of the Second International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, man, Vol.2, pp.:940 – 945, 2-5 Nov 2003.
- [Zha-97]** T. P. Zhang, C. B. Feng and Z. Z. Dou, "Decentralized Adaptive Variable Structure Control Based on Fuzzy Logic," *IEEE International Conference on Intelligent Processing System*, ICIPS '97. vol. 10, pp: 359 – 363, 28 – 31 oct., Beijing. China, 1997.
- [Zha-01]** T. P. Zhang, "Stable adaptive fuzzy sliding mode control of interconnected systems," *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 122, pp.5-19, 2001.
- [Zho-97]** L. Zhong, M. F. Rahman, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 12, No. 3, pp.528-535, May 1997.
- [Zol-97-a]** M. R. Zolghadri, "Contrôle direct du couple des actionneurs synchrones," *Thèse de doctorat*, INP Grenoble 1997.
- [Zol-97-b]** M. R. Zolghadri, "Steady state torque correction of a direct torque controlled PM synchronous machine," *IEEE MC3-4.1- MC3-4.3*, 1997.