

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ MOHAMED KHIDER - BISKRA

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE



Thèse de Doctorat LMD

En vue de l'obtention du diplôme de doctorat LMD en génie électrique

Commande et synthèse des observateurs non linéaires dédiés aux entraînements électriques avec défauts

Réalisée par : **Abrar ALLAG**

Soutenue publiquement le: 25/01/2018

Devant le jury composé de :

Dr. R. ABDESSEMED	Prof	Université de Batna	Président
Dr. A. BENAKCHA	Prof	Université de Biskra	Rapporteur
Dr. D. BENATTOUS	Prof	Université d'El-Oued	Examineur
Dr. A. BETKA	Prof	Université de Biskra	Examineur
Dr. A. BOURK	MCA	Université de Biskra	Examineur

Année Universitaire 2017/2018

Remerciement

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance envers mon père ALLAG Abdelkrim, Professeur à l'université d'el oued, Pour la confiance qu'il m'a prodiguée, pour ses encouragements continus, pour le suivi de près mon travail, pour ses conseils judicieux, ses observations et son assistance pour mener à bien ce travail.

Je tiens à exprimer mes chaleureux remerciements à M. Rachid ABDESSEMED, Professeur à l'Université de Batna, pour avoir accepté d'être président de mon jury de thèse.

- *Monsieur Abdelhamid, BENAKCHA, Professeur à l'Université de Biskra, Pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail et m'avoir fait l'honneur de rapporter ce mémoire.*
- *Monsieur BETKA Achour à l'Université de Biskra, Professeur à l'Université de Biskra, pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail et pour l'acceptation d'être examinateur.*
- *Monsieur BEN ATTOUS Djilani, Professeur à l'université d'el oued, Pour m'avoir l'acceptation d'être examinateur.*
- *Monsieur BOUREK Amor, Maître de conférences à l'université de Biskra, Pour m'avoir l'acceptation d'être examinateur.*

Je remercie tous les enseignantes de génie électrique de l'université de Biskra qui ont participé à ma formation pendant le cycle de formation.

Avant de terminer, je voudrais dédier ce travail de recherche à mes parents, à toutes mes sœurs (Hadjer, Meriem, Noussiéba et Afifa) et à tous mes frères (Amar et Mohamed Lamin) qui m'ont apporté soutien et encouragements.

Sommaire	<i>I</i>
Liste de Symboles et notations	<i>V</i>
Liste des figures	<i>VII</i>
Résumé	<i>XI</i>
Introduction générale	1

Chapitre 1. Modèles flous de type T-S : Stabilité et stabilisation

1.1 Introduction.....	7
1.2 Représentation des modèles flous de types Takagi-Sugeno	7
1.3 Obtention d'un modèle flou par l'approche secteur non linéaire	10
1.4 Analyse de stabilité des modèles flous T-S	11
1.4.1 Analyse convexe et inégalités linéaires matricielles (LMI)	12
1.4.2 Stabilité au sens de Lyapunov.....	13
1.4.3 Stabilité quadratique	13
1.5 Stabilisation des modèles T-S	14
1.5.1 Concept PDC (Parallel distributed compensation)	14
1.5.2 Stabilité relâchée d'un modèle flou complet	15
1.5.3 Stabilité du modèle flou T-S augmenté	16
1.5.3.1 Observateur flou.....	17
1.5.3.2 Cas des variables de prémisse mesurables.....	17
1.5.3.3 Cas des variables de prémisse non mesurables	18
1.6 Conclusion	20

Chapitre 2. Reconstruction d'état des systèmes de Takagi-Sugeno

2.1 Introduction.....	21
2.2 Observateur pour les systèmes de Takagi-Sugeno.....	21
2.2.1 Variable de décision mesurable(VDM)	22
2.2.2 Variable de décision non mesurable(VDNM)	22
2.3 Formulation du problème.....	23
2.4 Observateur Lipschitzien	24
2.5 Observateur par le théorème de la valeur moyenne MVT	26
2.6 Analyse de la stabilité quadratique	29
2.7 Exemple estimation d'état d'un moteur DC série	29
2.7.1 Synthèse de la loi de commande PDC	29
2.7.2 Stabilisation par retour de sortie	31
2.8 Stabilisation d'un système TS Lipchitzien par l'approche MVT	32
2.8.1 Cas de la régulation.....	33
2.8.2 Cas de suivi des trajectoires avec observateur d'état.....	34
2.9 Régulateur basé observateur MVT appliqué au moteur DC série	34
2.9.1 Estimation d'état	35
2.9.2 Cas de la régulation avec observateur d'état MVT appliqué à la MCC	37
2.10 Conclusion	42

Chapitre 3. Modélisation et commandes classiques de l'association

Machine MSAP–convertisseur à MLI

3.1 Introduction.....	43
3.2. Généralités Sur Les Machines Electriques A Aimants.....	43
3.2.1 Les Machines Electriques A Aimants Permanents	44
3.2.2 Les rotors de la machine à aimants permanents	44
3.3 Avantages Des Machines Synchrones A Aimants Permanents	46
3.4 Domaine d'application	47

3.5 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	47
3.5.1 Description	47
3.5.2 Hypothèses simplificatrices	48
3.5.3 Mise en équations de la machine	48
3.5.4 Transformation de PARK	50
3.5.5. Expression du couple	54
3.5.6 Mise en forme d'équation d'état	55
3.5.7 Commande par MLI.....	55
3.6 Commande vectorielle de la machine synchrone MSAP	59
3.6.1 Principe de base de la commande vectorielle	59
3.6.2 Méthodes de la commande vectorielle.....	61
3.7 Commande vectorielle PDC de la machine MSAP	65
3.7.1 Synthèse de la loi de commande PDC	65
3.8 Commande vectorielle de la machine MSAP sans capteur mécanique par l'approche PDC.....	69
3.9 Conclusion	73

Chapitre 4. Commandes avancées et diagnostic des défauts de la machine synchrone MSAP avec et sans capteur de vitesse

4.1 Introduction.....	74
4.2 Commande vectorielle de la MSAP basée sur l'approche MVT sans capteur mécanique	75
4.2.1 Résultats de simulation pour le suivi de trajectoire sans et avec observateur MVT	77
4.2.1.1 Commande vectorielle MVT de la machine synchrone MSAP avec capteur	77
4.2.1.2 Commande vectorielle MVT de la machine synchrone MSAP avec observateur MVT.....	80
4.3 Stabilisation par un mono-contrôleur H_∞ des systèmes perturbés de type T-S	87
4.3.1 Formulation du problème de commande	87

4.3.2 Conditions quadratiques de convergence en suivi de trajectoires des systèmes T-S	89
4.4 Résultats de simulation et interprétation TS	93
4.5 Diagnostic des défauts par estimation d'état et paramètres en utilisant le filtre MVT-Etendu	96
4.5.1 Diagnostic par une approche modèle	96
4.5.2 Approche par estimation paramétrique	97
4.5.3 Modélisation de la machine MSAP en présence des défauts statoriques	98
4.5.3.1 Modèle basé sur une structure de MSAP « sain »	99
4.5.3.2 Modèle basé sur une structure de la machine MSAP défaillant	99
4.5.4 Détection et indicateurs de présence de défauts inter-spires	103
4.6 Conclusion	108
Conclusion générale et perspectives	109
Annexe A	111
A.1. Problèmes LMI	111
A.2. Analyse convexe et inégalités linéaires matricielles (LMI)	112
Annexe B	113
B.1 Paramètres électriques et mécaniques	113
Annexe C	114
C. 1. Rappel sur la stabilité selon Lyapunov	114
Bibliographie	116

Liste de symboles et notations

Matrices et vecteurs :

d, q	Indices pour les composantes de Park direct et en quadrature respectivement
α, β	Indices pour les composantes de Clarke directe et en quadrature
$P(\theta_a)$	Matrice de Park
t	Temps [s]
u	Tension [v]
I	Courant [A]
ϕ	Flux magnétiques [Wb]
Ω	Vitesse de rotation mécanique [rd/s]
ω	Vitesse de rotation électrique ($\omega = \eta p \cdot \Omega$) [rd/s]
ω_s	Pulsation statorique [rd/s]
ω_r	Pulsation rotorique mécanique [rd/s]
T_e	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
L_s	Inductance propre cyclique du stator
M_{sr}	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
R_s	Résistances statorique [Ω]
f_v	Coefficient de frottement visqueux [SI] ou [Nm.s/rd]
J	Moment d'inertie de l'entraînement [kgm^2]
np	Nombre de pair de pôles
T_s	Constant de temps statorique
T_e	Période d'échantillonnage [s]
σ	Coefficient de dispersion total de Blondel
A, B, C	Matrice d'état, de commande et d'observation
$[X]$	Vecteur d'état
$[U]$	Vecteur de commande
$[Y]$	Vecteur de sortie

Liste de symboles et notations

X_c, \hat{X}	<i>Grandeur de référence, estimée, respectivement</i>
$\lambda_i(z(t))$	<i>Poids dépend degré d'appartenance des variables de prémisses</i>
$h_i(z)$	<i>Fonction d'appartenance</i>
$z(t)$	<i>Variable de prémisses</i>
L_i et K_i	<i>Gain d'observation et de commande respectivement</i>
$P > 0$	<i>Matrice symétrique, définie positive</i>
K_0	<i>Gain de commande</i>

Acronymes :

TP	<i>Transformation polytopique</i>
MM	<i>Multi- Model</i>
LPV	<i>Linear parameter variable</i>
MSAP	<i>Machine synchrone à aimant permanent</i>
MVT	<i>Théorème de la valeur moyenne</i>
VDNM	<i>Variable de décision non mesurable</i>
VDM	<i>Variable de décision mesurable</i>
PDC	<i>Parallel distributed compensation</i>
T-S	<i>Modèles flous de type Takagi-Sugeno</i>
LMI	<i>Inégalités Linéaires Matricielles</i>
OFC	<i>Observateur flou continu</i>
LTI	<i>Linéaire à temps continu</i>

Figure	Titre	Page
Chapitre 1. Modèles flous de type T-S : Stabilité et stabilisation		
Figure 1.1 :	Structure et implémentation d'un modèle T-S	10
Figure 1.2 :	Représentation du concept PDC	15
Figure 1.3 :	Représentation du système augmenté	16
Chapitre 2. Reconstruction d'état et commande des systèmes de Takagi-Sugeno		
Figure 2.1 :	Vitesse et courant réels et estimés avec couple de charge ($C_r = 1.5Nm$ à $t=5sec$) par la mesure du courant .	35
Figure 2.2:	Réponses du courant et vitesse réels et estimés avec couple de charge ($C_r = 1.5Nm$ à $t=5sec$) par mesure de la vitesse a) et b) respectivement.	36
Figure 2.3 :	Réponse de la vitesse avec contrôleur basé observateur par l'approche MVT	37
Figure 2.4 :	Réponse du courant avec contrôleur basé observateur à base <i>MVT</i> .	38
Figure 2.5 :	Réponse de la vitesse avec un contrôleur-observateur de vitesse à base <i>MVT</i> .	38
Figure 2.6 :	Réponse de courant avec un contrôleur-observateur de vitesse à base <i>MVT</i>	38
Figure 2.7 :	Photo de la plateforme expérimentale en temps réel	39
Figure 2.8 :	Réponse de la vitesse (Résultats expérimentaux)	40
Figure 2.9 :	Réponse du courant (Résultats expérimentaux).	40

Chapitre 3. Modélisation et commandes classiques de l'association Machine MSAP convertisseur à MLI

Figure 3.1 :	Différentes structures des rotors des machines MSAP.	44
Figure 3.2 :	Représentation de la machine MSAP	47
Figure 3.3 :	Passage de système triphasé au système biphasé.	49
Figure 3.4 :	Représentation de la MSAP dans le système (d, q)	52
Figure 3.5 :	Les signaux de la modulatrice et de la porteuse	55
Figure 3.6 :	Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré (à gauche) et alimentation par un onduleur (à droite) avec application d'un couple de charge $C_r=5N.m$ à $t=1.5$.	56
Figure 3.7 :	Principe de la commande découplée pour la machine à MCC	58
Figure 3.8 :	Diagramme de phase de la machine MSAP dans le plan (d,q)	59
Figure 3.9 :	Schéma de bloc de la commande vectorielle de la MSAP (méthode directe).	60
Figure 3.10 :	Schéma de bloc de la commande vectorielle de la MSAP (Méthode indirecte).	61
Figure 3.11 :	Performances de la commande vectorielle utilisant un régulateur PI: a) vitesse de rotation b) Couple électromagnétique c) Courant statorique I_d d) Courant statorique I_q .	63
Figure 3.12 :	Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur PDC.	64
Figure 3.13 :	Résultats de simulation de la commande PDC pour le suivi des trajectoires.	66
Figure 3.14 :	Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PDC.	67
Figure 3.15 :	Test de poursuite et de robustesse de la vitesse pour le régulateur PDC pour une référence sinusoïdale amortie avec C_r pulsé de 8Nm.	68
Figure 3.16 :	Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur basé observateur PDC	69
Figure 3.17 :	Commande vectorielle de la MSAP avec régulateur basé observateur étendu PDC (Test de variation de C_r) a) Couple, b) Courant I_q , c) Courant- I_d . et d) Vitesse,	71

Chapitre 4. Commandes avancées de la MSAP avec et sans capteur de vitesse et diagnostic des défauts

Figure 4.1 :	Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur basé observateur MVT étendu.	75
Figure 4.2 :	Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur MVT.	76
Figure 4.3 :	Résultats de simulation de la MSAP sous la commande MVT avec capteur mécanique	77
Figure 4.4 :	Test de poursuite de la vitesse pour le régulateur MVT avec capteur mécanique pour différentes consignes (rampes et paliers) avec un couple pulsé de $C_r=4N.m$.	78
Figure 4.5 :	Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur basé observateur MVT.	79
Figure 4.6 :	Résultats de simulation de la MSAP sous la commande MVT sans capteur mécanique.	81
Figure 4.7 :	Erreurs d'estimation et de contrôle des variables d'états (vitesse et courants) sous la commande MVT sans capteur mécanique pour $C_r=8Nm$.	81
Figure 4.8 :	Erreurs d'estimation et de contrôle des variables d'états (vitesse et courants) sous la commande MVT sans capteur mécanique pour $C_r=8Nm$.	82
Figure 4.9 :	Test de poursuite de la vitesse pour le régulateur MVT sans capteur mécanique pour les faibles vitesses et différentes allures (rampes et escaliers) avec des couples pulsés $C_r=8N.m$.	83
Figure 4.10 :	Les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse avec un régulateur MVT basé observateur MVT vis-à-vis aux variations de la résistance et de l'inductance de 50% à $t=0.3sec$ respectivement.	84
Figure 4.11 :	Résultats de simulations des états réels et estimés avec observateur MVT- étendu avec estimation du couple sans capteur mécanique pour un couple pulsé C_r de 4 à 6N.m.	85

Liste de figures

Figure 4.12 :	Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur PI- MVT- H_{∞} .	88
Figure 4.13 :	Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PI-MVT robuste H_{∞} avec capteur mécanique.	93
Figure 4.14 :	Test de poursuite de la commande vectorielle de la MSAP avec le régulateur MVT H_{∞} robuste avec variation de R_s et L_s de 50% à $t=0.5\text{sec}$.	93
Figure 4.15 :	Test de poursuite et de robustesse de la commande vectorielle pour le régulateur PI- MVT robuste H_{∞} augmenté avec variation de la charge.	94
Figure 4.16 :	Commande vectorielle PI-MVT H_{∞} robuste. ; a) Erreur de vitesse, Erreur de courant I_d et Erreur de courant I_q respectivement.	94
Figure 4.17 :	Principe du diagnostic avec l'utilisation d'observateur.	95
Figure 4.18 :	Principe du diagnostic par estimation paramétrique.	96
Figure 4.19 :	Schéma du modèle de la machine MSAP défaillant dans le repère triphasé (Cas d'un défaut sur la phase C).	99
Figure 4.20 :	a) Modèle sain et b) défaillant du MSAP dans le repère de Park.	101
Figure 4.21 :	Réponse sous la commande vectorielle de la MSAP avec régulateur PI- MVT robuste avec défaut inter-spaires de $nccA= 20\%$ sur la phase A avec estimations d'état et paramètres. a) Courant de ligne $i_a(t)$, b) Vitesse , c) Courant I_q et d) Courant I_d	104
Figure 4.22 :	Erreurs dynamiques d'estimation : a) De vitesse, b) Courant I_q et c) Courant I_d avec défaut inter-spaires de 20% respectivement.	105
Figure 4.23 :	Estimation d'évolution de l'indicateur R_s et $1/L_s$ a) et b) respectivement lors de l'apparition d'un court-circuit dans la phase A avec $nccA= 20\%$ à $t=0.8\text{sec}$.	105
Figure 4.24 :	Résultats de simulation obtenus pour différentes valeurs du pourcentage du court-circuit inter-spaires $nccA=20, 10,5$ et 2% avec l'observateur MVT-étendu.	106

Résumé

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse, a pour but de proposer une méthodologie de commande et d'observation de la machine synchrone MSAP basée sur les algorithmes à base de la valeur moyenne (MVT) et les transformations par secteurs non linéaires. Dans une première étape, les différentes techniques de commande des entraînements électriques ont été recensées et analysées. Une approche de commande PDC est ensuite élaborée.

Dans le domaine des faibles puissances, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Nous avons présenté deux catégories de méthodes qui permettent de reconstituer et contrôler cette grandeur de vitesse rotorique, l'observateur et le régulateur par l'approche MVT robuste respectivement. L'ensemble des solutions a été validé par simulation numérique pour comparer les caractéristiques de précision et de dynamique des différentes méthodes avec la commande MVT. Finalement, des nouvelles approches de localisation et de détection du défaut ont été traitées une fois le modèle défaillant de la MSAP est établi. Les résultats des différents tests de simulation ont mis en preuve les propriétés de robustesse des algorithmes proposés. La thèse se termine par un bilan de notre contribution en termes de recherche.

Mots clés : Machine synchrone MSAP, moteur électrique, régulateur MVT, commande vectorielle, commande sans capteur, commande MVT robuste.

Abstract

The research works presented in this thesis, aims to propose a methodology for control of PMSM machine based on algorithms of mean value theorem and sector nonlinearities. In a first step, the various techniques for controlling electric drives have been identified and briefly discussed their respective performances. A command MVT and robust MVT are developed. In the field of small powers, the removal of mechanical speed sensor may have an economic interest and improve the safety of operation. We have presented two methods in order to restore and control the rotor speed, the MVT observer and the robust MVT controller respectively. The results were tested by numerical simulation to compare the characteristics of accuracy and dynamic methods. Finally, the detection and localization of faults have been treated using MVTobserverwhen the faulty model is defined. The results of various simulation tests have revealed the properties of robustness of algorithms that have been proposed. This thesis concludes with an assessment of our contribution in terms of research.

Key words: PMSM synchronous machine, electrical motor, MVT controller, vector control, sensorless control, MVT robust controller.

ملخص

العمل المقدم في هذه المذكرة للدكتوراه، يهدف إلى توفير وسيلة السيطرة على الآلة المتزامنة ذات المغناطيسات الدائمة مع خوارزميات المعتدة على أساس القيمة المتوسطة استعمال طرق والتحويلات القطاعات غير الخطية. في خطوة أولى، استعمال التعرف على تقنيات التحكم المختلفة من المحركات الكهربائية وتحليلها. ثم وضع طرق لسيطرة في مجال الطاقة المنخفضة، وإزالة استشعار السرعة الميكانيكية قد تكون ذات فائدة اقتصادية وتحسين سلامة العملية. قدمنا نوعين من الطرق لتجديد وتحقيق سرعة الدوران من حيث الحجم، او قيمة المراقبة بوحدة التحكم MVT بواسطة نهج قوي على التوالي. وقد تم للتحقق من صحة هذا مجموعة من الحلول من خلال المحاكاة العددية للمقارنة بين خصائص الدقة ودينامية أساليب مختلفة مع تحويل القيمة. نتائج مختلف اختبارات المحاكاة وضعت في دليل خصائص متانة الخوارزميات المقترحة. ويخلص هذا باختصار مع تقييم مساهمتنا في مجال البحث

كلمات البحث: الآلة المتزامنة ذات المغناطيسات الدائمة، خوارزميات، القيمة المتوسطة، القطاعات غير الخطية

Introduction générale

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents plus précisément à l'aide des terres rares, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaires. Les atouts de ce type de machine sont multiples, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible inertie, couple massique élevé, rendement élevé, vitesse maximale supérieure et faible cout d'entretien. Par ailleurs, les aimants permanents présentent des avantages indéniables : d'une part, le flux inducteur est créé sans pertes d'excitation et d'autre part, l'utilisation de ces matériaux va permettre de s'écarter notablement des contraintes usuelles de dimensionnement des machines et donc d'accroître la puissance massique de façon significative. Ce type de machines jouit d'une réputation remarquable dans plusieurs secteurs : servomoteur, transports terrestres (ferroviaire), systèmes embarqués, énergie éolienne. Cependant, ces nombreux avantages ne sont pas sans inconvénient. La machine synchrone est caractérisée par un couplage non linéaire, ce qui rend sa commande plus complexe par rapport à celle de la machine à courant continu. Pour atteindre des performances dynamiques, il faut donc élaborer des lois de commande non linéaires et robustes. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et l'électronique numérique (micro-calculateurs et Dspace) permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des lois de commande de plus en plus complexes à moindres coûts. Grâce à ces avancées technologiques la machine synchrone est aujourd'hui, de plus en plus présente dans les applications industrielles où la haute précision de régulation et hautes performances, en couple sont requises. Il faut noter que la machine synchrone donne aussi des meilleures performances en haute précision de régulation.

Contexte, Objectifs et Etat de l'art :

Que ce soit la commande vectorielle, la commande scalaire ou la commande directe en couple, pour asservir la vitesse de la charge il faut mesurer celle-ci à l'aide d'un capteur. Le variateur de vitesse pour la machine synchrone est un équipement électrique souvent mis en place dans un environnement déjà existant. La machine à contrôler n'est pas toujours accessible, ou la distance entre le variateur et la machine peut être grande. Dans ce cas, il semble peu pratique de câbler une ligne de faible ampérage pour le capteur de vitesse dans un environnement d'électronique de puissance. Aussi, le plus souvent il n'y a matériellement pas

de place pour ajouter un capteur de vitesse sur l'axe du rotor du moteur déjà installé dans son environnement d'utilisation. De plus, le capteur de vitesse est peu fiable car sensible aux perturbations extérieures. Sa présence engendre une augmentation du coût de la commande (coût de maintenance en cas de panne du capteur), la complexité de l'installation.

Pour des raisons économiques, pour la sûreté de fonctionnement ou pour une solution dégradée mais fonctionnelle aux applications avec capteurs en cas de panne de ceux-ci, la commande sans capteur mécanique requiert l'attention de nombreux industriels. C'est pourquoi, elle est devenue un centre d'intérêt pour la recherche ces dernières années. De ce point de vue, l'objectif principal de cette étude consiste à synthétiser des lois de commande non linéaires sans capteur mécanique pour la machine synchrone. Dans un premier temps, une grande attention est donnée aux observateurs (capteur logiciel) permettant de pallier l'absence du capteur mécanique en donnant l'information de la vitesse et du couple de charge à l'aide de l'unique mesure des courants. Ensuite des lois de commande sophistiquées (commande non linéaire) sont élaborées et associées aux observateurs pour réaliser la commande sans capteur mécanique de la machine synchrone.

Des approches sont basées sur un modèle dynamique de la machine synchrone. Ces approches utilisent les outils d'automatique pour synthétiser des observateurs linéaires ou non linéaires. Il existe dans la littérature plusieurs catégories d'observateur utilisant cette approche : Cette approche, largement utilisée dans la littérature, présente une difficulté : les modèles utilisés ne sont pas toujours observables à faible vitesse ou à l'arrêt, parmi les techniques on peut citer [Amo12], [Alk13], [Seb07], [Zhu00], [Nah01], [Sep92] et [Tra08] :

- Les techniques basées sur l'estimation de la f.é.m. Ces méthodes sont largement traitées dans la littérature du fait de leur simplicité. Le principe est l'utilisation de la relation entre la vitesse et la position avec la force électromotrice.
- Les filtres de Kalman étendu.
- Les observateurs par modes glissants
- L'observateur de Luenberger.
- Les observateurs non-linéaires.
- Les observateurs adaptatifs.

Les observateurs étudiés dans ce mémoire sont de type observateur T S multi-observateur et mono-observateur TS- MVT à variables mesurables et non mesurables [All10],[Akh04],[Cha06] et [Ber02].

La commande sans capteur mécanique est aussi traitée dans la littérature. Il existe donc plusieurs types de commande parmi lesquels nous pouvons citer :

- Commande par modes glissants [Foo09, Hua10, Foo10 et Ezz10]
- Commande par Backstepping [Pen10, Tra12 et Kar11].
- Technique de linéarisation [Ino10, Lin08, et Tit10].

La plupart des méthodes de commande sans capteur basées sur le modèle de la machine présentées dans la bibliographie ne sont pas testées à basse vitesse et fort couple.

Quelques tests de robustesse vis-à-vis des variations de paramètres électriques ont été présentés dans [Gol06, Ous05 et Cho11] pour valider l'efficacité de ces algorithmes proposés. Une autre difficulté de la commande sans capteur mécanique qui n'est pas toujours traitée dans la littérature est la preuve de stabilité de l'ensemble (Observateur+Commande) en boucle fermée qui est traitée dans ce mémoire par l'approche TS.

Afin d'améliorer les performances des systèmes de commande, il est impératif de prendre en considération les non-linéarités dans la phase de modélisation. Cela permet de décrire le comportement d'un système réel sur une large plage de fonctionnement avec une meilleure précision comparée à celle obtenue avec des modèles linéaires. Pour cette raison, les travaux sur les systèmes non linéaires n'ont pas un cadre général, comme c'est le cas pour les modèles linéaires, mais traitent des classes spécifiques de modèles non linéaires, comme par exemple les systèmes lipchitziens, les systèmes bilinéaires et les systèmes LPV.

La stratégie de reconstruction d'état proposée dans ce mémoire utilise une technique de modélisation visant à obtenir un modèle tenant compte des non-linéarités du système et offrant une structure simple et facilement exploitable du point de vue mathématique. Cette approche porte le nom général d'approche multimodale. Celle-ci s'appuie sur l'utilisation d'un ensemble de sous-modèles de structures simples, chaque sous-modèle décrivant le comportement du système dans une "zone de fonctionnement" particulière. Ces sous-modèles servent alors à la description du comportement dynamique global du système en utilisant des fonctions non linéaires (fonctions de poids) définissant la contribution de chaque sous-modèle.

La capacité des multi modèles à représenter ou à approcher le comportement dynamique d'un système réel a été largement reconnue. En effet, d'une part, ils offrent la possibilité de décrire des comportements non linéaires très complexes avec une structure simple inspirée des modèles linéaires. D'autre part, leur structure particulière permet l'extension de certains résultats obtenus dans le cadre des systèmes linéaires [Tan01].

Les modèles de type T-S sont les plus étudiés dans la littérature, ils sont décrits par un ensemble de sous-modèles partageant un vecteur d'état unique [Tak85].

Deux catégories peuvent être considérées selon la nature des variables intervenant dans les fonctions poids. En effet, ces variables, appelées variables de décision ou variables de prémisse, peuvent être connues (entrée ou sortie du système, ...) ou inconnues (état du système, ...). La catégorie des modèles T-S à variables de décision mesurables (VDM) a fait l'objet de nombreux développements dans divers domaines et notamment en commande, stabilisation, estimation d'état [Tan01] et au diagnostic. En revanche, la seconde catégorie (VDNM) est très peu explorée, en particulier dans le domaine de la conception d'observateurs et de leur exploitation pour le diagnostic.

L'obtention d'un modèle T-S pour la machine synchrone MSAP en commande vectorielle par l'application de la méthode des secteurs non linéaires convexe et la transformation polytopique conduit souvent à inclure l'état dans les variables de décision [Nag09]. Outre les avantages offerts par le modèle T-S, le modèle à variables de décision non mesurables (VDNM) permet d'avoir une représentation exacte d'un modèle non linéaire exprimé sous une forme générale. L'objectif du travail présenté dans cette thèse est d'exploiter la structure T-S à variables de décision non mesurables, afin de concevoir des observateurs d'état pour la commande des systèmes non linéaires (Commande MVT de la machine synchrone et : Commande basée observateur). Par la suite, le problème de diagnostic est introduit et nous nous intéresserons spécifiquement aux défauts électriques pouvant survenir au stator des machines à aimants permanents. Les défauts de bobinages sont parmi les plus répandus. La machine à aimants possède une caractéristique de fluxage permanent dû à la présence des aimants au rotor. De ce fait, certaines catégories de défaillance comme les courts circuits entre-spire sont particulièrement critiques car même une déconnexion de la machine de son dispositif d'alimentation ne permet pas « d'éteindre » le défaut. La présence d'un flux variable dans la spire en court-circuit entretient la présence d'une force électromotrice donc d'un courant pouvant s'avérer destructeur. Ces défauts, auxquels nous nous intéressons plus particulièrement à cause de leur criticité, nécessite donc l'emploi de techniques de détection particulièrement réactives pour en connaître au plus tôt l'occurrence [Bab09. Amo12et Kas13].

1. Pour répondre à ces critères, l'orientation méthodologique choisie est le suivi paramétrique de modèles électriques de la MSAP. Parmi les techniques disponibles, notre choix s'est porté sur l'estimation par l'algorithme d'estimation MVT basé sur le modèle TS avec et sans défauts.

2. Il permet de mettre au point des algorithmes de suivi paramétriques possédant des dynamiques compatibles avec les exigences d'une surveillance en ligne avec des indicateurs de défauts.

Organisation de la thèse :

La thèse est organisée de la façon suivante. Le premier chapitre présente quelques notions de base sur les systèmes non linéaires modélisés par les modèles de Takagi-Sugeno en utilisant l'approche des secteurs non linéaires convexe. Ensuite, l'étude de la stabilité et de la stabilisation est faite par une approche utilisant une fonction de Lyapunov quadrature [Tan92] et [Wan96]. Des propriétés de stabilité et de stabilisation peuvent alors être déduites par la résolution d'un ensemble d'inégalités linéaires matricielles (LMIs). Par exemple, dans [Tan98], l'utilisation d'une loi de commande PDC (Parallèle Distributed Compensation) permet d'élaborer des lois de commande par retour d'état TS. Le chapitre rappelle également quelques résultats obtenus en utilisant un observateur TS. La résolution des équations obtenues faisant appel aux outils LMIs, un rappel des propriétés est également fait.

Le chapitre deux est consacré au développement de différentes méthodes de conception des contrôleurs et d'observateurs pour les systèmes non linéaires décrits par des modèles de Takagi-Sugeno (TS) à variables de décision non mesurables [Ich11]. Les approches rapportées dans cette section sont basées sur l'approche par le théorème de la valeur moyenne et la méthode par secteur non linéaire [Zem07]. L'étude est faite sur les modèles T-S à VDNM à temps continu. Par la suite, une méthode de relaxation des conditions de convergence de l'erreur d'estimation d'état est proposée. Des exemples d'estimations d'états et de modélisations appliquées à la machine à courant continu sont discutés.

Dans le troisième chapitre, nous rappelons d'abord les différents modèles d'état de la machine synchrone à aimant permanent MSAP dans le repère de Concordia ($\alpha\beta$), repère de Park (dq) et le modèle sous sa commande vectorielle conventionnelle. Ensuite nous nous intéressons plus spécifiquement au problème de sa représentation par un modèle TS en utilisant les transformations par secteur non linéaire et polytopique qui est validée par des simulations numériques. De l'autre côté, une attention est donnée particulièrement à l'observation de l'état de la machine. Au travers de ces études, nous pourrions conclure que dans le cas où la vitesse est une grandeur mesurable ou non mesurable [Gha05], les propriétés d'observabilité de l'état de la machine sont vérifiées. Ensuite la reconstruction des variables d'état électriques (courants) et mécaniques (vitesses) de la machine par un observateur par l'approche PDC est introduite.

La synthèse des gains de l'observateur et du contrôleur par l'approche PDC pour le système non linéaire est établit par la résolution des inégalités LMI en utilisant le logiciel YALMIP sous l'environnement du logiciel MATLAB/Simulink.

Dans la suite de ce chapitre, nous présentons les différentes lois de la commande non linéaire PDC avec et sans capteur mécanique de la machine synchrone. Une démonstration de la convergence globale de l'ensemble "Observateur et Commande TS à PDC » est aussi présentée. La synthèse de la structure de commande et la stabilité de la boucle fermée complète est assurée en utilisant le principe de séparation [Yon01] qui existe dans ce cas. Ce point représente un des intérêts majeurs de la méthode proposée. Des résultats des simulations de ces commandes sans et avec capteurs sont discutées.

Le quatrième chapitre est consacré à la commande vectorielle en utilisant les concepts des lois de commande MVT, MVT basé observateur et MVT étendu avec la performance H_∞ en considérant la vitesse comme une grandeur mesurable. Une démonstration de convergence par la théorie de Lyapunov est donnée. Ce point représente un des intérêts majeurs de la méthode proposée. Des résultats des simulations de ces commandes sans et avec capteurs sont discutées. En effet l'alimentation de ce type de machines est souvent assurée par des onduleurs de tension dont les composants commutent de plus en plus rapidement. De ce fait, le défaut de court-circuit entre spires dans une phase statorique [AUB14],[LEB12],[BAB09],[BEL13]et [KHO09] est l'un des défauts qui menace le plus les MSAP notamment ceux utilisés dans les actionneurs de systèmes embarqués. Finalement, nous aborderons dans ce chapitre, à l'aide des modèles d'estimation basés sur l'observateur TS et l'approche MVT et MVT étendue, la surveillance en ligne de défauts de courts circuits de bobinages au stator de la MSAP. Lors de l'occurrence d'un défaut entre-spires, la topologie du stator est modifiée entraînant des déséquilibres de structure. L'algorithme de suivi va lui aussi percevoir ces changements de structure et réagir par des variations de paramètres basés sur un indicateur de défaut. Des résultats de simulations ont été obtenus et discutés.

Une conclusion générale est donnée à la fin de cette thèse avec des orientations et perspectives.

Chapitre 1

Modèles flous de type T-S : Stabilité et stabilisation

1.1 Introduction :

Les modèles de Takagi-Sugeno (T-S) constituent une représentation mathématique très intéressante des systèmes non linéaires car ils permettent de représenter tout système non linéaire, quelle que soit sa complexité, par une structure simple en s'appuyant sur des modèles linéaires interpolés par des fonctions non linéaires positives ou nulles et bornées. Ces modèles permettent de représenter de manière précise les systèmes non linéaires. Ils ont une structure simple présentant des propriétés intéressantes les rendant facilement exploitables du point de vue mathématique et permettant l'extension de certains résultats du domaine linéaire aux systèmes non linéaires. Le modèle flou (TS) proposé par [Tak85] et [Sug88] est constitué historiquement par un ensemble de règles floues de la forme « Si...Alors » dont chaque conclusion représente une relation d'entrées/sorties linéaire. Dans la suite, la représentation TS continue sera discutée.

1.2 Représentation des modèles flous de type Takagi-Sugeno (T-S) :

Les modèles flous de type Takagi-Sugeno sont représentés dans l'espace d'état par des règles floues de type « Si –Alors ». Les parties prémisses de ces règles floues sont représentatives de l'univers du discours sur lequel le modèle flou est valide et, les parties conclusions correspondent à des modèles locaux invariants dans le temps (représentations d'état linéaires). A titre d'exemple, ce type de modèle flou s'avère utile pour la représentation des systèmes non linéaires tels que les systèmes électriques, chaotiques, etc. [Bou09]. La $i^{\text{ème}}$ règle floue d'un modèle T-S (par exemple dans le temps continu) s'écrit alors sous la forme :

$$R^i : \text{SI } z_1(t) \text{ est } F_1^i(z_1(t)) \text{ ET } z_2(t) \text{ est } F_2^i(z_2(t)) \dots z_p(t) \text{ est } F_p^i(z_p(t))$$
$$\text{ALORS } \begin{cases} \dot{x}_i(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \\ y_i(t) = C_i x(t) + D_i u(t) \end{cases} \quad (1.1)$$

Où R^i représente la $i^{\text{ème}}$ règle floue, $i=1, \dots, r$, $F_j^i(z_j(t))$ pour $j=1, \dots, r$ sont les sous-ensembles flous, r le nombre de règles floues, $z_j(t)$ sont les variables de prémisses qui

dépendent de l'entrée et/ou de l'état du système, $x(t) \in R^n$, $y(t) \in R^q$, $u(t) \in R^m$ représentent respectivement le vecteur d'état, le vecteur de sortie et le vecteur de commande.

$A_i \in R^{n \times n}$, $B_i \in R^{n \times m}$, $C_i \in R^{q \times n}$, $D_i \in R^{q \times m}$ sont des matrices décrivant la dynamique du système.

A chaque règle R^i est attribué un poids noté $\lambda_i(z(t))$. Ce poids dépend du degré d'appartenance des variables de prémisses $z_j(t)$ aux sous-ensembles flous $F_j^i(z_j(t))$ et du connecteur « **ET** » reliant les prémisses choisi telles que:

$$\lambda_i(z(t)) = \prod_{j=1}^p F_j^i(z_j(t)), \quad i \in I_r \quad (1.2)$$

Puisque les fonctions d'appartenance prennent leur valeur dans l'intervalle $[0,1]$.

À partir des poids attribués à chaque règle, les sorties finals des modèles flous (1.1) sont inférées de la manière suivante, qui correspond à une défuzzification:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \frac{\sum_{i=1}^r \lambda_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t))}{\sum_{i=1}^r \lambda_i(z(t))} \\ y(t) &= \frac{\sum_{i=1}^r w_i(\xi(t))(C_i x(t) + D_i u(t))}{\sum_{i=1}^r w_i(\xi(t))} \end{aligned} \quad (1.3)$$

Qui peuvent être réécrites :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(C_i x(t) + D_i u(t)) \end{aligned} \quad (1.4)$$

Avec : $\frac{\lambda_i(z(t))}{\sum_{i=1}^r \lambda_i(z(t))}$ vérifiant une propriété de somme convexe, c'est-à-dire :

$$\sum_{i=1}^r h_i(z(t)) = 1 \quad \text{et} \quad \lambda_i(z(t)) \geq 0 \quad \text{pour tout } t.$$

Finalement, la défuzzification du modèle flou permet d'obtenir la représentation d'état d'un modèle non linéaire par l'interconnexion de modèles locaux invariants dans le temps par des fonctions d'activation non linéaires, On obtient alors:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^r h_i(z(t))(C_i x(t) + D_i u(t)) \end{cases} \quad (1.5)$$

Dans le cadre de la modélisation par modèles Takagi-Sugeno, on rencontre souvent les termes : variables de prémisses, fonctions d'appartenance ou d'activation, zones de fonctionnement et défuzzification. Ceux-ci sont précisés par les définitions suivantes :

- **Variables de prémisses** : notées $z(t) \in R^j$. Grandeurs connues et accessibles permettent l'évaluation des fonctions d'appartenance. Elles dépendent éventuellement des variables d'état mesurables et/ou de la commande.
- **Fonctions d'appartenance** : notées $h_i(z(t)) : R^j \rightarrow R$, ce sont des fonctions non linéaires dépendant des variables de prémisses associées aux différentes zones de fonctionnement. Elles permettent de traduire la contribution d'un modèle local LTI correspondant à un point de fonctionnement par rapport à la zone de fonctionnement du système. Ainsi, elles assurent le passage progressif d'un modèle local LTI aux modèles locaux voisins.
- **Les zones de fonctionnement** : représentées par des domaines l_i obtenus via la décomposition de l'espace de fonctionnement du système l , avec $l = \bigcup_i l_i$
- **Défuzzification** : La défuzzification transforme l'ensemble flou de sortie $B \in R$ en une valeur numérique, $y^* \in R$. La défuzzification est un art plus qu'une science de manière qu'on ne trouve jamais une méthode systématique pour choisir la stratégie de défuzzification, sauf la simplicité. Les méthodes les plus connues sont : Méthode du maximum, Méthode de la moyenne des maxima, Méthode du centre de gravité, etc.

La figure 1.1 illustre le schéma détaillé d'un modèle T-S.

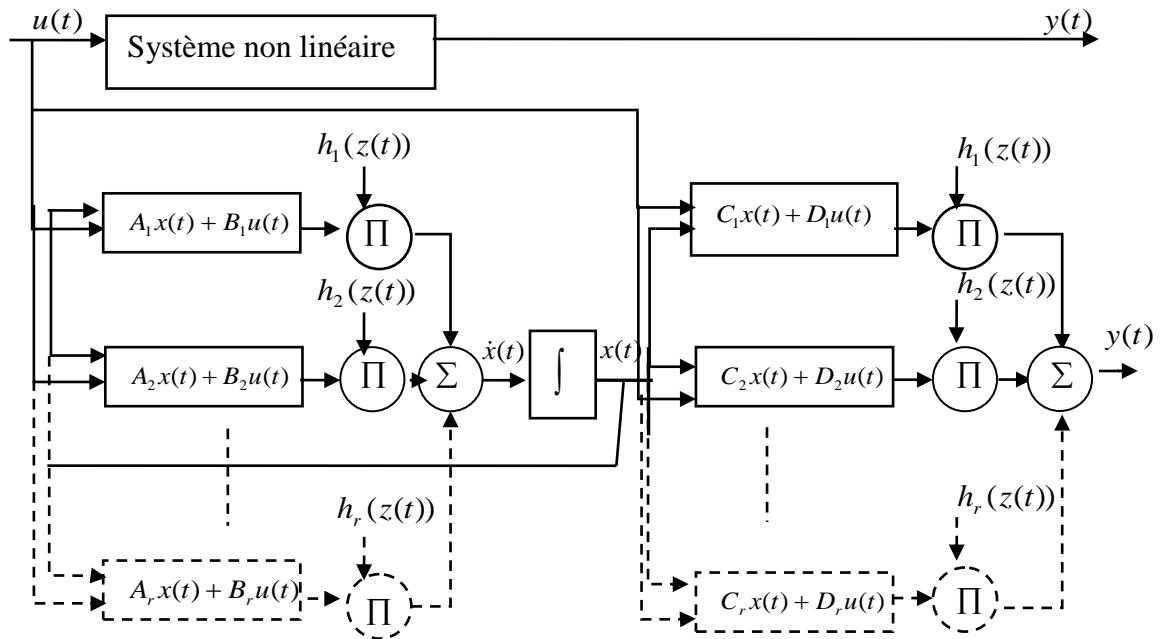


Figure 1.1 : Structure et implémentation d'un modèle T-S

1.3 Obtention des modèles flous :

L'obtention de modèles flous sous cette forme peut être réalisée par différentes approches:

- obtenir un modèle flou directement à partir du modèle de connaissances [Tan98],
- obtenir un modèle flou par linéarisation autour de plusieurs points de fonctionnement [Tan95], on se retrouve dans ce cas dans le cadre du multi modèle,
- obtenir un modèle flou par identification [Tak85], [Sug88], [Oua96]..

Dans ce mémoire, nous nous sommes basés sur l'approche par secteurs non linéaires.

Approche par secteur non linéaire :

Cette méthode garantit la construction d'un modèle T-S représentant exactement un modèle non linéaire sur un espace compact des variables d'état. Notons que l'approche par secteur non linéaire permet d'associer une infinité de modèles T-S pour un système non linéaire suivant le découpage des non-linéarités réalisé. Une approche systématique de découpage en secteurs non linéaires repose sur le lemme suivant:

Lemme 1.1 [Mor01] :

Soit $f(x(t)) : R \rightarrow R$ une fonction bornée, il existe toujours deux fonctions $w_1(x(t))$ et $w_2(x(t))$ ainsi que, deux scalaires α et β tels que :

$$f(x(t)) = \alpha \times w_1(x(t)) + \beta \times w_2(x(t)) \quad (1.6)$$

Avec:

$$w_1(x(t)) + w_2(x(t)) = 1, w_1(x(t)) \geq 0 \text{ et } w_2(x(t)) \geq 0 \quad (1.7)$$

▪ **Preuve :**

Sous l'hypothèse que la fonction $f(x(t))$ est bornée telle que $\alpha \leq f(x(t)) \leq \beta$, il est possible d'écrire :

$$f(x(t)) = \alpha \times w_1(x(t)) + \beta \times w_2(x(t)) \quad (1.8)$$

Avec :

$$\alpha = \max(f(x(t))), \quad \beta = \min(f(x(t))), \quad w_1(x(t)) = \frac{f(x(t)) - \beta}{\alpha - \beta} \quad \text{et} \quad w_2(x(t)) = \frac{\alpha - f(x(t))}{\alpha - \beta}$$

Dans ce cas, le modèle T-S (1.8) obtenu représente de façon exacte le modèle non linéaire pour $x \in R^n$ et comporte 2^{nl} règles floues où nl correspond au nombre de non linéarités du système non linéaire réel.

1.4 Analyse de la stabilité des modèles flous Takagi-Sugeno (T-S) :

La structure simple des modèles T-S sous forme d'interpolation de modèles linéaires locaux, a permis aux chercheurs de l'exploiter dans l'analyse de la stabilité et la stabilisation des systèmes non linéaires dans toutes leurs complexités. Souvent, l'étude de la stabilité et de la stabilisation fait appel à la théorie de Lyapunov, notamment, la seconde méthode. Des propriétés de stabilité peuvent alors déduites par la résolution d'un ensemble d'inégalités matricielles linéaires (LMIs). Les LMIs [Boy94], s'ils s'avèrent qu'elles admettent une solution, peuvent être résolues à l'aide d'outils issus du domaine de l'optimisation convexe.

Dans cette section, nous présentons un bref rappel sur quelques approches permettant l'étude de la stabilité des modèles T-S et la synthèse de lois de commande. Parmi ces approches, on cite l'approche quadratique de Lyapunov, et les approches LMI. Un aperçu sur quelques résultats de la stabilité et la stabilisation des modèles T-S existants dans la littérature est rappelé dans ce qui suit.

1.4.1 Analyse convexe et inégalités matricielles linéaires (LMI) :

Une inégalité matricielle linéaire (LMI) stricte en x ait la forme suivante [Boy94]

$$F(x) = F_0 + \sum_{i=1}^n x_i F_i > 0 \tag{1.9}$$

avec $F_0 = F_0^T$ et $i = 1, 2, \dots, n$ de $R^{n \times n}$ est une famille de matrices symétriques données, $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \in R^n$ est un vecteur. La contrainte $F(x) > 0$ est convexe et appelée contrainte LMI.

Dans [Boy96], on distingue trois types de problèmes d’optimisation convexe rencontrés sous forme de LMI. Un rappel sur ces problèmes est donné dans l’annexe B.

Parmi les techniques existantes de transformation d’un problème d’optimisation d’inégalités matricielles non linéaires à un problème d’optimisation LMI sont :

- ◆ **Le complément de Schur** permet de transformer des non linéarités convexes en LMIs

Lemme 1.2 [Boy94] : Soient trois matrices $Q(x) = Q(x)^T$, $R(x) = R(x)^T$ et $S(x)$ affines par rapport à la variable x , les LMIs suivantes sont équivalentes:

$$R(x) > 0, \quad Q(x) - S(x)R(x)^{-1}S^T(x) > 0 \tag{1.10}$$

$$\begin{pmatrix} Q(x) & S(x) \\ S(x)^T & R(x) \end{pmatrix} > 0$$

- ◆ **La technique de S-procedure** est une méthode permettant l’obtention d’une contrainte convexe à partir d’un ensemble de contraintes non convexes.

Lemme 1.3 [Boy94] : Soient $F_0, F_1, \dots, F_p, \forall i, F_i \geq 0$, des fonctions quadratiques en

$x \in \mathfrak{R}^n$:

$$F_i(x) = x^T T_i x + 2u_i^T x + v_i, i \in I_p \tag{1.11}$$

Où $T_i = T_i^T$, on considère la condition

$$F_0(x) \geq 0, \text{ tel que } F_i(x) \geq 0, i \in I_p \tag{1.12}$$

s’il existe : $\tau_1 \geq 0 \dots \tau_p \geq 0$, tels que pour tout x ,

$$F_0(x) + \sum_{i=1}^p \tau_i F_i(x) \geq 0 \tag{1.13}$$

Alors (1.12) est vérifiée.

1.4.2 Stabilité au sens de Lyapunov :

Cette classe de fonction joue un rôle très important dans l'étude de la stabilité et la stabilisation des contrôleurs et/ou observateurs [Tak92, Tan94, Wan96, Tan96], et que l'on utilisera dans cette thèse, et elle est de la forme :

$$V(x(.)) = x^T(.)Px(.) \quad (1.14)$$

avec $P = P^T > 0$.

Malgré le succès qu'a connu l'approche quadratique, l'obtention des conditions de stabilité semble, par fois, très conservatives. Des efforts sont menus pour introduire des relaxations sur les contraintes dont des résultats sont reportés dans [Tan97, Fan06]. Néanmoins, ces relaxations restent insuffisantes dans certains cas, et plus particulier, dans le cas où le nombre des contraintes de stabilité est important. De manière à échapper au pessimisme de la fonction quadratique, il est nécessaire d'envisager d'autres candidates de Lyapunov non quadratiques.

Le principe de stabilité selon Lyapunov repose sur le comportement du système dynamique du point de vue de son énergie totale. Cette énergie est représentée généralement par une fonction $V(x(t))$ de l'état x du système. Le signe de cette fonction et sa dérivée temporelle dans un certain voisinage du point d'équilibre donne une information sur la stabilité du système. La théorie de stabilité de Lyapunov fait appel à nombreux concepts, que nous les rappelons dans l'Annexe C. Le principal résultat montre que pour un système autonome à temps continu $\dot{x} = f(x)$; l'origine est un point d'équilibre globalement asymptotiquement stable, s'il existe une fonction positive vérifiant les conditions suivantes :

$$\text{Cas continu : } \begin{cases} i) V(x(t)) > 0 \\ ii) \dot{V}(x(t)) < 0 \\ iii) V(0) = 0 \text{ et } V(\infty) \rightarrow \infty \end{cases} \quad (1.15)$$

1.4.3 Stabilité quadratique :

L'approche proposée dans cette section repose sur les fonctions de Lyapunov quadratiques définies par (1.14). Il s'agit de chercher une fonction de Lyapunov telles que les conditions de stabilité (système continu) sont vérifiées.

Les modèles T-S en boucle ouverte définie comme suit :

$$\bullet \text{ Cas continu : } \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) A_i x(t) \quad (1.16)$$

Le premier résultat concernant la stabilité des modèles T-S a été donné par Tanaka et Sugeno :

Théorème 1.1 : (cas continu) [Tan92] *L'équilibre du modèle T-S (1.15) est asymptotiquement stable, s'il existe une matrice $P = P^T \succ 0$ telle que :*

$$A_i^T P + P A_i \prec 0, \quad \forall i \in I_n \quad (1.17)$$

▪ **Preuve :** la dérivée de la fonction de Lyapunov quadratique (1.14) associée au système (1.15)

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}^T(t) P x(t) + x^T(t) P \dot{x}(t) = x^T(t) \left[\sum_{i=1}^r h_i(x(t)) (A_i^T P + P A_i) \right] x(t)$$

Si $A_i^T P + P A_i \prec 0$ alors $\dot{V}(x(t)) \prec 0, \forall i \in I_n$

1.5 Stabilisation des modèles T-S :

L'une des premières idées de stabilisation de ces modèles consiste à utiliser des retours d'état linéaires. Ces derniers ont vite été supplantés par une loi de commande qui permette de prendre en compte les non linéarités des modèles flous connue sous le nom de PDC (Parallel Distributed Compensation) [Tanaka et Sano, 2001 Tanaka].

1.5.1 Concept PDC (Parallel Distributed Compensation) :

Ce concept utilise une loi de commande linéaire pour chaque sous-modèle. Le résultat est non linéaire en général. L'idée est de créer un compensateur pour chaque règle du modèle flou. La procédure est la suivante :

- représentation floue T-S du système à commander.
- chaque règle de commande est conçue à partir de la règle du modèle flou précédemment défini.
- un gain de commande par retour d'état constitue la partie conclusion de chaque sous modèle flou tel que

$$u(t) = \sum_{j=1}^r h_j(x(t)) K_j x(t)$$

Le régulateur ainsi conçu partage la même base de règles que le modèle flou (pour sa partie prémisse), alors (1.5) s'écrit :

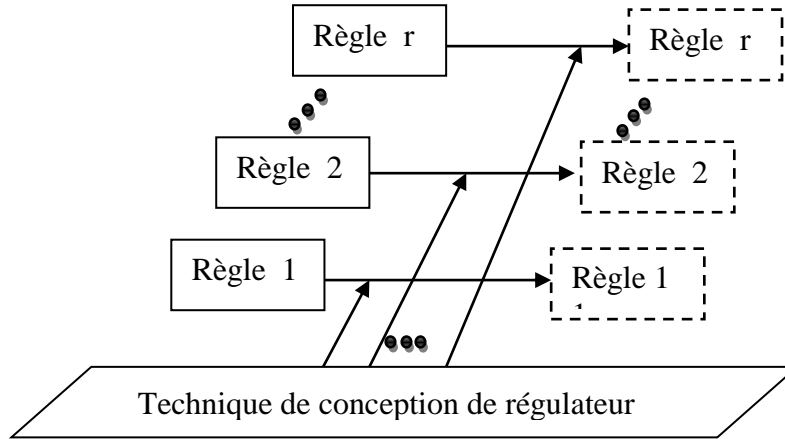


Figure 1.2 : Représentation du concept PDC

$$\dot{x}(t) = \frac{\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \lambda_i(x(t)) \lambda_j(x(t)) \{A_i - B_i K_j\} x(t)}{\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \lambda_i(x(t)) \lambda_j(x(t))} \quad (1.18)$$

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(x(t)) h_j(x(t)) \{A_i - B_i K_j\} x(t)$$

On pose $G_{ij} = A_i - B_i K_j$

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(x(t)) h_j(x(t)) G_{ij} x(t) + 2 \sum_{i < j} h_i(x(t)) h_j(x(t)) \left\{ \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right\} x(t) \quad (1.19)$$

Théorème 1.2 :(cas continu) [Tan98] *L'équilibre du modèle T-S (1.18) est asymptotiquement stable, s'il existe des matrices $P = P^T \succ 0$ et K_i telles que :*

$$\begin{cases} G_{ii}^T P + P G_{ii} \prec 0, & \forall i \in I_n \\ \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) \leq 0, & i < j \end{cases} \quad (1.20)$$

Pour tous les i et j , sauf le paire (i, j) telles $h_i(z(t))h_j(z(t))=0$ avec $G_{ij} = A_i - B_i K_j$

1.5.2 Stabilité relâchée d'un modèle flou complet :

Si le nombre de règles r est assez grand il peut être difficile de trouver la matrice P commune.

L'idée est de relâcher les conditions de stabilité [Tan01] et est basée sur la propriété suivante :

$$\sum_{i=1}^r h_{i=1}^2(x(t)) - \frac{1}{r-1} \sum_{i=1}^r \sum_{i < j} 2h_i(x(t))h_j(x(t)) \geq 0$$

Où :

$$\sum_{i=1}^r h_i(x(t)) = 1, h_i(x(t)) \geq 0$$

Vérifiée par :

$$\sum_{i=1}^r h_{i=1}^2(x(t)) - \frac{1}{r-1} \sum_{i=1}^r \sum_{i < j} 2h_i(x(t))h_j(x(t)) = \frac{1}{r-1} \sum_{i=1}^r \sum_{i < j} \{h_i(x(t)) - h_j(x(t))\}^2 \geq 0$$

Les nouvelles conditions de stabilité sont définies par le théorème suivant :

Théorème 1.3 : [Tan98] *Le système complet continu est asymptotiquement stable s'il existe une $P > 0$ définie positive, une matrice Q commune positive semi définie telles que :*

$$\begin{aligned} &G_{ii}^T P + P G_{ii} + (s-1) \\ &\left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) - Q \leq 0, \quad i < j < 0 \end{aligned} \quad (1.21)$$

Pour tous les i et j , sauf les paires (i, j) telles $h_i(z(t))h_j(z(t))=0$ avec $G_{ij} = A_i - B_i F_j$

s est le nombre de règle activées simultanément, tel que $1 < s \leq r$, avec r est le nombre de règle.

1.5.3 Stabilité du modèle flou T-S augmenté :

Un observateur est nécessaire lorsque une partie de l'état n'est pas accessible .Le but étant d'obtenir une convergence asymptotiquement de l'erreur de prédiction d'état :

$$x(t) - \hat{x}(t) \rightarrow 0 \text{ quand } t \rightarrow \infty .$$

Ou $\hat{x}(t)$ représente le vecteur d'état estimé par l'observateur. Le modèle flou T-S augmenté est composé d'un modèle flou, d'un régulateur flou et d'un observateur flou, figure 1.3.

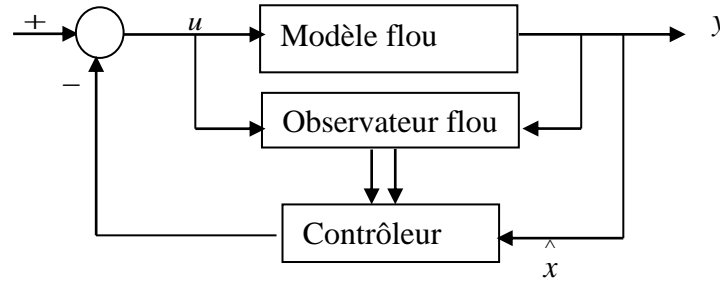


Figure 1.3 : Représentation du système augmenté

1.5.3.1 Observateur flou :

Les règles floues de l'observateur flou sont basées sur les règles du modèle flou utilisé. Si les modèles flous utilisés sont décrit par (1.5) dans le cas continu, les observateurs flous continus (OFC) sont définis comme suit [Tan98]

Règle de l'observateur :

si $z_1(t)$ est F_1^i est $z_2(t)$ est F_2^i ...et $z_p(t)$ est F_p^i

$$\text{Alors } \begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i (y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C_i \hat{x}(t) \end{cases} \quad (1.22)$$

Avec les notations $h_i(\hat{x}(t)) = \frac{\lambda_i(\hat{x}(t))}{\sum_{i=1}^r \lambda_i(\hat{x}(t))}$ et $\sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t)) = 1$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t)) A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i (y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t)) C_i \hat{x}(t) \end{cases} \quad (1.23)$$

Le calcul des poids de chaque règle s'effectue à partir des variables de prémisse. Deux cas sont à envisager :

- ✓ Les variables de prémisse sont mesurables et il est possible de calculer les poids des règles de l'observateur en remplaçant $h_i(\hat{x}(t))$ par $h_i(x(t))$, [Fen97] et [Ver98].

- ✓ Les variables de prémisses sont non mesurables, il faut donc les reconstruire et utiliser leurs estimées dans le calcul des poids des règles de l'observateur par $h_i(\hat{x}(t))$, [Tan98].

La stabilité du modèle augmenté complet sera donc étudiée suivant les deux cas précédents.

1.5.3.2 Cas des variables de prémisses mesurables :

Le régulateur possède une loi de retour d'état linéaire donc la forme suivante :

$$u = -\sum_{i=1}^r h_i(x(t)) K_i \hat{x}(t) \quad (1.24)$$

Et en remplaçant (1.23) dans (1.22) et (1.5) le système augmenté est représenté par :

$$\begin{aligned} \dot{x}_a &= \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(x(t)) h_j(x(t)) G_{ij} x_a(t) \\ &= \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(x(t)) h_j(x(t)) G_{ii} x_a(t) + 2 \sum_{i < j}^r h_i(x(t)) h_j(x(t)) \left\{ \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right\} x_a(t) \end{aligned} \quad (1.25)$$

Avec :

$$\begin{aligned} x_a(t) &= \begin{bmatrix} x(t) \\ \tilde{x}(t) \end{bmatrix}, \quad \tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t) \\ G_{ij} &= \begin{bmatrix} A_i - B_i K_j & B_i K_j \\ 0 & A_i - L_i C_j \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Il est donc possible dans le cas de variables de prémisses mesurables, de déterminer séparément les gains de commande K_i et les gains de l'observateur L_i .

1.5.3.3 Cas des variables de prémisses non mesurables :

Le régulateur flou utilise les variables reconstruites et sa structure est modifiée par rapport à (1.22) et s'écrit :

$$u = -\sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t)) K_i \hat{x}(t) \quad (1.26)$$

Et en remplaçant (1.25) dans (1.5) et (1.22) le système augmenté est représenté par :

$$\dot{x}_a = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r \sum_{s=1}^r h_i(x(t)) h_j(\hat{x}(t)) h_s(\hat{x}(t)) G_{ijs} x_a(t) \quad (1.27)$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(x(t)) h_j(\hat{x}(t)) h_s(\hat{x}(t)) G_{ij} x_a(t) \\
 &+ 2 \cdot \sum_{i=1}^r \sum_{i < j}^r h_i(\hat{x}(t)) h_j(x(t)) h_s(\hat{x}(t)) \cdot \left\{ \frac{G_{ijs} + G_{isj}}{2} \right\} x_a(t)
 \end{aligned} \tag{1.28}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 x_a(t) &= \begin{bmatrix} x(t) \\ \tilde{x}(t) \end{bmatrix}, \tilde{x}(t) = x(t) - \hat{x}(t) \\
 G_{ijs} &= \begin{bmatrix} A_i - B_i K_s & B_i K_s \\ S_{ijs}^1 & S_{ijs}^2 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{1.29}$$

Théorème 1.4 [Tan98a] : *Le système augmenté continu est asymptotiquement stable, s'il existe des matrices $P \succ 0$ définies positive et vérifie :*

$$\begin{aligned}
 &G_{ij}^T P + P G_{ij} \prec 0, \quad \forall i \in I_n \\
 &\left(\frac{G_{ijs} + G_{isj}}{2} \right)^T P + P \left(\frac{G_{ijs} + G_{isj}}{2} \right) \leq 0, \quad i \prec s
 \end{aligned} \tag{1.30}$$

Pour tous les i, j et s , sauf les paires (i, j, s) telles que $h_i(x(t)) h_j(\hat{x}(t)) h_s(\hat{x}(t)) = 0$.

Plusieurs de ces approches ont été utilisées dans le domaine de la commande et de la stabilisation par retour d'état ou par retour de sortie [Gue06], [Cha02], [Tanaka et Wan01], [Yon08], [Tan03].

Il faut noter que dans les problèmes de stabilisation, le fait d'avoir des variables de décision non mesurables impose l'utilisation d'un observateur afin d'estimer l'état. Le problème devient alors un problème de stabilité d'un système incertain où les incertitudes sont dues à la non mesurabilité des variables de décision.

Dans la majorité des travaux traités, l'entrée $u(t)$ est remplacée par la loi de commande utilisée. L'entrée n'apparaît donc pas dans les équations, de ce fait des conditions sur $u(t)$ ne sont pas nécessaires. Par contre, dans les problèmes d'estimation d'état et de conception d'observateurs destinés au diagnostic, le fait d'avoir des variables de décision non mesurables dans le modèle T-S complexifie le problème et rend inexploitable les résultats obtenus dans le cas où les variables de décision sont mesurables. Ce point sera traité dans le prochain chapitre.

1.6 Conclusion :

En conclusion, les modèles de Takagi-Sugeno à variables de décision non mesurables sont intéressants car :

- ils permettent de représenter exactement le modèle non linéaire.
- une classe plus large de systèmes non linéaires peut être décrite à l'aide cette structure comparée aux modèles T-S à variables de décision mesurables.
- un seul modèle T-S suffit pour la conception d'observateurs

Malgré l'importance des modèles T-S à variables de décision non mesurables, peu de travaux ont été dédiés à cette classe de systèmes dans le domaine des entraînements électriques. Il est donc intéressant d'explorer les possibilités offertes par ces modèles dans le domaine de l'estimation d'état et au contrôle des systèmes non linéaires comme dans notre cas (commande vectorielle de la machine synchrone MSAP).

Chapitre 2

Reconstruction d'état et commande des systèmes de Takagi-Sugeno

2.1 Introduction :

Ce chapitre est consacré au développement de différentes méthodes de conception d'observateurs et de contrôle pour les systèmes non linéaires décrits par des modèles de Takagi-Sugeno à variables de décision non mesurables. Malgré l'intérêt, grandissant, porté au problème de l'estimation d'état à base de modèles TS, depuis quelques années, la conception d'observateurs pour des modèles T-S à variables de décision non mesurables reste rarement abordée dans la littérature. La section 2.2 et 2.5 présentent respectivement le problème de l'observation et de commande l'observation des modèles T-S à VDNM (variable de décision non mesurable) [Ich07a-b] par une méthode qui repose sur l'utilisation du théorème de la valeur moyenne ainsi que la méthode de transformation par secteurs non linéaires pour la conception de l'observateur et du contrôleur. L'étude est faite sur les modèles TS à VDNM à temps continu. Elles sont basées sur la réécriture du modèle T-S à VDNM sous différentes formes équivalentes, qui seront étudiées séparément. Dans cette approche, les erreurs dues à l'absence de mesure des variables de décision sont considérées comme des incertitudes de modèle [Ich08].

2.2 Observateurs pour les systèmes de Takagi-Sugeno :

Nous allons rappeler les principaux résultats concernant la conception d'observateurs pour systèmes T-S. Pour cela, considérons le modèle T-S suivant pour lequel la sortie est une fonction linéaire de l'état :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.1)$$

L'observateur le plus largement développé dans le littérature est une extension de celui de Luenberger dans [Tha93] pour les systèmes linéaires :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i (y(t) - \hat{y}(t))) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.2)$$

Afin de déterminer les gains de l'observateur, la stabilité du système générant l'erreur d'estimation d'état est étudiée, cette dernière étant définie par :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (2.3)$$

Sa dynamique est régie par une équation différentielle qui dépend de la connaissance ou non des variables de décision intervenant dans les fonctions d'activation. On définit alors deux cas selon que les variables de décision sont mesurables ou non mesurables.

2.2.1 Variables de décision mesurables (VDM) :

La majeure partie des travaux effectués sur la conception d'observateurs d'état pour les systèmes T-S s'appuie sur l'hypothèse de disponibilité des variables de décision $x(t) = \hat{x}(t)$ [Akh04]. De ce fait, l'observateur utilise les mêmes variables de décision que le modèle du système ce qui permet une factorisation par les fonctions d'activation lors de l'évaluation de la dynamique de l'erreur d'estimation d'état. Plus précisément, cette dernière s'écrit :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(A_i - L_i C)e(t) \quad (2.4)$$

Les gains L_i de l'observateur sont déterminés par analyse de la stabilité du système T-S (2.4).

Dans [Tanaka K. et al, 2001], l'analyse de la stabilité via une fonction de Lyapunov quadratique a permis l'obtention de conditions LMI pour la synthèse de l'observateur :

Théorème 2.1 [Pat98] : *l'erreur d'estimation d'état converge asymptotiquement vers zéro pour une matrice $P = P^T$ et des matrices $M_i \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ telles que les conditions suivantes soient satisfaites :*

$$PA_i + A_i^T P - M_i C - C^T M_i^T \prec 0 \quad , i = 1, \dots, r \quad (2.5)$$

Les gains de l'observateur sont obtenues à partir de l'équation :

$$L_i = P^{-1} M_i \quad (2.6)$$

2.2.2 Variables de décision non mesurables (VDNM) :

Dans le cas où les variables de décision ne sont pas connues, leur factorisation n'est plus possible et la dynamique de l'erreur d'estimation d'état s'écrit alors sous la forme :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) - \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i C e(t)) \quad (2.7)$$

En analysant la forme de l'équation d'état (2.7), on conclut que les résultats obtenus dans le cas des systèmes T-S à VDM ne sont pas applicables pour la détermination des gains L_i de l'observateur. Peu de travaux ont été menés pour résoudre ce problème. Néanmoins, on peut citer [Pat98] et [Cha02], où les auteurs proposent des conditions de convergence de l'erreur d'estimation d'état vers zéro en s'appuyant sur l'observateur de Thau-Luenberger [Guerra et al, 2006]. Les fonctions d'activation sont alors supposées de nature Lipchitziennes.

Théorème 2.2: [Ber01] *L'erreur d'estimation d'état entre le modèle T-S et l'observateur converge asymptotiquement vers zéros, s'il existe des matrices symétrique et définies positives $P \in R^{n \times n}$, $Q \in R^{n \times n}$ et des matrices $M_i \in R^{n \times n}$ ainsi qu'un scalaire positif γ tel que :*

$$\begin{aligned} A_i^T P + P A_i - C^T M_i^T - M_i C < -Q \\ \begin{bmatrix} -Q + \gamma^2 & P \\ P & -I \end{bmatrix} < 0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

2.3 Formulation du problème :

Considérons la classe de systèmes non linéaires de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) &= Cx \end{aligned} \quad (2.9)$$

Où $x(t) \in R^n$ est le vecteur d'état, $u(t) \in R^{n_u}$ est le vecteur des entrées, $y(t) \in R^{n_y}$ représente le vecteur de sortie. $A_i \in R^{n \times n}$ Sont les matrices d'état, $B_i \in R^{n \times n}$ sont les matrices d'influence de l'entrée et $C \in R^{n \times n}$ représenté la matrice de sortie ou d'observation. Enfin, les fonctions $h_i(x(t))$ représente les fonctions d'activation qui dépendent de l'état du système, et vérifient les propriétés suivants :

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) = 1 \\ 0 \leq h_i(x(t)) \leq 1 \end{cases} \quad (2.10)$$

L'objectif de ce chapitre est de construire un observateur d'ordre plein pour le système (2.9) ayant la structure :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i(y(t) - \hat{y}(t))) \\ \dot{\hat{y}}(t) = C \hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.11)$$

Où $\hat{x}(t)$ est l'état estimé. Les matrices L_i de dimension appropriées sont à déterminer de telle sorte que l'erreur d'estimation d'état converge asymptotiquement, voire exponentiellement, vers zéros.

L'erreur d'estimation d'état est donnée par :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (2.12)$$

En utilisant (2.9) et (2.11), la dynamique de l'erreur d'estimation d'état s'écrit :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^r (h_i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) - h_i(\hat{x}(t))(A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i C e(t))) \quad (2.13)$$

Dans ce chapitre, nous proposons quelque méthode complémentaire afin d'analyser la stabilité de (2.13) et de formuler les conditions de stabilité sous forme d'inégalités matricielle. La résolution de ces LMI permet alors de déterminer les gains L_i de l'observateur (2.11)

2.4 Observateur Lipschitzien :

Les approches rapportées dans cette section sont basées sur des hypothèses de Lipchitz. Ces hypothèses sont exprimées de différentes manières, afin d'obtenir des conditions de convergence de l'erreur d'estimation d'état vers zéro moins contraignantes. Nous allons utiliser l'hypothèse de Lipchitz classique modifiée par une autre formulation de cette hypothèse basée sur le théorème de la valeur moyenne MVT qui sera notre thème.

Dans cette section, nous présentons la méthode de conception de l'observateur (2.11) basée sur des hypothèses de Lipchitz et une transformation du système (2.9) [Ich10a].

Soient les matrices A_0, \bar{A}_i, B_0 et \bar{B}_i définies comme suit :

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{r} \sum_{i=1}^r A_i \\ \bar{A}_i &= A_i - A_0 \\ B_0 &= \frac{1}{r} \sum_{i=1}^r B_i \\ \bar{B}_i &= B_i - B_0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Par substitution des matrices A_0, \bar{A}_i, B_0 et \bar{B}_i dans le système (2.9) peut être réécrit de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_0 x(t) + B_0 u(t) + \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) (\bar{A}_i x(t) + \bar{B}_i u(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.16)$$

De la même manière, l'observateur (2.11) s'écrit sous la forme équivalente :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_0 \hat{x}(t) + B_0 u(t) + \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t)) (\bar{A}_i \hat{x}(t) + \bar{B}_i u(t)) + L(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.17)$$

L'erreur de reconstruction d'état est donnée par :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (2.18)$$

En utilisant (2.16) et (2.17), la dynamique de l'erreur d'estimation d'état s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) = & \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t)) (A_0 - LC)e(t) + \sum_{i=1}^r (\bar{A}_i (h_i(x(t))x(t) - h_i(\hat{x}(t))\hat{x}(t))) \\ & + \bar{B}_i (h_i(x(t)) - h_i(\hat{x}(t)))u(t) \end{aligned} \quad (2.19)$$

Tel que :

$$\dot{e}(t) = (A_0 - LC)e(t) + \Delta(x(t), \hat{x}(t), u(t)) \quad (2.20)$$

Où :

$$\begin{aligned} \Delta(x(t), \hat{x}(t), u(t)) = & \sum_{i=1}^r (\bar{A}_i (h_i(x(t))x(t) - h_i(\hat{x}(t))\hat{x}(t))) \\ & + \bar{B}_i (h_i(x(t)) - h_i(\hat{x}(t)))u(t) \end{aligned} \quad (2.21)$$

Une manière de justifier l'intérêt de l'introduction des matrices A_0 et \bar{A}_i est l'obtention d'une dynamique de l'erreur d'estimation d'état faisant apparaître un terme en $e(t)$. Les autres termes sont non linéaires et tendent vers zéro quand $e(t) \rightarrow 0$.

Dans cette partie, nous donnons des conditions de convergence de l'observateur en se basant sur la théorie de Lyapunov et des hypothèses sur les termes non linéaires $h_i(x(t))x(t) - h_i(\hat{x}(t))\hat{x}(t)$ et $(h_i(x(t)) - h_i(\hat{x}(t)))u(t)$

Pour l'étude de la convergence de l'erreur d'estimation d'état vers zéro, nous allons introduire les hypothèses nécessaires en se basant sur la méthode MVT.

2.5 Approche par le théorème de la valeur moyenne MVT :

Dans cette section, un autre raisonnement est adopté afin de réduire ce conservatisme. L'idée est d'utiliser l'hypothèse de Lipchitz sous une autre formulation. Le théorème de la valeur moyenne ainsi que la méthode de transformation par secteurs non linéaires permettent d'exprimer la dynamique de l'erreur d'estimation d'état sous la forme d'un système perturbé à la forme classique d'un système T-S autonome. L'objectif est de pouvoir réutiliser les travaux effectués sur la stabilité relaxée afin de réduire le conservatisme lié à l'hypothèse de Lipchitz.

Soit le système T-S à VDNM donné, dans le cas à temps continu, par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.22)$$

Il est aisé de récrire le système (2.22) sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_0 x(t) + B_0 u(t) + \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(\bar{A}_i x(t) + \bar{B}_i u(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.23)$$

L'observateur à temps continu suivant est proposé :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_0 \hat{x}(t) + B_0 u(t) + \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(\bar{A}_i \hat{x}(t) + \bar{B}_i u(t)) + L_0 (y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.24)$$

L'erreur d'estimation d'état dans le cas à temps continu, s'écrit :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (2.25)$$

Sa dynamique est :

$$\dot{e}(t) = (A_0 - LC)e(t) + \Phi(x(t), \hat{x}(t), u(t)) \quad (2.26)$$

Où :

$$\begin{aligned} \Phi(x(t), \hat{x}(t), u(t)) &= (f(x(t)) - f(\hat{x}(t))) \\ f(x(t)) - f(\hat{x}(t)) &= \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) \bar{A}_i x(t) + \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) \bar{B}_i u(t) \end{aligned} \quad (2.27)$$

L'objectif est de trouver le gain L_0 de l'observateur (2.24) qui stabilise (2.26). Pour cela, le théorème de la valeur moyenne utilisé pour des fonctions vectorielles est rappelé ci-dessous [Zam08].

Définition 2.1: Considérons la fonction vectorielle non linéaire $\varphi(x)$

$$\varphi(x) : R^n \rightarrow R^n \quad (2.28)$$

Où :

$$\varphi(x) = [\varphi_1(x) \quad \dots \quad \varphi_n(x)], \varphi_i(x) : R^n \rightarrow R \quad (2.29)$$

Considérons une ensemble défini par :

$$E_s = \left\{ e_s(i) \mid e_s(i) = (0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0)^T, i = 1, \dots, s \right\} \quad (2.30)$$

En utilisant la définition de, la fonction $\varphi(x)$ est réécrite sous la forme

$$\varphi(x) = \sum_{i=1}^n e_n(i) \varphi_i(x) \quad (2.31)$$

Théorème 2.3 [Zam08] : Soit $\varphi_i(x) : R^n \rightarrow R$. Soit $a, b \in R^n$. Si φ_i est différentiable sur l'intervalle $[a, b]$ alors, il existe une constant $z \in [a, b]$ et $z \neq a$ et $z \neq b$ telle que :

$$\varphi_i(a) - \varphi_i(b) = \frac{\partial \varphi_i}{\partial x}(z)(a - b) \quad (2.32)$$

En appliquant le théorème de (2.26) à (2.27), on obtient pour $a, b \in R^n$:

$$f(a) - f(b) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n(j)^T \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(z_j)(a - b) \quad (2.33)$$

Hypothèse : Supposons qu'est une fonction différentiable satisfaisant :

$$a_{ij} \leq \frac{\partial f_i(x(t), u(t))}{\partial x_j} \leq b_{ij}, \quad i, j = 1, \dots, n \quad (2.34)$$

L'erreur d'estimation d'état peut être alors réécrite sous la forme :

$$\dot{e}(t) = \left(\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n(j)^T \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(z_j) + (A_0 - L_0 C) \right) e(t) \quad (2.35)$$

En utilisant les transformations par secteurs non linéaire, chaque non-linéarité $\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(z_j)$ peut

être représentée par :

$$\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(z_j) = \sum_{l=1}^2 w_{ij}^l(z_j) \tilde{a}_{ijl} \quad (2.36)$$

Où

$\tilde{a}_{ij1} = a_{ij}$ et $\tilde{a}_{ij2} = b_{ij}$, (a_{ij} et b_{ij} sont respectivement le minimum et le maximum de $\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(z_j)$)

On a aussi les fonctions d'activation :

$$\begin{aligned} w_{ij}^1(z_j) &= \frac{\frac{\partial \varphi_i}{\partial x_j}(z_j) - a_{ij}}{b_{ij} - a_{ij}} \\ w_{ij}^2(z_j) &= \frac{b_{ij} - \frac{\partial \varphi_i}{\partial x_j}(z_j)}{b_{ij} - a_{ij}} \\ \sum_{l=1}^2 w_{ij}^l(z_j) &= 1, \quad 0 \leq w_{ij}^l(z_j) \leq 1, l = 1, 2 \end{aligned} \quad (2.37)$$

En utilisant (2.35), la dynamique de l'erreur d'estimation d'état est représentée par :

$$\dot{e}(t) = \left(\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{l=1}^2 w_{ij}^l(z_j) A_{ijl} + (A_0 - L_0 C) \right) e(t) \quad (2.38)$$

$$\text{Où : } A_{ij} = i \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \\ 0 & 0 & & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & a_{ij} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

L'approche par transformation par secteurs non linéaires [Tanaka et Wang, 2001] permet de mettre l'équation régissant la dynamique de l'erreur d'estimation d'état sous la forme :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^{q \ll 2n^2} h_i(x(t)) (\mathcal{A}_i + A_0 - L_0 C) e(t) \quad (2.40)$$

La stabilité de ce type de modèles est largement étudiée dans la littérature. Par conséquent, d'intéressants résultats existent tels que la stabilité quadratique établie en utilisant des fonctions de Lyapunov candidates quadratiques. Des conditions de stabilité relaxées sont également proposées en utilisant des fonctions de Lyapunov non quadratiques, par exemple les fonctions connues sous le nom anglo-saxon Fuzzy Lyapunov Functions [Tan03]. Elles ont

démontré ses capacités à réduire significativement le conservatisme comparé aux fonctions quadratiques. L'erreur d'estimation d'état est donnée par :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^q h_i(x(t)) \psi_i e(t) \quad (2.41)$$

L'analyse de la stabilité du système (2.40) est étudiée, dans le but d'obtenir des conditions assurant la stabilité du système générant l'erreur d'estimation d'état, et fournir des conditions LMIs. La résolution de ces dernières permet le calcul du gain L_0 qui stabilise le système (2.40). La stabilité est analysée par la théorie de Lyapunov et une fonction de Lyapunov candidate quadratique. D'autres résultats intéressants proposés, pour la commande, par [Kruszewski et al, 2008] de manière à trouver des conditions moins contraignantes en utilisant des fonctions de Lyapunov non quadratiques peuvent être utilisés.

2.6 Analyse de la stabilité quadratique :

Considérons, maintenant, l'étude de l'erreur d'estimation d'état (2.40) en se basant sur le choix d'une fonction de Lyapunov candidate quadratique de forme :

$$V(e(t)) = e(t)^T P e(t), P = P^T > 0 \quad (2.42)$$

Théorème 2.4 *L'erreur d'estimation d'état converge asymptotiquement vers zéro s'il existe une matrice symétrique et définie positive $P \in R^{n \times n}$ et des matrices $M \in R^{n \times n}$ telles que les inégalités linéaires matricielles suivantes soient vérifiées pour $i = 1, \dots, q$:*

$$A_0^T P + P A_0 + \mathcal{A}_i^T P + P \mathcal{A}_i - M C - C^T M^T < 0 \quad (2.43)$$

Le gain de l'observateur est donnée par :

$$L_0 = P^{-1} M \quad (2.44)$$

Démonstration : Soit la fonction de Lyapunov candidate (2.41), l'étude de la négativité de sa dérivée par rapport au temps d'établir les conditions LMI données dans le théorème [Tan01].

2.7 Commande PDC classique :

2.7.1 Synthèse de la loi de commande PDC :

De manière à stabiliser le modèle flou T-S introduit au premier chapitre, une commande PDC est utilisée :

$$u(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) K_i x(t) \quad (2.45)$$

La stabilité du système bouclé est établie en choisissant une fonction de Lyapunov quadratique $V(x(t)) = x(t) P x(t)^T$, avec P une matrice de taille $(n \times n)$, symétrique et définie positive.

La solution $x=0$ du système est asymptotiquement stable si la dérivée de la fonction de Lyapunov des trajectoires du modèle est négative :

$$\dot{V}(x(t)) = \dot{x}(t)^T P x(t) + x(t)^T P \dot{x}(t) < 0 \quad (2.46)$$

C'est -à-dire, si :

$$\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(x(t)) h_j(x(t)) \left[(A_i - B_i K_j)^T P + P (A_i - B_i K_j) \right] < 0 \quad (2.47)$$

En multipliant à droite et à gauche par X , on obtient la condition équivalente

$$\sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(x(t)) h_j(x(t)) \left[P A_i^T - M_j^T B_i^T + A_i P - B_i M_j \right] < 0 \quad (2.48)$$

Où l'on note $M_j = K_j X$

Posons $Y_{ij} = P A_i^T - M_j^T B_i^T + A_i P - B_i M_j$. D'après le lemme (voir chapitre 1) ; s'il existe des

matrice $P > 0$ et M_j (pour $j = 1, \dots, r$), vérifiant les inégalités linéaires matricielles

suivantes :

$$\begin{cases} Y_{ii} < 0 & \forall i \in \{1, \dots, r\} \\ \frac{2}{r-1} Y_{ii} + Y_{ij} + Y_{ji} < 0 & \forall (i, j) \in \{1, \dots, r\}^2, i \neq j \end{cases}$$

(2.48)

Alors, pour les valeurs des gains

$$K_j = P^{-1} M_j, \text{ tel que } j = 1, \dots, r$$

La solution $x=0$ du système (2.48) est asymptotiquement stable.

Pour assurer une convergence suffisamment rapide vers l'objectif, un taux de décroissance exponentiel γ est imposé en remplaçant la condition de stabilité par :

$$\dot{V}(x(t)) \leq -\gamma V(x(t)) < 0 \quad (2.50)$$

Posons maintenant $\mathcal{Y}_{ij} = PA_i^T - M_j^T B_i^T + A_i P - B_i M_j + \gamma P$ donc ; s'il existe des matrices $P > 0$ et M_j , pour $j = 1, \dots, r$ vérifiant les inégalités linéaires matricielles $\mathcal{Y}_{ij} < 0$. Alors, les valeurs de gains sont déterminées par $K_j = P^{-1} M_j$, $j = 1, \dots, r$, pour la solution $x = 0$. Le système est asymptotiquement stable avec un taux de convergence γ .

2.7.2 Stabilisation par retour de sortie :

Les lois de commande présentées précédemment sont basées sur la disponibilité complète des variables d'état à tout instant. Par conséquent, dans le cas où l'état du système n'est pas totalement disponible, il est possible de synthétiser une commande par retour de sortie.

2.7.2.1 Synthèse d'un observateur TS :

Généralement, lorsque l'état du modèle n'est pas entièrement mesuré ou pour des besoins de filtrage des sorties mesurées un observateur d'état est ajouté à la structure de commande. Dans notre cas, l'état du système est à estimer, par contre les mesures sont issues des capteurs (courants). Un observateur flou de TS est alors introduit sous la forme suivante :

$$\dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) (A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i C(x(t) - \hat{x}(t))) \quad (2.51)$$

Avec $\hat{x}(t)$ la valeur estimée et L_i pour $i \in \{1, \dots, n\}$ sont les gains de l'observation à déterminer. Evidemment, la loi de commande PDC est modifiée et devient :

$$u(t) = - \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) K_i \hat{x}(t) \quad (2.52)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ est :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) (A_i - CL_i) e(t) \quad (2.53)$$

Et la dynamique globale de la boucle fermée avec observateur s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(x(t)) h_j(x(t)) \begin{bmatrix} A_i - B_i K_i & B_i K_i \\ 0 & A_i - CL_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Dans ce cas où les variables de prémisse sont mesurables, le principe de séparation existe [Zam09] et [Att99], donc les gains de commande K_i et les gains de l'observateur L_i peuvent se calculer séparément.

Le calcul des gains d'observation est réalisé en utilisant une procédure similaire à celle permettant de calculer les gains de commande. La fonction de Lyapunov choisie dans ce cas est une matrice de dimension $n \times n$, symétrique et définie positive. Par utilisation du même lemme cité précédemment, la dynamique de l'erreur d'estimation (2.53) est stable s'il existe des matrices N_i telles que les conditions LMI suivantes soient vérifiées :

$$\begin{cases} Y_{ii} < 0 \\ \text{avec } Y_{ii} = A_i^T P_{obs} + P_{obs} A_i - CN_i - N_i^T C \end{cases}$$

Les gains du multi-observateur flou TS sont alors donnés par : $L_i = P_{obs}^{-1} N_i$.

2.8 Stabilisation d'un système TS Lipchitzien par l'approche MVT :

Notre contribution dans la thèse est d'analyser et d'implanter des nouveaux algorithmes de commande et d'observation similaires aux techniques classiques (retour d'état, observateur de Luenberger) par une approche basée sur la théorie MVT (mean value theorem) et l'approximation par secteur non linéaire ou TP (transformation polytopique) qui seront appliquées à la commande vectorielle de la machine synchrone (MSAP).

De manière à stabiliser le système TS lipchitzien :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_0 x(t) + B_0 u(t) + \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) (\bar{A}_i x(t) + \bar{B}_i u(t)) = A_0 x(t) + B_0 u(t) + \Phi(x, u) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.55)$$

$$\text{Avec } \Phi(x, u) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) (\bar{A}_i x(t) + \bar{B}_i u(t))$$

On considère la commande PDC qui est réduite à un retour d'état classique définit par :

$$u(t) = K_0 (x_c(t) - \hat{x}(t)) \quad (2.56)$$

Telle que l'erreur de commande

$$e_c(t) = x_c(t) - \hat{x}(t) \quad (2.57)$$

De la même manière, l'observateur est donné par l'expression (2.54) :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_0 \hat{x}(t) + B_0 u(t) + \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t)) (\bar{A}_i \hat{x}(t) + \bar{B}_i u(t)) + L_0 (y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.58)$$

Tel que l'erreur de reconstruction d'état :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (2.59)$$

En utilisant (2.16) et (2.17), la dynamique de l'erreur d'estimation d'état s'écrit :

$$\dot{e}(t) = (A_0 - L_0 C) e(t) + \delta\Phi(x(t), \hat{x}(t), u(t)) \quad (2.60)$$

Avec : $\delta\Phi = \Phi(x, u) - \Phi(\hat{x}, u)$

Combinant l'état du système TS et la dynamique de l'erreur d'estimation d'état, on obtient le système en boucle fermée globale :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_0 x(t) + B_0 u(t) + \Phi(t, u) \\ \dot{e}(t) = (A_0 - L_0 C) e(t) + \Phi(x(t), u(t)) - \Phi(\hat{x}(t), u(t)) \end{cases} \quad (2.61)$$

2.8.1 Cas de la régulation :

Remplaçant la commande (2.55) combinée avec (2.59), on aboutit à un système en boucle fermée :

a) Sans observateur :

$$\dot{e}_c = \sum_{i=1}^q h_i(\xi) (A_0 - B_0 K_0 + A_i) e_c + (B_0 K_0 x_c + \Phi(x_c(t), u_c(t))) \quad (2.62)$$

b) Avec observateur :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = (A_0 - B_0 K_0) x(t) + \Phi(x, u) \\ \dot{e}(t) = (A_0 - L_0 C) e(t) + \Phi(x(t)) - \Phi(\hat{x}(t)) \end{cases} \quad (2.63)$$

Par l'utilisation de l'approche MVT et la théorie de l'approximation par secteur non linéaire [Zam09] :

$$\Phi(x) = \frac{\partial \Phi}{\partial x}(\xi) \cdot x \quad \text{et} \quad \Phi(x) - \Phi(\hat{x}) = \frac{\partial \Phi}{\partial x}(\xi)(x - \hat{x})$$

L'expression (2.68) se réécrit :

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_0 - B_0 K_0 + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n^T(j) \frac{\partial \Phi_i}{\partial z_j}(z_{1i}) & - B_0 K_0 \\ 0 & A_0 - L_0 C_0 + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n^T(j) \frac{\partial \Phi_i}{\partial z_j}(z_{2j}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ e \end{pmatrix} \quad (2.64)$$

D'ou

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{e} \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^q h_j(\xi) h_j(\xi) \begin{pmatrix} A_0 - B_0 K_0 + A A_i & -B_0 K_0 \\ 0 & A_0 - L_0 C_0 + A A_j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ e \end{pmatrix} \quad (2.65)$$

Dans ce cas où les variables de prémisses ne sont mesurables, la propriété de principe de séparation existe, le gain de la commande K_0 et d'observation L_0 peuvent se calculer séparément en utilisant une procédure similaire à celle traitée antérieurement en vérifiant les LMI trouvées précédemment.

2.8.2 Cas de suivi des trajectoires avec observateur d'état :

On considère que les consignes $x_c(t)$ et la perturbation $w(t)$ (couple de charge) varient en escaliers et par l'utilisation de l'approche MVT et la théorie de l'approximation par secteur non linéaire, l'expression (2.64) se réécrit comme :

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^q h_j(\xi) h_j(\xi) \begin{pmatrix} A_0 - B_0 K_0 + A A_i & -B_0 K_0 \\ 0 & A_0 - L_0 C_0 + A A_j \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} x \\ e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} B_0 K_0 & D \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_c \\ w \end{pmatrix} \quad (2.66)$$

Alors dans ce cas, la stabilité est toujours assurée par un choix des gains de commande K_0 et d'observation L_0 comme dans le cas précédant, tandis que le second terme de (2.66) n'affecte pas la stabilité, mais se présente comme une entrée extérieure affectant seulement le régime permanent de la réponse [Kua06] et [Kor03].

2.9 Régulateur basé observateur MVT appliqué au moteur DC série :

Dans cet exemple, nous proposons une application pour la méthode développée précédemment afin de construire un observateur permettant d'estimer le courant d'induit I et la vitesse $w(t)$ d'un moteur DC série (ou à excitation série). Ce type de moteur est généralement utilisé dans la traction électrique pour son couple de démarrage élevé ainsi que pour son autorégulation en puissance. L'inducteur et l'induit de ce type de moteur sont connectés en série d'où l'appellation "Moteur DC série"

Les paramètres du moteur DC à excitation série de puissance égale à 1.5Kw sont :

$$R = 5.438\Omega, L_a = 0.704H, f = 0.00334, K_a = 0.78 \text{ et } J = 0.0217$$

Avec, les variables de prémisses :

$$\begin{cases} -50(\text{rad/s}) \leq \Omega \leq 1200(\text{rad/s}) \\ 0(A) \leq I \leq 8(A) \end{cases}$$

Le modèle non linéaire est donné par les équations d'états suivantes :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1(t) &= -\frac{f}{J}x_1(t) + \frac{K_a}{J}x_2(t)^2 - \frac{Cr}{J} \\ \dot{x}_2(t) &= -\frac{R}{L_a}x_2(t) - \frac{K_a}{L_a}x_1(t)x_2(t) + \frac{U}{L_a}\end{aligned}\quad (2.67)$$

Le vecteur d'état est donné par : $x(t) = [\Omega(t) \ I(t)]^T$ ou $\Omega(t)$ représente la vitesse du moteur et $I(t)$ le courant d'induit. Le système (2.67) peut être écrit sous la forme :

$$\dot{x} = F(x)x + Bu$$

Tel que

$$F(x) = \begin{bmatrix} -\frac{f}{J} & \frac{K_m L_m}{J} x_2 \\ -\frac{K_m L_m}{L_t} x_2 & -\frac{R}{L_t} \end{bmatrix}; x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{J} \\ \frac{1}{L_t} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad u = \begin{bmatrix} C_r \\ U \end{bmatrix}$$

Les variables de prémisses z_i de la matrice F telle que les termes :

$$z_j = x_j \in [z_{j\min}, z_{j\max}] \quad \text{avec } j = 1, \text{ alors : } z_j = x_2 \quad \text{avec } x_2 \in [x_{2\min}, x_{2\max}]$$

Les termes non linéaires dans $F(x)$ sont transformés par: $z_j(t) = F_{1j}(t)z_{j\max} + F_{2j}(t)z_{j\min}; j = \{1\}$

Alors on peut écrire :

$$z_1 = x_2 = F_{11}x_{2\max} + F_{21}x_{2\min}$$

D'ou :

$$\begin{cases} F_{1j}(t) = \frac{Z_j(t) - Z_{j\min}}{Z_{j\max} - Z_{j\min}} \\ F_{2j}(t) = \frac{Z_{j\max} - Z_j(t)}{Z_{j\max} - Z_{j\min}} \end{cases} \quad \text{Tel que : } h_1(x_2) = F_{11} = \frac{x_2 - x_{2\min}}{x_{2\max} - x_{2\min}} \quad \text{et} \quad h_2(x_2) = F_{21} = \frac{x_{2\max} - x_2}{x_{2\max} - x_{2\min}}$$

La méthode de transformation par secteur non linéaires permet de transformer de manière exacte le modèle (2.67) en un modèle T-S suivant :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^2 h_i(x(t))A_i x(t) + B_i u(t) \quad (2.68)$$

Les matrices A_i et la commande sont données respectivement par :

:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -0.0033223 & 0.086292 \\ -43.29 & -0.41233 \end{bmatrix}$$
$$A_2 = \begin{bmatrix} -0.0033223 & -0.0043146 \\ 2.1645 & -0.41233 \end{bmatrix}$$

Et $u(t) = [C_r \ U]^T$.

Et les fonctions d'activation sont données par l'équation (2.37):

$$\begin{cases} h_1(x(t)) = \frac{K_a x_2(t)}{1.0390} \\ h_2(x(t)) = \frac{1.0390 - K_a x_2(t)}{1.0390} \end{cases}$$

Afin d'illustrer les performances de l'observateur et le retour d'état à base de la méthode MVT proposée dans les parties précédentes, des simulations ont été réalisées autour de l'environnement du logiciel Matlab/Simulink qui ont été ensuite appliquée au moteur DC série.

On choisit les conditions initiales de l'observateur :

$$\hat{x}(0) = [0 \ 0]^T$$

2.9.1 Estimation d'état :

Dans cette section nous présentons les résultats issus des simulations du modèle flou TS et de l'observateur.

Dans ce premier test, on va simuler le système d'un moteur DC série en boucle ouverte.

a) Par mesure de courant :

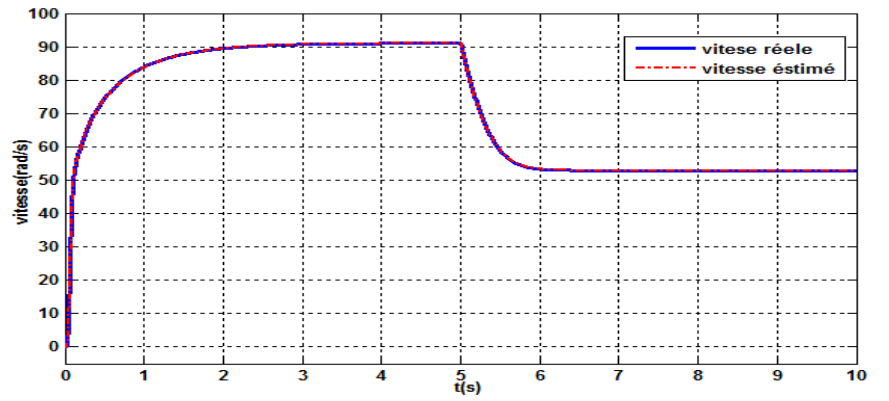
On suppose que le courant I est mesuré, ce qui donne l'équation de mesure suivante :

$$y(t) = x_2(t) = [0 \ 1]x(t)$$

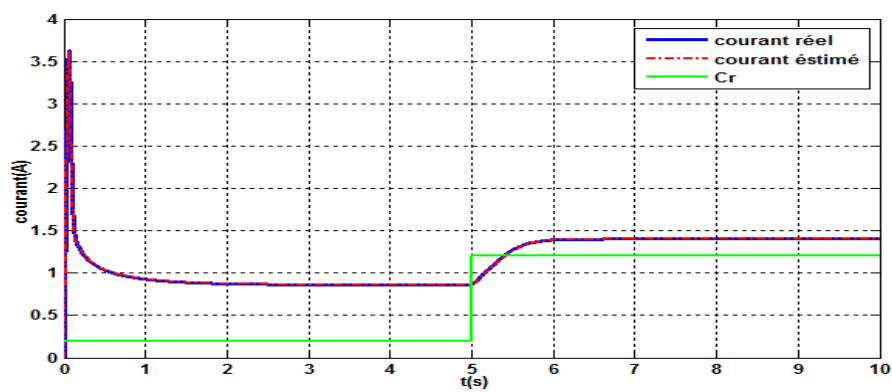
La matrice C est donnée par $C = [0 \ 1]$.

Alors les gains de l'observateur, calculés par le programme Yalmip sous Matlab/simulink en résolvant les LMI, sont :

$$L_0 = \begin{bmatrix} -0.0236 \\ -3.1921 \end{bmatrix}$$



a)



b)

Figure 2.3 : vitesse et courant réels et estimés avec couple de charge ($Cr = 1.5Nm$ à $t=5sec$) par la mesure du courant .

b)Par mesure de la vitesse :

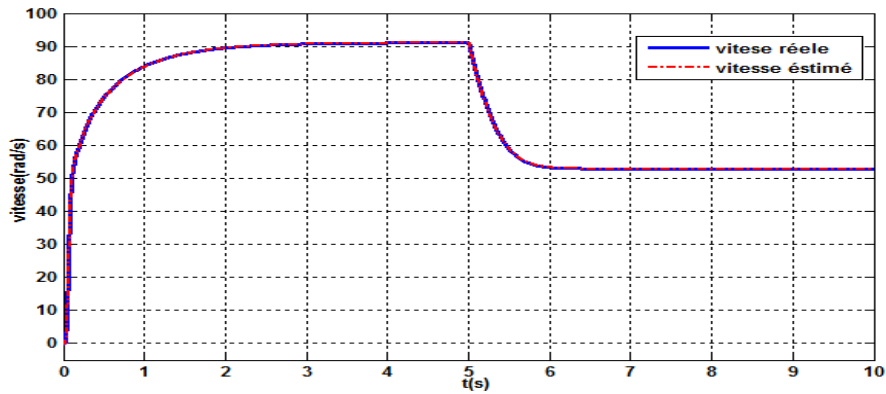
On suppose que la vitesse ω est mesurée, ce qui donne l'équation de mesure suivante :

$$y(t) = x_2(t) = [1 \quad 0]x(t)$$

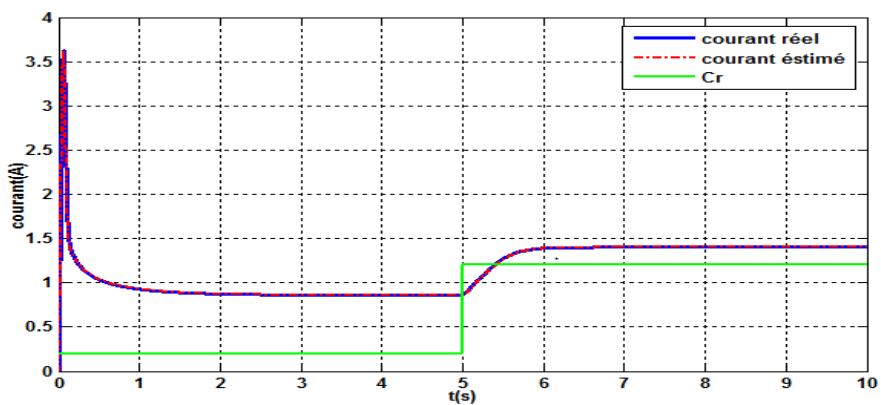
La matrice C est alors donnée par $C = [1 \quad 0]$.

Alors les gains de l'observateur :

$$L_0 = \begin{bmatrix} 740.1005 \\ 0.0398 \end{bmatrix}$$



a)



b)

Figure 2.5 : Réponses du courant et vitesse réels et estimés avec couple de charge ($C_r = 1.5\text{Nm}$ à $t=5\text{sec}$) par mesure de la vitesse a) et b) respectivement.

2.9.2. Cas de la régulation avec observateur d'état MVT appliqué à la MCC :

L'objectif est la synthèse du gain K_0 permettant d'assurer la stabilité de la boucle fermée et, par conséquent, de garantir la convergence de l'erreur de suivi tout en atténuant l'influence des perturbations externes.

La classe multi modèle de type T-S du moteur à courant continu série représentée par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^2 h_i(x(t)) (A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.67)$$

On prend l'état des consignes : $x_c = (I_c, \Omega_c)^T$

Et le vecteur d'état de l'erreur :

$$e(t) = x(t) - x_c(t) \quad (2.68)$$

On considère la loi de commande définie par :

$$u(t) = -K_0 e(t) \quad (2.69)$$

Le gain K_0 du régulateur est calculé par YALMIP sous l'environnement du logiciel Matlab :

$$K_0 = [0.0001 \quad 9.2514]$$

Les figures (2.6 à 2.9) présentent les résultats de simulation de la commande par retour d'état basé observateur (Contrôleur+ observateur).

b) Par la mesure du courant :

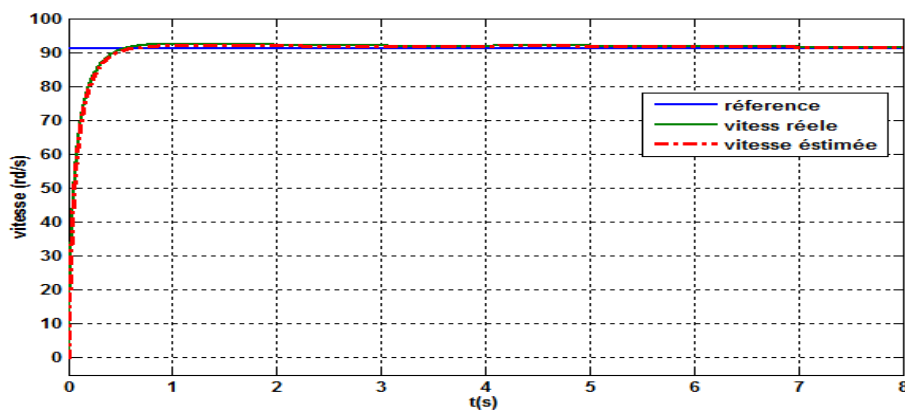


Figure 2. 6 : Réponse de la vitesse avec contrôleur basé observateur par l'approche MVT

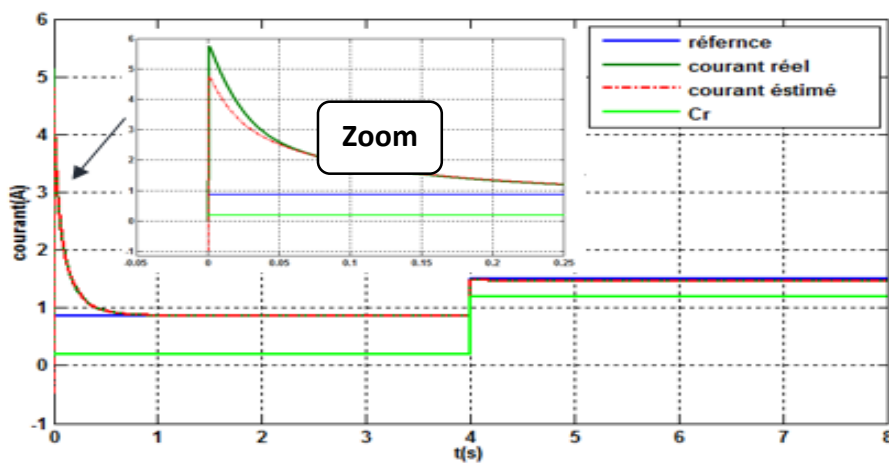


Figure 2.7 : Réponse du courant avec contrôleur basé observateur à base MVT.

b) Par la mesure du vitesse :

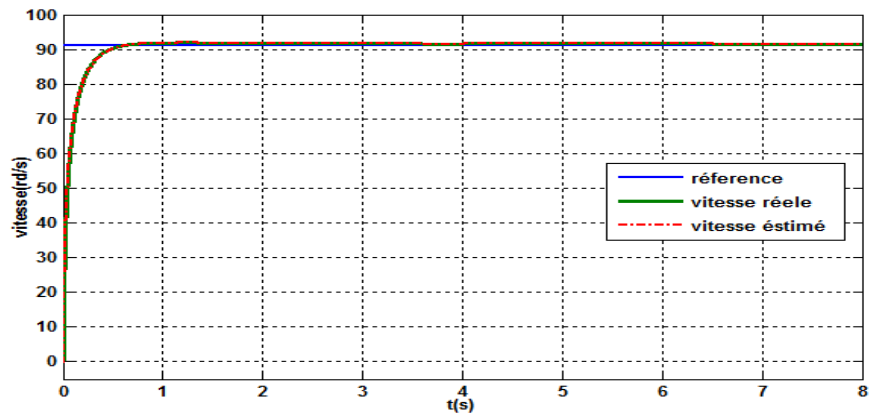


Figure 2.8 : Réponse de la vitesse avec un contrôleur-observateur de vitesse à base *MVT*.

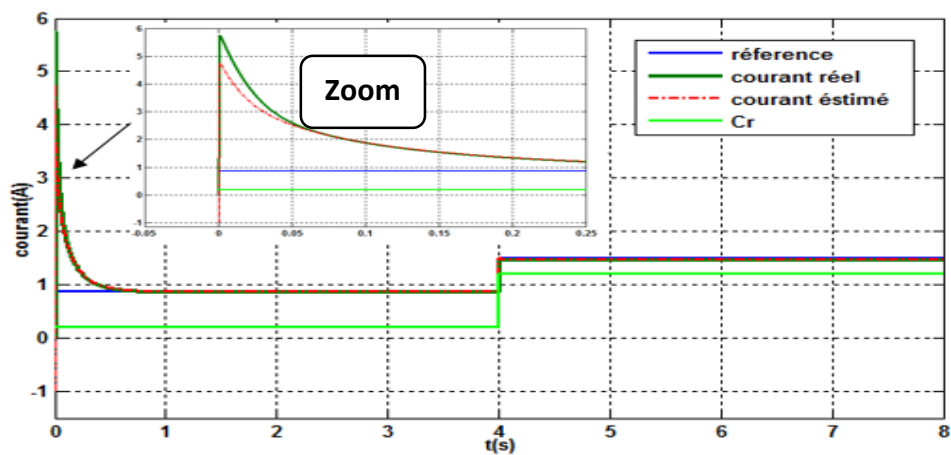


Figure 2.9 : Réponse de courant avec un contrôleur-observateur de vitesse à base *MVT*

D'après ces résultats, on peut voir clairement que l'erreur d'estimation et de commande convergent en un temps fini vers zéro ceci montre l'efficacité de l'approche proposée.

Résultats issus de l'expérimentation : Afin d'illustrer les performances de l'observateur et du contrôleur à base du *MVT*, un banc d'essai composé d'un moteur à courant continu série, un hacheur, des capteurs de vitesse, de courant et une carte Arduino Atmega 2560. Les programmes de l'observateur et du contrôleur sont implantés autour de la carte Arduino sous le logiciel Matlab/Simulink.

La figure 2.10, représente une vue d'ensemble sur le banc d'essais avec les résultats pratiques obtenus.

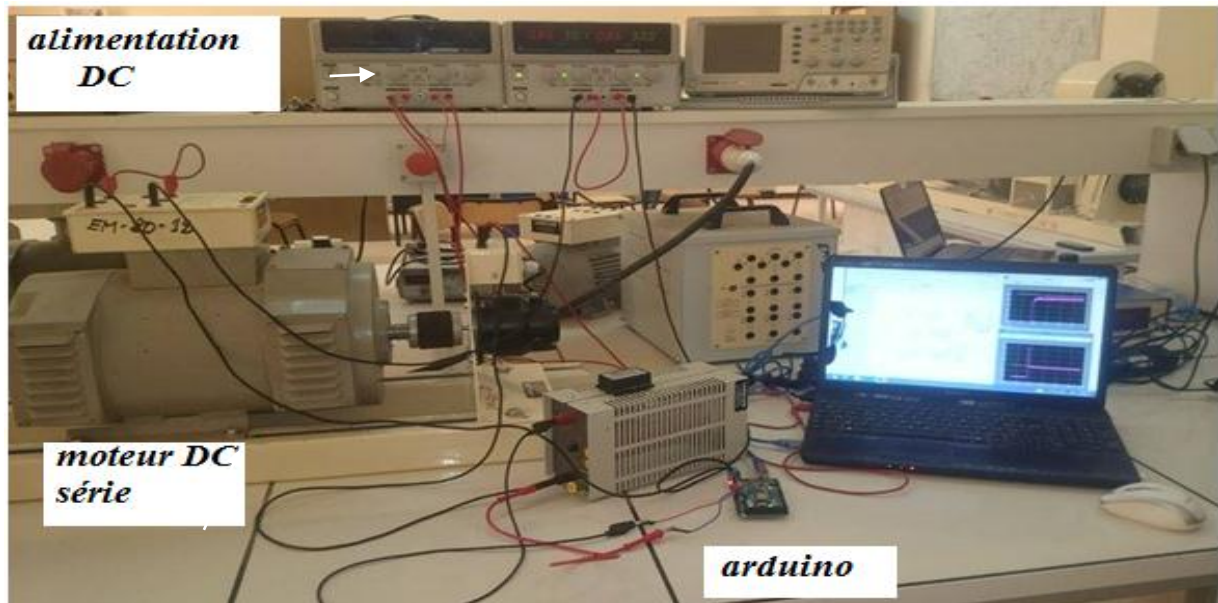


Figure 2.10. Photo de la plateforme expérimentale en temps réel

On a pris un couple de charge constant qui est égal à $0.2Nm$.

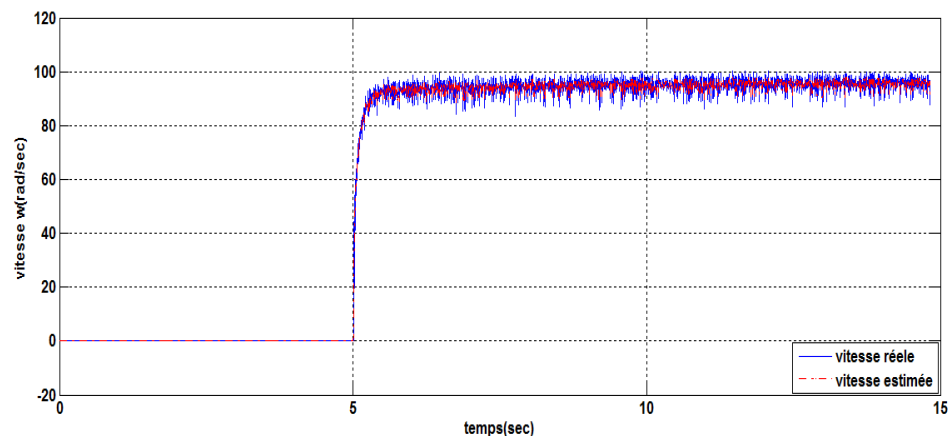


Figure 2.11 : Réponse de la vitesse (Résultats expérimentaux)

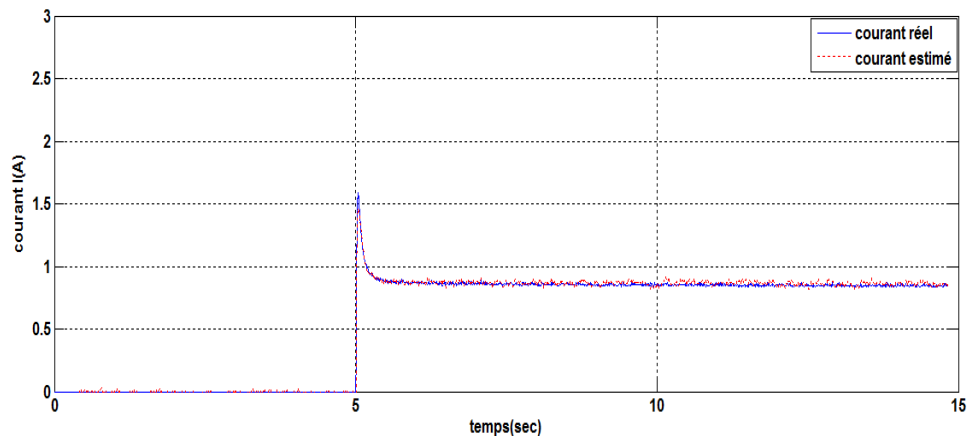


Figure 2.12 : Réponse du courant (Résultats expérimentaux).

Les figures (2.11 et 2.12) représentent les résultats pratiques de la vitesse mécanique réelle et estimée ainsi que le courant réel et estimé. D'après les résultats obtenus, ils nous ont permis de conclure que l'observateur et le régulateur à base MVT assurent une bonne poursuite de trajectoire en vitesse et en courant du moteur à CC série.

2.10 Conclusion :

Nouvelles méthodes d'estimation d'état et de commande ont été proposées dans ce chapitre pour les systèmes non linéaires. Premièrement, les erreurs d'estimation d'état et de commande sont représentées sous la forme d'un système TS, ensuite on passe à une représentation de Lipchitz. Ces méthodes ont pour but d'approcher l'estimateur d'état à un observateur de Luenberger classique associé à un retour d'état de gain constant. Des conditions de convergence de l'erreur d'estimation d'état et de commande ont été ainsi établies par la théorie de Lyapunov. L'utilisation du théorème de la valeur moyenne combiné avec la transformation par secteurs non linéaires a permis de traiter le problème du conservatisme lié à la valeur de la constante de Lipchitz comme un problème d'étude de stabilité de modèles T-S. Une validation expérimentale fait preuve que ces méthodes sont plus souples et simples à implanter en temps réel. . L'utilisation du système de développement en temps réel a permis l'implantation des algorithmes élaborés sur la machine à courant continu afin de tester leurs performances dynamiques et d'évaluer par la suite leurs efficacités.

Chapitre 3

Modélisation et commandes conventionnelles de l'association

Machine MSAP–convertisseur à MLI

3.1 Introduction

La machine synchrone à aimant permanent est utilisée dans le domaine de vitesse variable. Grâce à de la technologie des aimants, son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent, beaucoup d'avantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé [Amo12], [ALK].

A cause de l'absence du couple hors du synchronisme, la machine synchrone doit être munie d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI.

Dans ce chapitre, on va présenter le principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent ainsi sa modélisation, ses avantages et ces domaines d'application, et les techniques classiques de commandes. Nous présentons d'abord, brièvement, le principe de la commande vectorielle. Après cela nous décrirons la commande en couple en contrôlant le courant, et nous étudierons l'asservissement de vitesse en employant un ensemble de correcteurs classiques et nous finalisons par la commande PDC. Ces études sont menées par un développement théorique et conception des régulateurs pour la machine MSAP. Nous finirons par une évaluation comparative. A la fin du chapitre, des résultats de simulation de l'association onduleur à MLI – machine synchrone pour différentes techniques seront exposées.

3.2. Généralités sur les machines électriques à aimants permanents

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les moteurs à aimants permanent sont connu ces dernières années un grand essor. Ils ont été adoptés dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques et hybrides, etc. Pour toutes ces applications, les machines à aimants permanents sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles, telles que les machines à courant continu, les moteurs synchrones classiques et les moteurs asynchrones et en

particulier pour les applications spécifiques (servomoteur et vitesse variable). A titre d'illustration, quelques avantages des machines à aimants permanents, sont cités ci-dessous :

Selon les principes de fonctionnement, les machines à aimants permanents peuvent être Classées en trois types :

- Les machines à courant continu et aimants permanents (MCC).
- Les machines à aimants permanents sans balais (MAPSB).
- Les machines synchrones à aimants permanents sans balais (MSAP).

3.2.1. Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

Dans les machines synchrones à aimants permanents, les aimants sont aussi situés sur la Partie tournante. Le stator est constitué d'un enroulement triphasé distribué sinusoïdalement. Concernant son fonctionnement, il est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor ; d'où le nom des machines synchrone à aimants permanents (MSAP).

3.2.2. Les rotors de la machine à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs de configurations rotoriques. Leur classification globale en termes de placement des aimants est le suivant :

- Aimant en surface (Surface magnet type)
- Aimants insérés (Inset magnet type)
- Aimants enterrés (Interior magnet type)
- Aimants à concentration de flux (Burried magnet type)

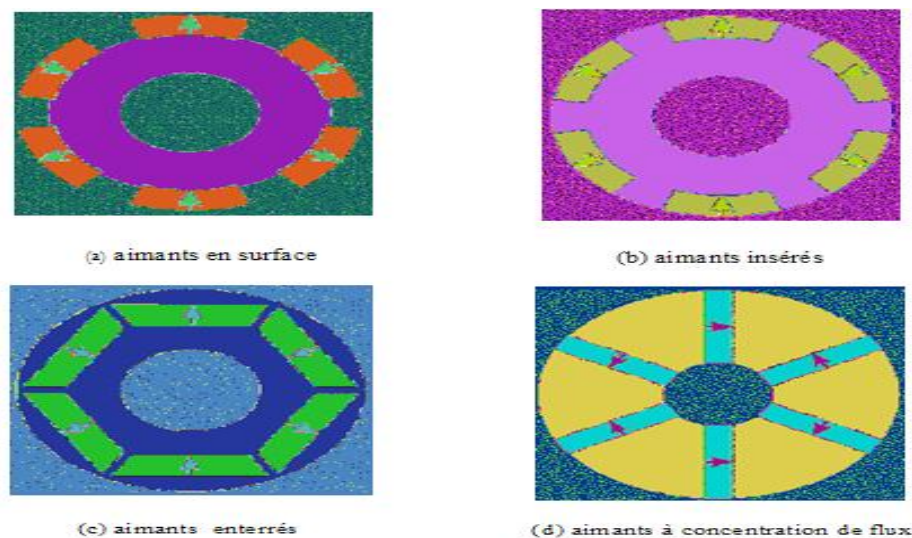


Figure 3.1 : Différents structures des rotors des machines MSAP.

3.2.2.1. Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure(3.1a). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible cout de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisants. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre Peut en plus fournir un couple de démarrage asynchrone et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe-d et l'axe-q sont pratiquement les mêmes.

3.2.2.2. Aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure(3.1b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple résistant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe-q est légèrement supérieure à celle dans l'axe-d.

3.2.2.3. Aimants enterrés

Les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le Rotor Figure(3.1c) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe-d est plus petite que celle de l'axe-q. Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

3.2.2.4. Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (3.1d). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimants intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe-q est plus grande que celle de l'axe-d.

3.3 Avantages Des Machines Synchrones A Aimants Permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité.

Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs [Seb07]. On cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu ;

- Puissance massique élevée et précision de sa commande ;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MASP ;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines.

3.4 Domaine d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [Amo12].

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique, ...).

3.5 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

3.5.1 Description :

Une machine synchrone comporte trois bobines statoriques (A, B, C) décalées entre elles par un angle de $(2\pi/3)$ alimentées par un convertisseur statique [redresseur filtre onduleur]. Ces deux conditions sont nécessaires pour la création d'un champ tournant au sein de la machine {théorème de Ferrari}. Le champ du rotor est créé par un aimant permanent dont l'effet est représenté par un bobinage alimenté par un courant continu 'If'

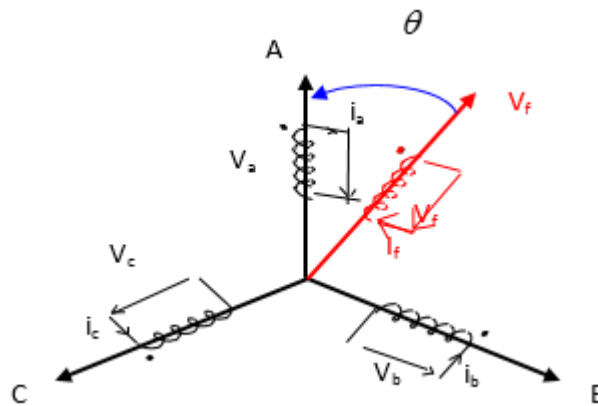


Figure 3.2 : Représentation de la machine MSAP

3.5.2 Hypothèses simplificatrices :

Afin de simplifier le modèle, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- 1) - Machine à pôles lisses.
- 2) - Machine non saturée.
- 3) - Nous supposons pour des raisons de simplicité que la machine est alimentée par des tensions sinusoïdales.
- 4) - Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- 5) - L'influence de l'effet de peau et l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas prise en compte.

3.5.3 Mise en équations de la machine :

On distingue trois types d'équations qui définissent internement le comportement de la machine à savoir :

- 1) - Les équations électriques.
- 2) - Les équations magnétiques.
- 3) - Les équations mécaniques.

3.5.3.1 Équation électrique :

$$V_a = R_s I_a + \frac{d\varphi_a}{dt}$$

$$V_b = R_s I_b + \frac{d\varphi_b}{dt}$$

$$V_c = R_s I_c + \frac{d\varphi_c}{dt}$$

Sous forme matricielle :

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

Avec : R_s : résistance d'une phase statorique.

V_a, V_b et V_c : tensions d'alimentation.

3.5.3.2 Équation magnétique :

Puisque la machine est non saturée et équilibrée les flux sont liés aux courants par :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_a * I_a + M_{ab} * I_b + M_{ac} * I_c + M_{af} * I_f. \\ \varphi_b = L_b * I_b + M_{ba} * I_a + M_{bc} * I_c + M_{bf} * I_f. \\ \varphi_c = L_c * I_c + M_{ca} * I_a + M_{cb} * I_b + M_{cf} * I_f. \end{cases} \quad (3.2)$$

Pour un réseau symétrique : $L_a = L_b = L_c = L$

$$M_{af} = M_f \cos(\theta); M_{bf} = M_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right); M_{cf} = M_f \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right).$$

Donc :

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + M_f I_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Tel que : M : Mutuelle inductance entre phases du stator.

L : Inductance propre d'une phase statorique.

$M_f I_f$: Flux constant dû aux aimants permanents (φ_f).

3.5.3.3 Équation mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega r}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (3.4)$$

Avec : $\Omega r = \omega / P$: Vitesse de rotation de la machine.

P : Nombre de pair de pole.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant. C_f : Couple de frottement

J : Moment d'inerte.

3.5.4 Transformation de PARK :

La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales.

Prenons le vecteur de courant I_1 qui est proportionnel à la force magnétomotrice créée par les courants de toute les phases.

Admettons que les axes triphasés sont immobiles par rapport au stator mais que les axes biphasés tournent avec la vitesse ω_r .

Projection du vecteur de courant I_1 sur les axes triphasés (a, b, c) est sur les axes biphasés (d,q).

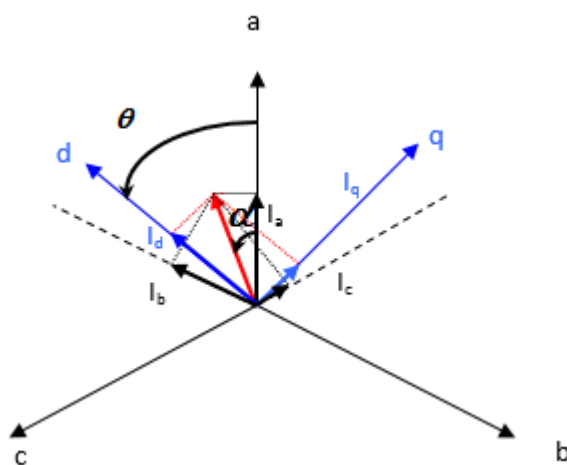


Figure 3.3 : Passage de système triphasé au système biphasé.

Avec I_1 : vecteur de courant.

I_a, I_b, I_c : les projections du courant I_1 sur les axes triphasés.

I_d, I_q : les projections du courant I_1 sur les axes biphasés.

$\theta = \int \omega_{\text{coor}} dt$: L'angle entre les axes triphasé et les axes biphasé.

ω_{coor} : la vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

α : l'angle entre le vecteur de courant I_1 et l'axes de la phase 'a'.

A partir des projections sur les axes triphasés :

$$\begin{cases} I_a = I_1 \cos(\alpha) \\ I_b = I_1 \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_c = I_1 \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.5)$$

Et pour les projections sur les axes biphasés :

$$\begin{cases} i_d = I_1 \cos(\theta - \alpha) \\ i_q = I_1 \sin(\theta - \alpha) \end{cases} \quad (3.6)$$

A partir de (3.5) et (3.6) on obtient

$$i_d = \frac{2}{3} \left[I_a \cos(\theta) + I_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (3.7)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \left[I_a \sin(\theta) + I_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + I_c \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

Il faut ajouter l'expression du courant

$$i_0 = \frac{1}{3} [I_a + I_b + I_c] \quad (3.8)$$

Donc on peut écrire :

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

D'où la matrice de passage :

$$\Rightarrow [P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$[P(\theta)]$: matrice de PARK.

Le passage des grandeurs (a,b,c)aux grandeurs (d,q,0) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} F_{d,q,o} \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} F_{a,b,c} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Avec F : représente la matrice colonne relative

3.5.4.1. Equation des flux au système biphasé (d, q) :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (3.12)$$

$$[P^{-1}] (\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} [P^{-1}] (\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

On multiplie par la matrice $[P] (\theta)$ on obtient

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = [P](\theta) \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \varphi_f [P](\theta) \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Après développement :

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ld & 0 & 0 \\ 0 & Lq & 0 \\ 0 & 0 & L0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \varphi_f \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.15)$$

Les équations du flux d'axe directe (d) et en quadratique (q) s'écrivent :

$$\Rightarrow \begin{cases} \phi_d = L_d * i_d + \phi_f. \\ \phi_q = L_q * i_q \end{cases} \quad (3.16)$$

3.5.4.2. Équation des tensions dans le système biphasé (d, q) :

On a :

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ vc \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ia \\ Ib \\ Ic \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi a \\ \varphi b \\ \varphi c \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

Dans le système (d, q) :

$$[P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix}. \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + [P(\theta)] \frac{d\theta}{dt} [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix}. \quad (3.19)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} ud = R_s * id + \frac{d\phi d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} * \phi q. \\ uq = R_s * iq + \frac{d\phi q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} * \phi d. \end{cases} \quad (3.23)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} ud = R_s * id + Ld \frac{did}{dt} - \omega * Lq.iq. \\ uq = R_s * iq + Lq \frac{diq}{dt} + \omega(Ld.id + \phi f). \end{cases} \quad (3.24)$$

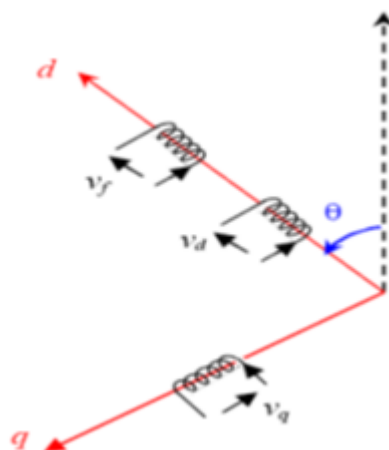


Figure 3.4 : Représentation de la MSAP dans le système (d, q)

3.5.5. Expression du couple :

La puissance développée par la machine est :

$$P = V_a * I_a + V_b * I_b + V_c * I_c \quad (3.25)$$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système (d, q) ; On obtient l'expression suivant de la puissance :

$$P = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q + 2V_0 i_0). \quad (3.26)$$

Pour un système équilibré on a : $I_0 = 0; V_0 = 0$.

$$\Rightarrow P = \frac{3}{2}(V_d i_d + V_q i_q). \quad (3.27)$$

$$\Rightarrow P = \frac{3}{2} \left[\omega \left((\phi_d + \phi_f) i_q - \phi_q i_d \right) + R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) \right]. \quad (3.28)$$

Telle que :

$$P_{em} = \frac{3}{2} \left[\omega (\phi_d + \phi_f) i_q - \phi_q i_d \right] : \text{Puissance électromagnétique.}$$

$$P_j = R_s (i_d^2 + i_q^2) : \text{Les pertes joules.}$$

$$P_v = \left(i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) : \text{Variation d'énergie magnétique.} \quad (3.29)$$

$$c_{em} = \frac{P_{em}}{\omega} \quad (3.30)$$

$$\Rightarrow c_{em} = \frac{3}{2} p \left[(\phi_d + \phi_f) i_q - \phi_q i_d \right]$$

On peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans la référentiel d-q :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r i_d - \frac{\phi_f}{L_q} p \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2J} (\phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (3.31)$$

3.5.5 Mise en forme d'équation d'état

Considérons-les tentions (u_d, u_q) comme grandeur de commande, les courants statoriques (i_d, i_q) comme variable d'état et le couple C_r comme une perturbation, à partir des équations

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ [Y] = [C][X] + [D][U] \end{cases}$$

$[A]$: La matrice fondamentale qui caractérise le système ;

$[B]$: La matrice d'entrée ;

$[C]$: La matrice de sortie (matrice d'observation) ;

$[D]$: Matrice de transmission directe ;

$[U]$: Le vecteur de commande ;

$[X]$: Le vecteur d'état.

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (3.31) comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} & -\omega \frac{L_q}{L_d} \\ \omega \frac{L_d}{L_q} & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \omega \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\varphi_f}{L_q} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$[C] = [1 \ 1] \quad , \quad [D] = 0.$$

3.5.6 Commande par MLI :

La modulation de largeur d'impulsion sinus- triangle est réalisé par comparaison d'une onde modulant basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire (jusqu'à 1 à 2 KH). Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulation. En triphasé, trois références sinusoïdales décalées d'un angle de $\frac{2\pi}{3}$, mais de même fréquence.

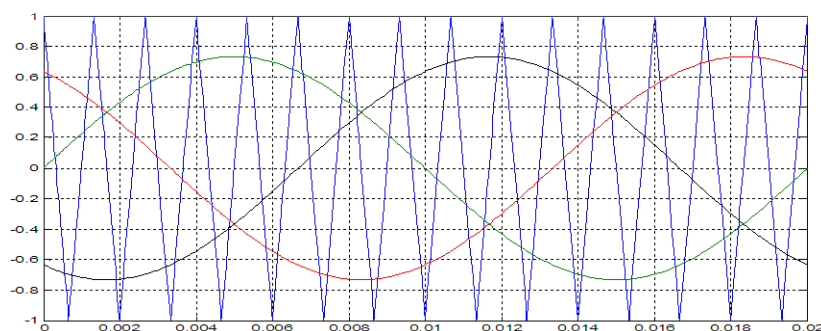


Figure 3.5 Les signaux de la modulatrice et de la porteuse.

A chaque intersection des deux signaux, la commande électrique envoie un ordre d'allumage ou d'extinction aux transistors constituant une phase d'onduleur qui produit le signal MLI.

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation m , et le taux de modulation R tel que :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad \text{et} \quad R = v_r/v_m \quad (3.33)$$

Avec :

f_p : Fréquence de modulation

f_r : Fréquence de référence

v_r : Amplitude de la tension

v_m : Valeur de crête de l'onde de modulation

Equation de la porteuse :

La forme de la porteuse est donnée par :

$$V_{pm} = -\frac{1}{2}v_m + 2v_m \frac{t}{T} ; \text{Partie montante}$$

$$V_{pm} = -\frac{3}{2}v_m + 2v_m \frac{t}{T} ; \text{Partie descendante}$$

Et les équations des références :

$$v_{ref1}(t) = v_m \sin(\omega_{ref} t); \quad v_{ref2}(t) = v_m \sin\left(\omega_{ref} t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{et} \quad v_{ref3}(t) = v_m \sin\left(\omega_{ref} t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

Chapitre 3. Modélisation et commandes classiques de l'association Machine MSAP convertisseur à MLI

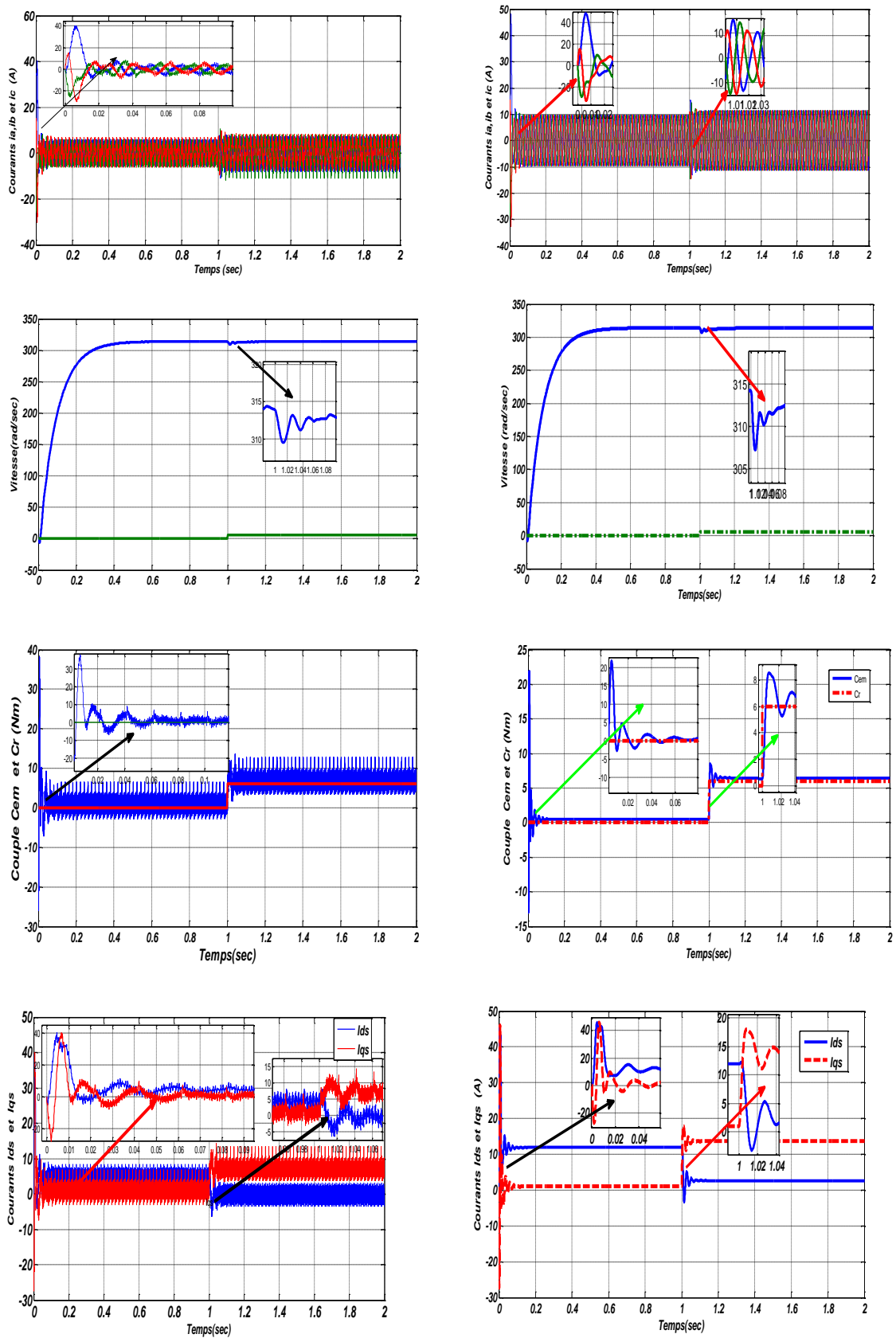


Figure 3.6 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré (à droite) et alimentation par un onduleur (à gauche) avec application d'un couple de charge $C_r=6N.m$ à $t=1sec$.

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. Les programmes sont testés sous l'environnement du logiciel *MATLAB* pour les paramètres de la machine qui sont définis en Annexe B.

Sur la figure 3.6, on a représenté la réponse de le MSAP avec l'onduleur à MLI (à gauche) et par le réseau (à droite) en charge de $C_r(t)=5N.m$. Lorsque le régime est établi, nous appliquons à l'instant $t=1.5sec$ un saut en échelon de la charge de valeur 5 Nm. Nous observons que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone MSAP alimentée directement par le réseau 220/380V en charge de 5Nm, avec la fréquence de 50 Hz. Des tests ont aussi menés lors d'une application d'un échelon de couple de 5Nm à l'instant $t=1.5sec$

L'examen des courbes figures (3.6) montre :

- 1) Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 104 *rad/sec*, le temps de réponse à 5% est de l'ordre de 1.4 *sec* mais sans dépassement. La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée de l'ordre de 0.1*sec*.
- 2) L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à la valeur zéro Nm puisque la machine est à vide.
- 3) Pour les courants *id* et *iq*, au début de démarrage, on voit des *pics* de courant assez important et cela s'explique par la *F.E.M* qui est due à une faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court de 0.4*sec*.
- 4) Pour l'association onduleur-*MSAP*, on remarque la présence des pulsations dans les réponses de la machine MSAP, ces pulsations sont liées aux harmoniques des courants injectés par l'onduleur commandé en MLI.

3.6 Commande vectorielle de la machine synchrone MSAP

L'objectif du présent chapitre est d'améliorer les performances de la commande vectorielle du moteur synchrone à aimants permanents à rotor lisse en introduisant une structure simplifiée qui utilise un contrôleur classique de type PI. Nous présentons d'abord, brièvement, le principe de la commande vectorielle. Après cela nous décrivons la commande en couple en contrôlant le courant, et nous étudierons l'asservissement de vitesse en employant un ensemble de correcteurs classiques. Ces études sont menées par un développement théorique et conception des régulateurs pour le MSAP.

3.6.1 Principe de base de la commande vectorielle d'une MSAP

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement dynamique. Dans le cas des machines synchrones à aimants permanents, ceci se fait de la manière suivante :

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot ((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q) \quad (3.34)$$

On constate que pour contrôler le couple, il faut contrôler les composantes i_d et i_q du courant. Dans le cas de la machine synchrone à pôles lisses ($L_d = L_q$) l'expression du couple se réduit à :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \varphi_f \cdot i_q \quad (3.35)$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composant i_q , la théorie de cette commande permet d'assimiler la machine à courant alternatif à une machine à courant continu à excitation séparée comme dans la figure .

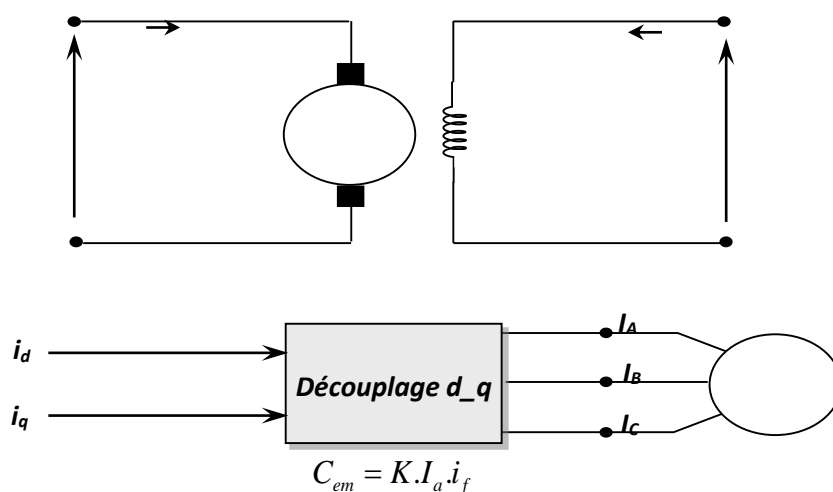


Figure 3.7 : Principe de la commande découplée pour la machine à MCC

Les courants i_d et i_q sont les composantes du courant statorique (I_S) portés par les axes directs et en quadrature, et sont analogues respectivement, au courant d'excitation (I_f) et au courant dans l'induit (I_a), dans une machine à courant continu.

Dans la MSAP les aimants sont montés sur la surface de rotor, le flux rotorique est donc constant. Les aimants sont conçus de sorte qu'ils puissent donner le flux d'entrefer nécessaire à la vitesse nominale.

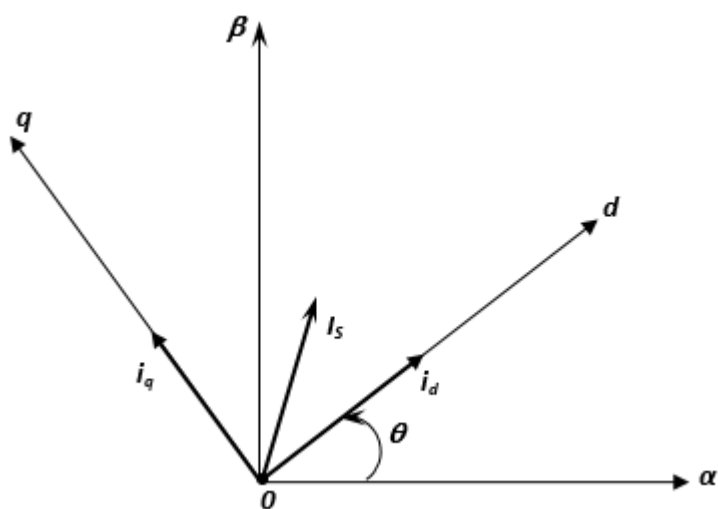


Figure 3.8: Diagramme de phase de la machine MSAP dans le plan (d,q)

La figure (3.8) montre la position instantanée du rotor, par conséquent le flux rotorique est situé à un angle (θ) par rapport à l'axe d. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe du courant i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique.

A partir de la figure (3.8), si le courant I_d est forcé à zéro ($I_S = i_q$), La composante du flux statorique devient :

$$\phi_d = \phi_f \quad (3.36)$$

Et la forme du couple électromagnétique sera :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \phi_f \cdot i_q \quad (3.37)$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à, $i_q = I_S$ d'où la représentation suivant :

$$C_e = K_t \cdot i_q \quad (3.38)$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} p \cdot \phi_e \quad (3.39)$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la Machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

3.6.2 Méthodes de la commande vectorielle :

3.6.2.1 Commande en vitesse : Il existe essentiellement deux méthodes de commande vectorielle, une méthode directe et l'autre indirecte.

3.6.2.2 Méthode Directe :

La figure 3.9 représente le schéma de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimante permanente :

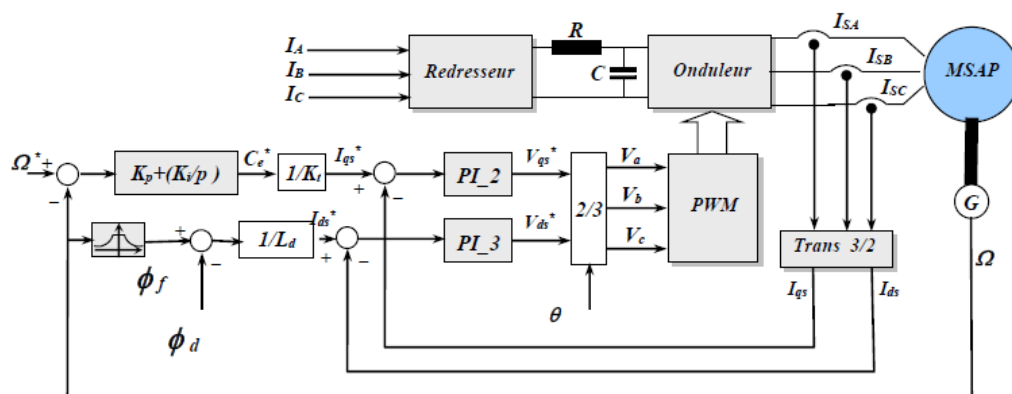


Figure 3.9: Schéma de bloc de la commande vectorielle de la MSAP (méthode directe).

L'onduleur à MLI génère des créneaux de tension à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux valeurs. Les courants sont mesurés puis transformés dans le référentielle tournant qu'on les utilise pour la régulation des courants. Le flux de référence est déduit de la vitesse de rotation à partir du bloc de défluxage [8].

Si le courant I_d est dans la même direction du flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe d s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer. D'autre part, si le courant I_d est négatif, le flux statorique sera en sens inverse à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (défluxage). Normalement, le courant I_d doit être nul

montrent que lors du démarrage à vide toutes les grandeurs se stabilisent après un temps de réponse qui dure 0.2 s, la vitesse de rotation suit la vitesse de référence sans présence de dépassement, un fort appel du courant au transitoire puis il se stabilise en régime permanent. Le couple électromagnétique oscille lors de la mise sous tension en atteignant une valeur maximale de 20 N.m et disparaît une fois le régime permanent est atteint. Lors de l'application de la charge, on remarque que le couple augmente de façon à compenser instantanément le couple de charge avec quelques ondulations supplémentaires au niveau du couple et du courant causées par la MLI.

Suivant les résultats de simulation obtenus, nous remarquons que cette commande présente des résultats très satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet relativement acceptable de la perturbation. D'autre part on remarque que la vitesse s'établit à sa valeur nominale avec une bonne dynamique et sans erreur statique, à l'instant où l'on applique le couple de charge, la vitesse est réduite mais elle se rétablit à nouveau sans erreur statique.

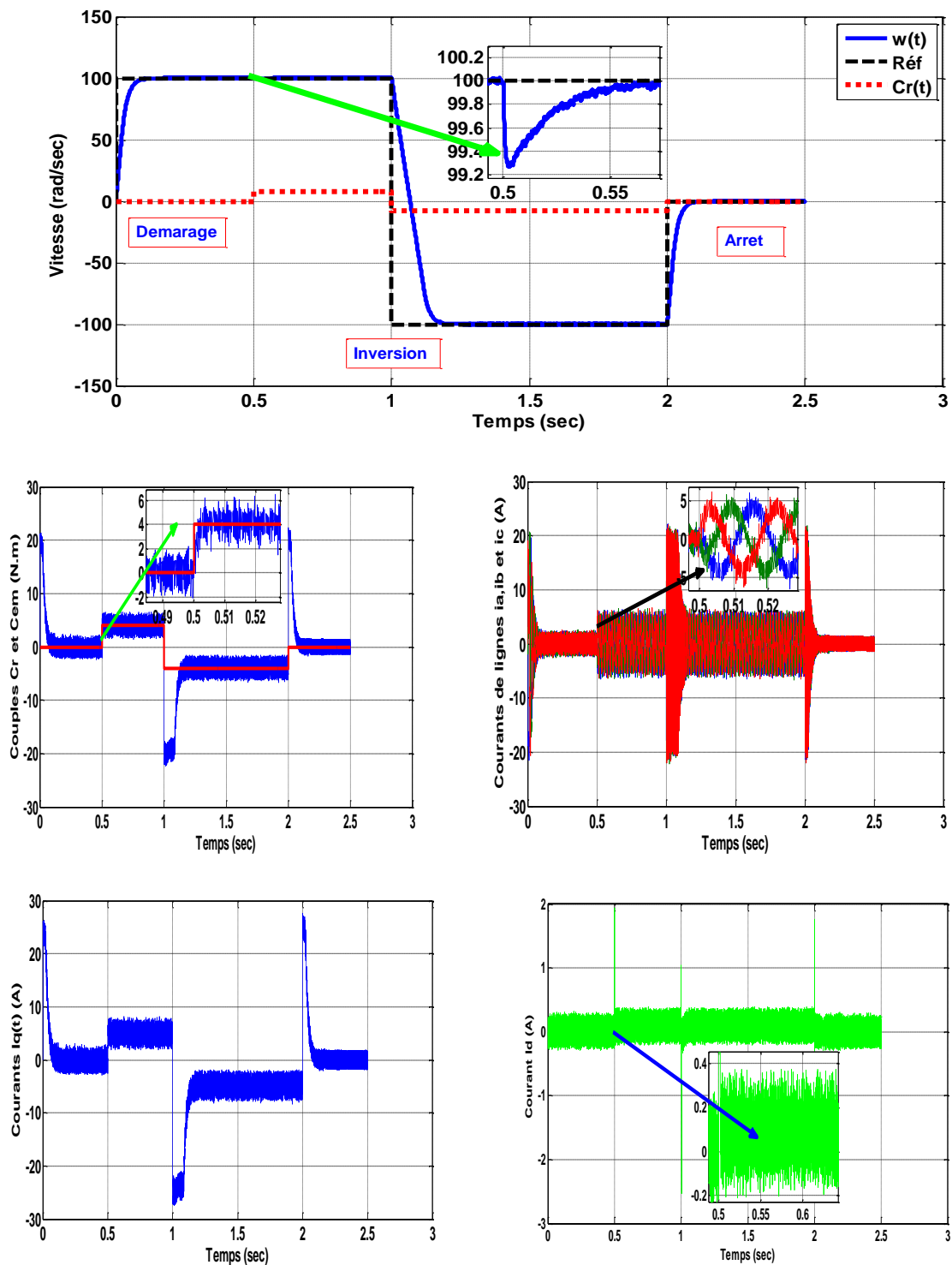


Figure 3.11 .Performances de la commande vectorielle utilisant un régulateur PI: a) vitesse de rotation b) Couple électromagnétique c) Courant statorique I_d d) Courant statorique I_q .

3.7 Commande vectorielle PDC de la machine MSAP [All10]et[All11] :

3.7.1 Synthèse de la loi de commande PDC :

De manière à stabiliser le modèle flou T-S donné par la figure 3.13, on a introduit au chapitre deux la commande PDC (2.44) :

$$u(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) K_i x(t)$$

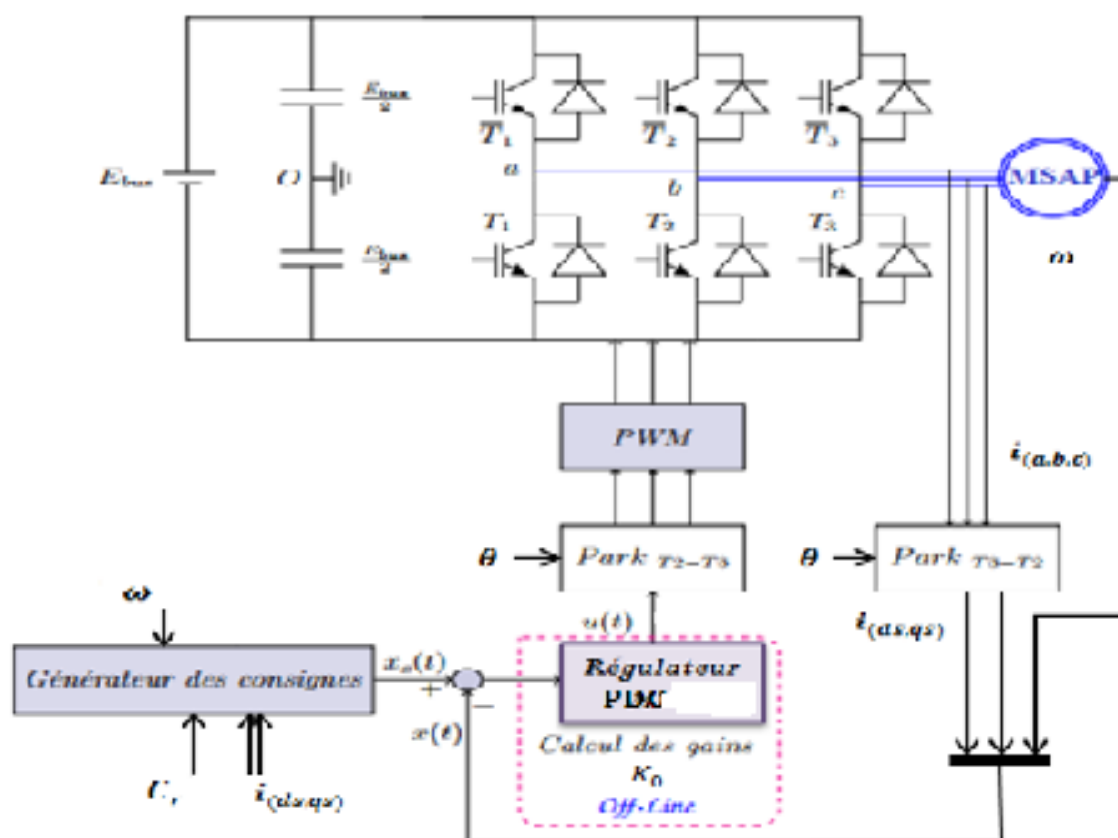


Figure 3.12 : Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur PDC.

La stabilité du système (MSAP + Convertisseur) bouclé est établie en choisissant une fonction de Lyapunov quadratique $V(x(t)) = x(t)Px(t)^T$ et pour assurer aussi une convergence suffisamment rapide vers l'objectif, un taux de décroissance exponentiel γ est imposé en remplaçant la condition de stabilité (2.49) par :

$$\dot{V}(x(t)) \leq -\gamma V(x(t)) < 0$$

.Alors, les valeurs de gains sont déterminés par $K_j = X^{-1}M_j, j = 1, \dots, r$.

Résultats de simulation de la commande PDC :

Le but des essais à basse vitesse et pour d'autres allures de vitesse est de tester la stabilité du système suite à une variation de la charge et aux variations paramétriques. Le fonctionnement du moteur à basse vitesse est plus difficilement maîtrisable que celui à vitesse élevée. Les figures (3.12, 3.13 et 3.14) illustrent le suivi de la trajectoire de basse vitesse jusqu' à la vitesse élevée.

Pour valider l'approche proposée, différents essais en simulations pour la régulation et le suivi de trajectoire ont été réalisés :

Les essais à effectuer sont :

A) Essai de poursuite :

- ✓ Un démarrage à vide avec un échelon de référence de 40 rad/s à $t=0s$
- ✓ Changement de consigne de 40 à 100 rad/s durant un temps de 0.5s.

Concernant l'essai de perturbation de la charge, nous avons effectué une variation de couple résistif pulsé de 0 à 8 N.m pendant une durée de 0.3 s.

Les figures (3-12 et 3.13) montrent aussi l'existence d'une erreur statique faible de vitesse et une poursuite complète pour les consignes testées. D'autre part on remarque que la vitesse et les courants sont peu bruités par rapport aux cas précédant.

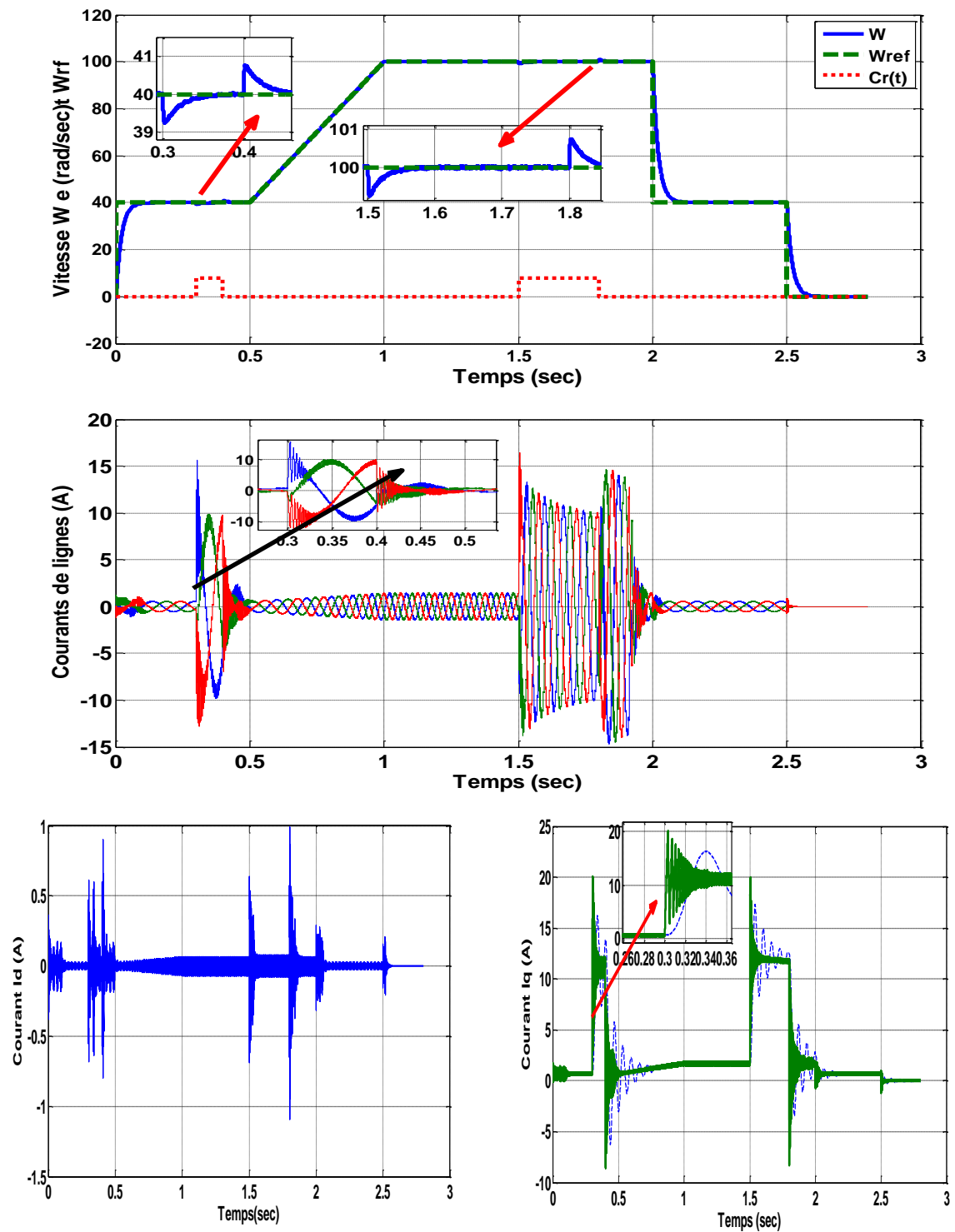


Fig 3.13 Résultats de simulation de la commande PDC pour le suivi des trajectoires.

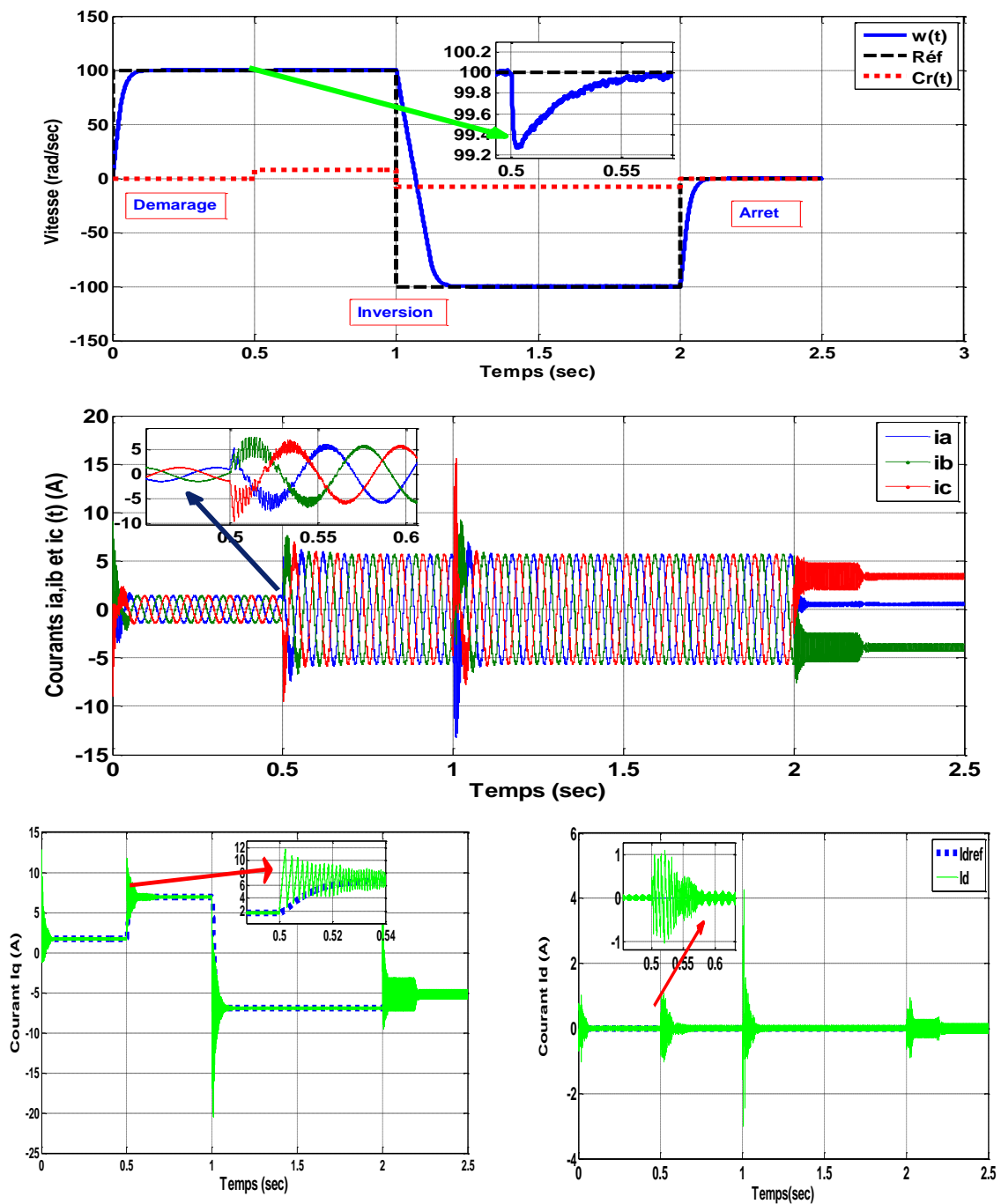


Fig 3.14 Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PDC.

Afin de valider l'approche de cet algorithme de contrôle, on a testé par simulation la poursuite d'une sinusoïde amortie qui est donnée sur la figure 3.15. On constate que les réponses et consignes sont similaires même en présence du couple pulsé de 8Nm

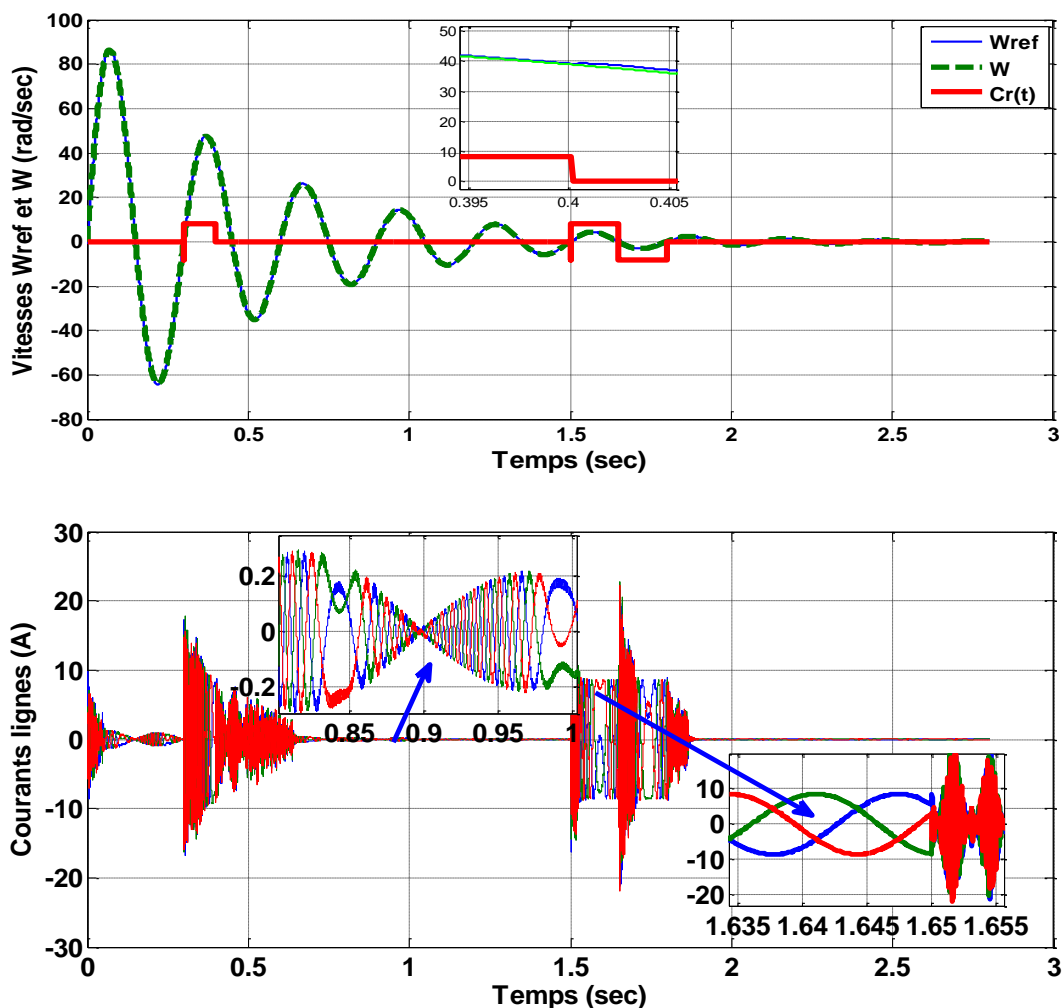


Figure 3.15 : Test de poursuite et de robustesse de la vitesse pour le régulateur PDC pour une référence sinusoïdale amortie avec Cr pulsé de 8Nm.

3.8 Commande vectorielle de la machine MSAP sans capteur mécanique par l'approche PDC :

Les lois de commande présentées précédemment sont basées sur la disponibilité complète des variables d'état à tout instant. Par conséquent, dans le cas où l'état du système n'est pas totalement disponible, il est possible de synthétiser une commande par retour de sortie donné par la figure 3.16.

La dynamique globale de la boucle fermée avec observateur est donnée par l'expression (2.53) :

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ e \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(x(t)) h_j(x(t)) \begin{bmatrix} A_i - B_i K_i & B_i K_i \\ 0 & A_i - C L_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ e \end{bmatrix}$$

Le principe de séparation existe, donc les gains de commande K_i et les gains de l'observateur L_i peuvent se calculer séparément.

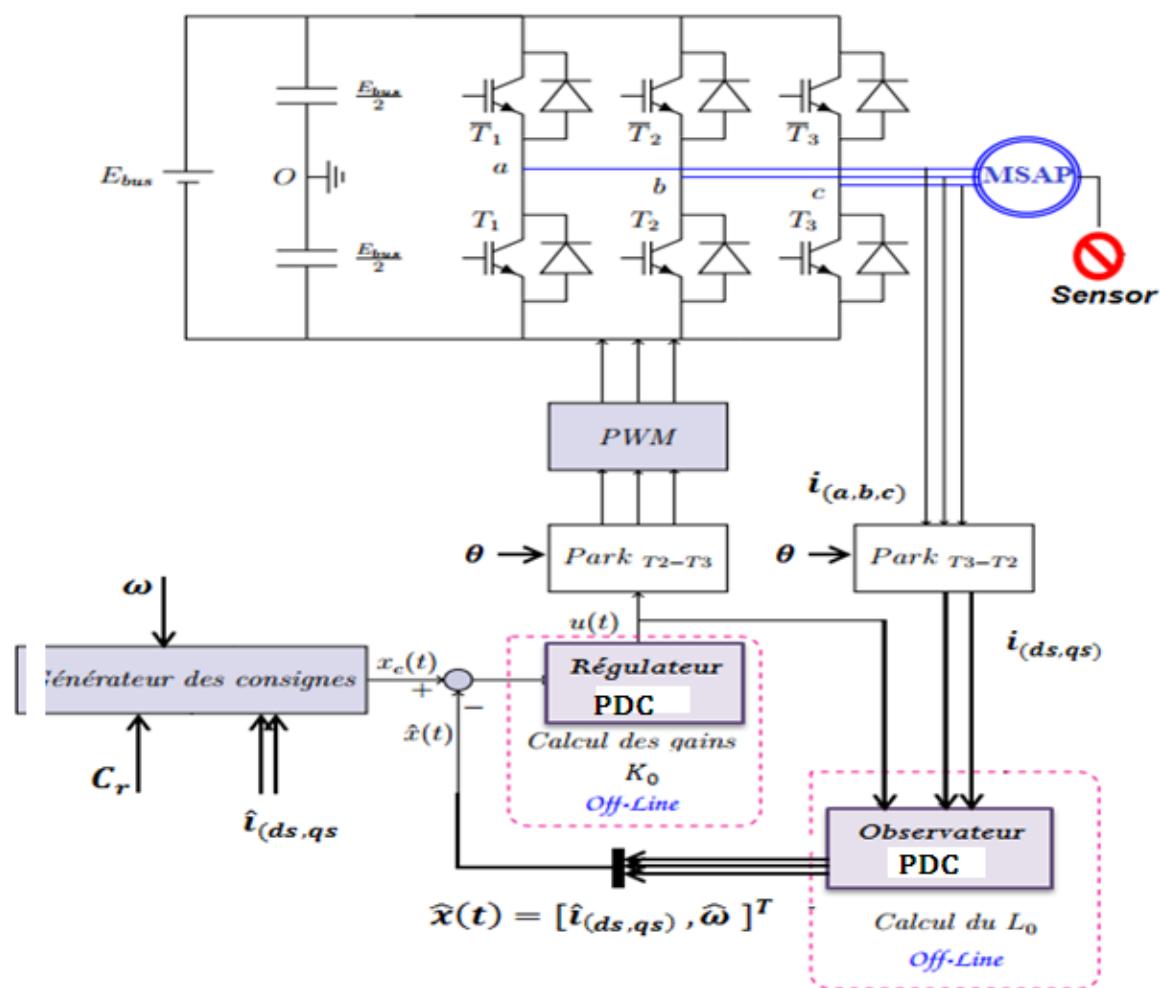


Figure 3.16 : Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur basé observateur PDC

Résultats de simulation pour le suivi de trajectoire :

Pour valider l'approche proposée, différents essais en simulations pour l'observation, la régulation et le suivi de trajectoire ont été réalisés :

Les essais à effectuer sont :

A) Essai de poursuite :

- ✓ Un démarrage à vide avec un échelon de référence de 100 rad/s à $t=0s$
- ✓ Changement de consigne à -100 rad/s à $t=1s$, puis l'arrêt à l'instant $t= 2s$.

B) Concernant l'essai de perturbation de la charge, nous avons effectué une variation de couple résistif de 0 à 4 N.m pendant une durée de 1.5 s et aussi un couple permanent.

La figure 3.17 présentent les résultats de simulation de la commande vectorielle avec un régulateur basé observateur étendu PDC. Les courbes montrent que lors du démarrage à vide toutes les grandeurs se stabilisent après un temps de réponse qui dure 0.2 s, la vitesse de rotation

suit la vitesse de référence sans la présence d'un dépassement dû au changement brusque de la consigne avec une erreur de faible valeur égale à 0.2. Les courants I_{qs} et I_{ds} selon l'axe q et l'axe d oscillent lors de la mise sous tension en atteignant une valeur maximale de 0.3 et 8 A respectivement et se stabilisent aux valeurs de consignes une fois le régime permanent est atteint ($I_d=0$, c'est le principe de la commande vectorielle). Lors de l'application et d'élimination de la charge, on remarque que le courant I_q augmente de façon à compenser instantanément le couple de charge. On remarque aussi quelques ondulations et une erreur supplémentaire au niveau de la vitesse.

Les mêmes figures illustrent aussi les résultats de simulation de l'observateur PDC étendu pour un même benchmark avec un couple de charge C_r constant égal à 4 N.m. Nous pouvons constater que la vitesse mécanique estimée suit bien les références, aussi bien en régime permanent que lors des transitoires, et que l'erreur d'estimation des variables mécaniques est très faible. Le découplage est parfait même durant les transitoires avec une bonne dynamique. On peut constater la nette amélioration des estimations lors des transitoires de vitesses lorsque le couple de charge est appliqué même en inversion de sens de rotation.

Nous pouvons constater que la vitesse et les autres variables ainsi que le couple de charge C_r estimées suivent bien les références, aussi bien en régime permanent que lors des transitoires, et que l'erreur d'estimation des variables très est faible. Le découplage est parfait même durant les transitoires avec une bonne dynamique.

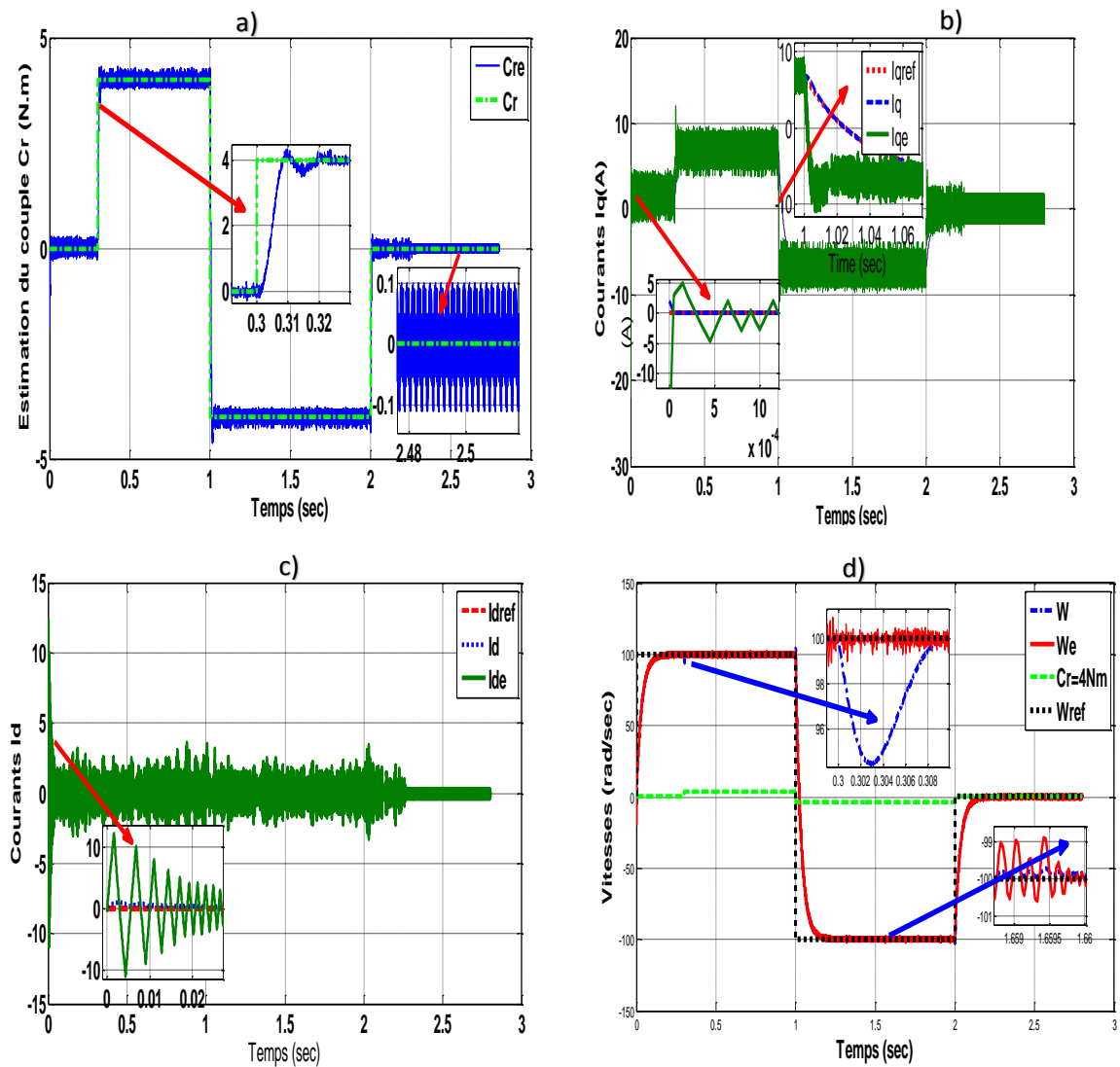


Figure 3.17 : Commande vectorielle de la MSAP avec régulateur basé observateur étendu PDC (Test de variation de Cr)

a) Couple, b) Courant Iq , c) Courant-Id. et d) Vitesse,

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons obtenu des résultats encourageants sur la commande vectorielle avec les deux types de régulateurs étudiées à savoir le régulateur classique PI et le régulateur PDC et régulateur basé observateur étendu PDC, en utilisation le capteur mécanique puis en faisant appel aux observateurs afin d'observer des grandeurs mécaniques par le filtre PDC. Les tests ont été simulés pour les mêmes conditions de fonctionnement (référence, couple de charge et temps d'exécution). Le contrôleur PDC a donné une amélioration de performances dynamiques pour les régimes transitoires relatifs à tous les essais et le découplage a été maintenu.

Les réponses obtenues en simulation, restent une étape cruciale qui doit précéder toute mise en œuvre expérimentale de ces algorithmes de commande et d'observation. On a remarqué une légère différence sur les erreurs d'observation pour le cas de commande sans capteur ceci se justifie par les hypothèses simplificatrices utilisés sur le modèle du MSAP ainsi sur l'observateur PDC.

Chapitre 4

Commandes avancées de la MSAP avec et sans capteur de vitesse et diagnostic des défauts

4.1 Introduction :

Dans le monde industriel la machine synchrone (MSAP) occupe une place prépondérante dans le domaine de variation de vitesse avec un coût élevé. Sa commande est plus difficile à implanter, à ses nombreux avantages (robustesse, forte puissance) par rapport aux autres machines électriques et, d'autre part, au principe d'orientation du champ introduit par Blaschke qui donne de bonnes performances dynamiques.

La recherche s'oriente maintenant vers l'amélioration de ce type de commande. Les premiers travaux ont d'abord porté sur la qualité et la robustesse de cette commande. Une difficulté supplémentaire de la commande vectorielle est la mesure de vitesse, c'est pourquoi les travaux actuels de la recherche sont centrés sur la suppression de ce capteur. Par conséquent, la commande vectorielle sans capteur mécanique occupe une part de plus en plus importante dans l'industrie et la recherche.

Dans la littérature, il existe plusieurs techniques de commande non linéaire sans capteur mécanique dans les entraînements électriques, mais posent un problème très difficile de point de vue analytique pour garantir simultanément la stabilité du contrôleur et l'observateur. Premièrement, dans cette partie de la thèse, une nouvelle approche de poursuite des trajectoires de la machine synchrone MSAP sous la commande vectorielle qui est basée sur l'utilisation d'une classe de modèles polytopiques non linéaires appelés modèles flous continus de type Takagi-Sugeno (TS) est développée. Deuxièmement, la stabilité de la boucle fermée globale contrôleur basé observateur MVT sera démontrée puisque l'ensemble vérifie le principe de séparation qui sera suivi d'une application sur la commande vectorielle de la machine synchrone MSAP en utilisant la commande par retour d'état et la commande robuste avec des critères de performances H_{∞} montrant l'efficacité de l'approche proposée via des résultats de simulations. La méthodologie de synthèse des lois de commande est basée sur des conditions LMI assurant la convergence de l'erreur de poursuite ainsi que la robustesse vis-à-vis des perturbations externes. Finalement, des nouvelles approches de localisation et de

détection du défaut seront envisagée une fois le modèle défaillant de la MSAP est établi par l'approche MVT étendue.

4.2 Commande vectorielle de la MSAP basée sur l'approche MVT sans capteur

mécanique :

Notre contribution dans la thèse est d'analyser et d'implanter ces nouveaux algorithmes de commande et d'observation similaires aux techniques classiques (retour d'état et observateur de Luenberger) par une approche basée sur la théorie MVT (Mean Value Theorem) et l'approximation par secteur non linéaire ou TP (transformation polytopique) qui seront appliquées à la commande vectorielle de la machine synchrone (MSAP) donnée par la Figure 4.1.

On considère de nouveau la commande PDC qui est réduite à un retour d'état classique définit par :

$$u(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) K_i (x_c(t) - \hat{x}(t)) \longrightarrow u(t) = K_0 (x_c(t) - \hat{x}(t)) \quad (4.1)$$

Avec l'erreur de reconstruction d'état :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (4.2)$$

Combinant l'état du système TS et la dynamique de l'erreur d'estimation d'état, on obtient le système en boucle fermée globale :

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_0 - B_0 K_0 + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n^T(j) \frac{\partial \Phi_i}{\partial z_j}(z_{1i}) & -B_0 K_0 \\ 0 & A_0 - L_0 C_0 + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n^T(j) \frac{\partial \Phi_i}{\partial z_j}(z_{2j}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ e \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

D'où

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^q h_j(\xi) h_j(\xi) \begin{pmatrix} A_0 - B_0 K_0 + AA_i & -B_0 K_0 \\ 0 & A_0 - L_0 C_0 + AA_j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ e \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Dans le cas où les variables de prémisses ne sont pas mesurables, la propriété de principe de séparation existe [YON08], les seuls gains de commande K_0 et d'observation L_0 peuvent se calculer séparément en utilisant une procédure similaire à celle traitée antérieurement.

Pour le cas de suivi des trajectoires, on considère que les consignes $x_c(t)$ et la perturbation $w(t)$ varient en escaliers. Par l'utilisation de l'approche MVT et la théorie de l'approximation par secteur non linéaire, l'expression (4.20) se réécrit avec des ajustements comme :

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{e} \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^q h_j(\xi) h_j(\xi) \begin{pmatrix} A_0 - B_0 K_0 + A A_i & -B_0 K_0 \\ 0 & A_0 - L_0 C_0 + A A_j \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ e \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_0 K_0 & D \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_c \\ w \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

Alors dans ce cas, la stabilité est toujours assurée par un choix des gains de commande K_0 et d'observation L_0 comme dans le cas précédent, tandis que le second terme de (4.21) n'affecte pas la stabilité, mais se présente comme une entrée extérieure affectant seulement le régime permanent de la réponse.

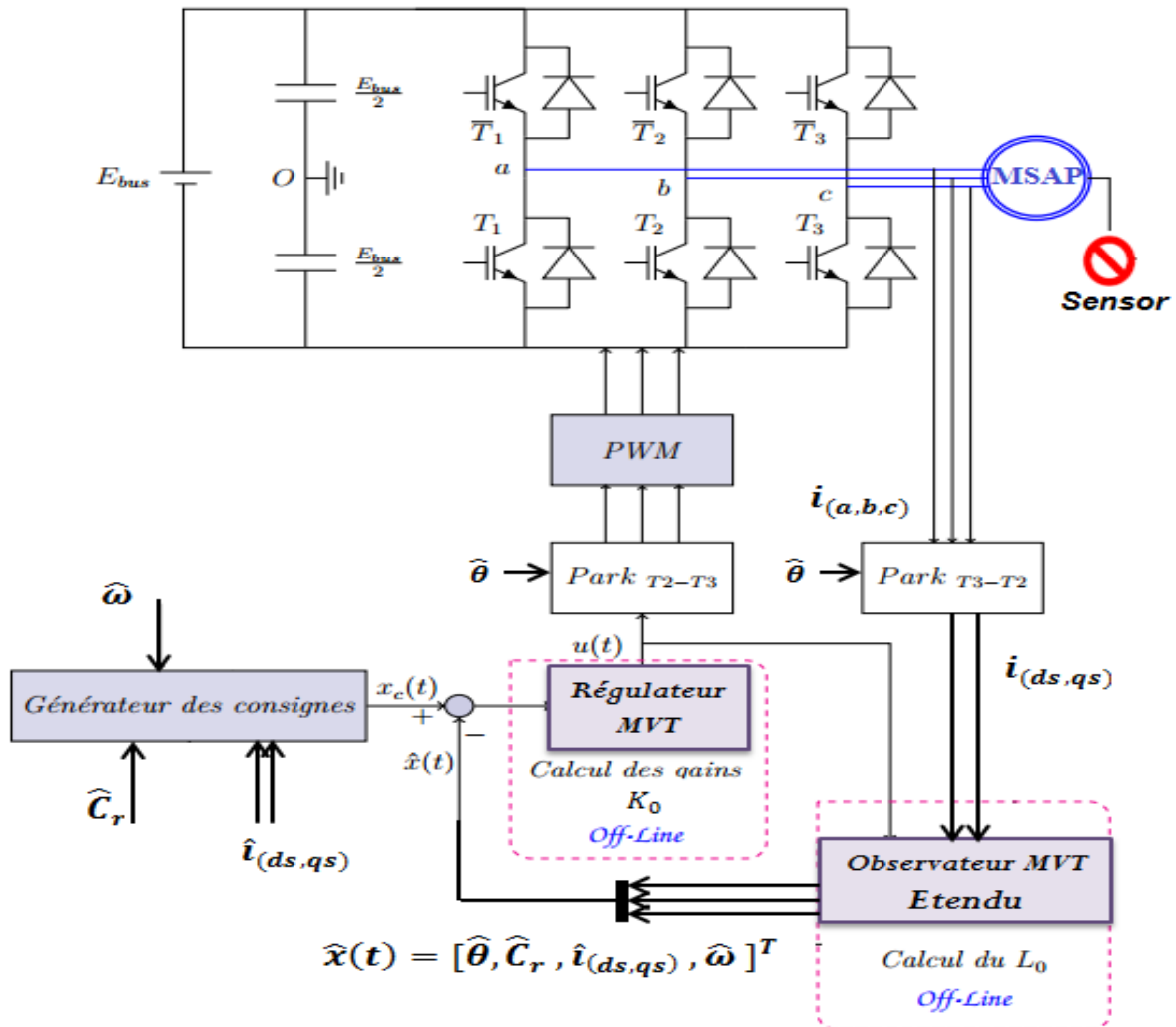


Figure 4.1 : Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur basé observateur MVT étendu.

4.2.1 Résultats de simulation pour le suivi de trajectoire sans et avec observateur MVT :

Pour valider l'approche proposée, différentes essais en simulations pour l'observation, la régulation et le suivi de trajectoire ont été réalisés.

4.2.1.1 Commande vectorielle MVT de la machine synchrone MSAP avec capteur :

On considère la commande vectorielle de la MSAP avec régulateur MVT sans observateur qui est donné par le schéma synoptique suivant (Figure 4.2).

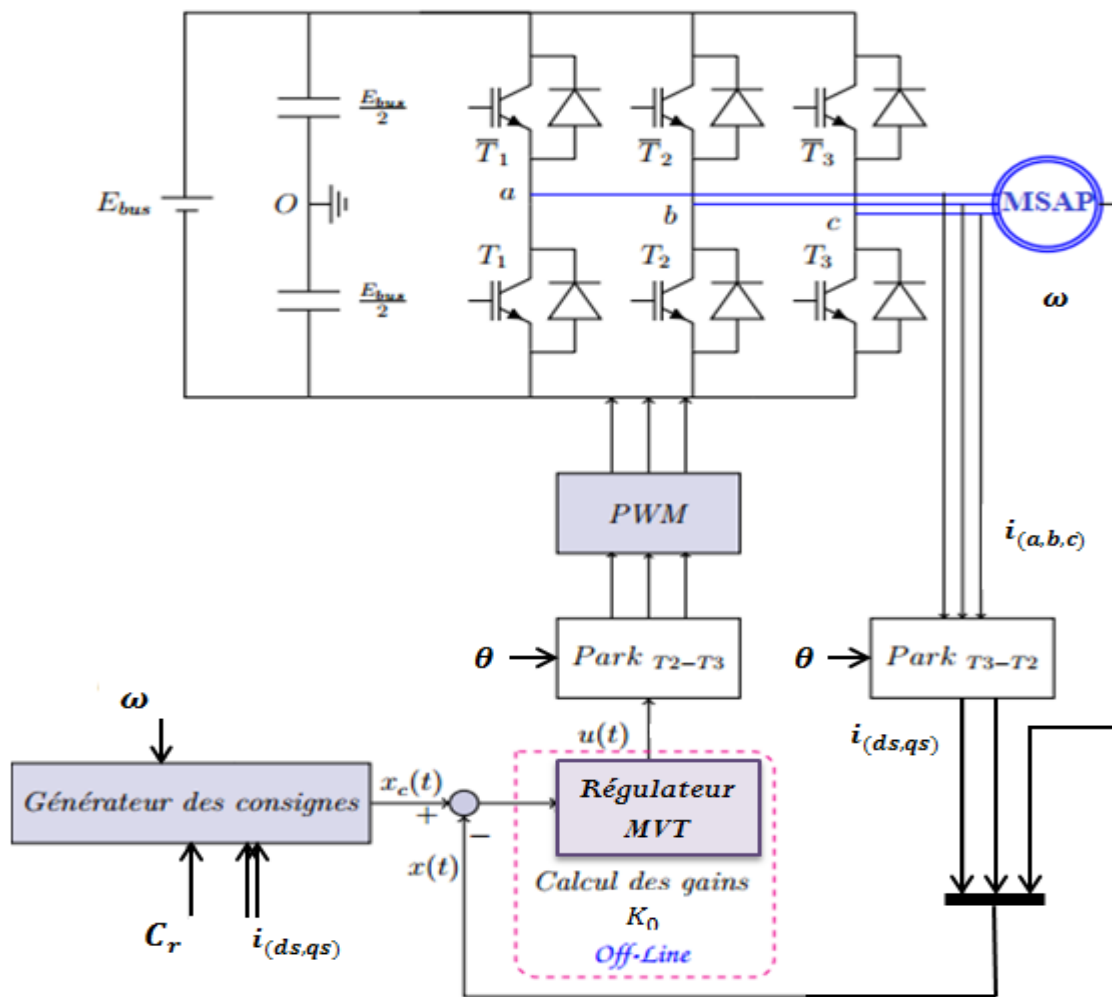


Figure 4.2 : Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur MVT.

Le gain K_0 est calculé par le programme YALMIP sous l'environnement du logiciel Matlab/Simulink :

$$K_0 = 10^4 \begin{bmatrix} 0.0019 & -0.0004 & 0.005 & -0.0245 & -0.0013 \\ -0.0001 & 0.0254 & 0.0003 & 0.0060 & 6.0072 \end{bmatrix}$$

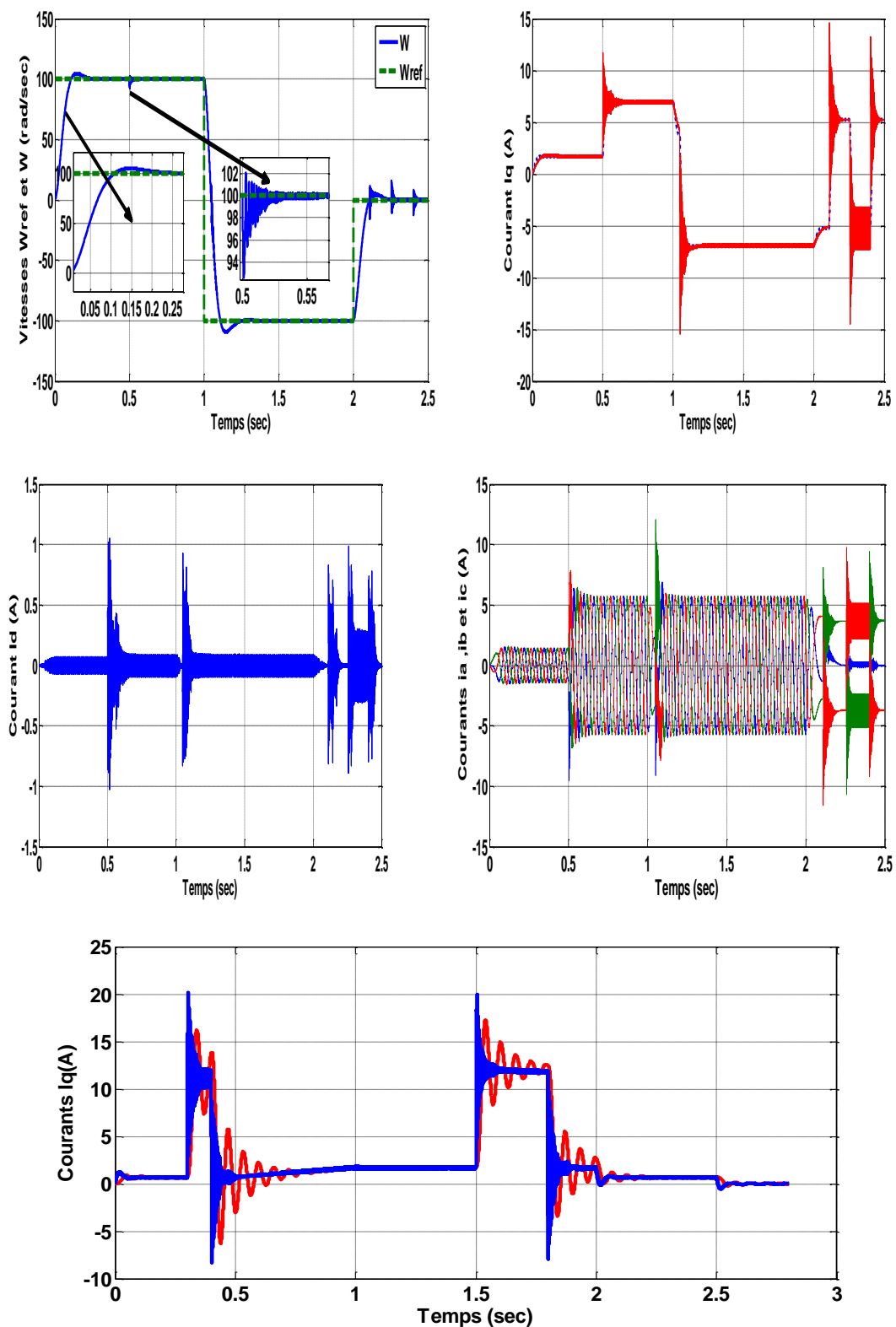


Figure 4.3 : Résultats de simulation de la MSAP sous la commande MVT avec capteur mécanique

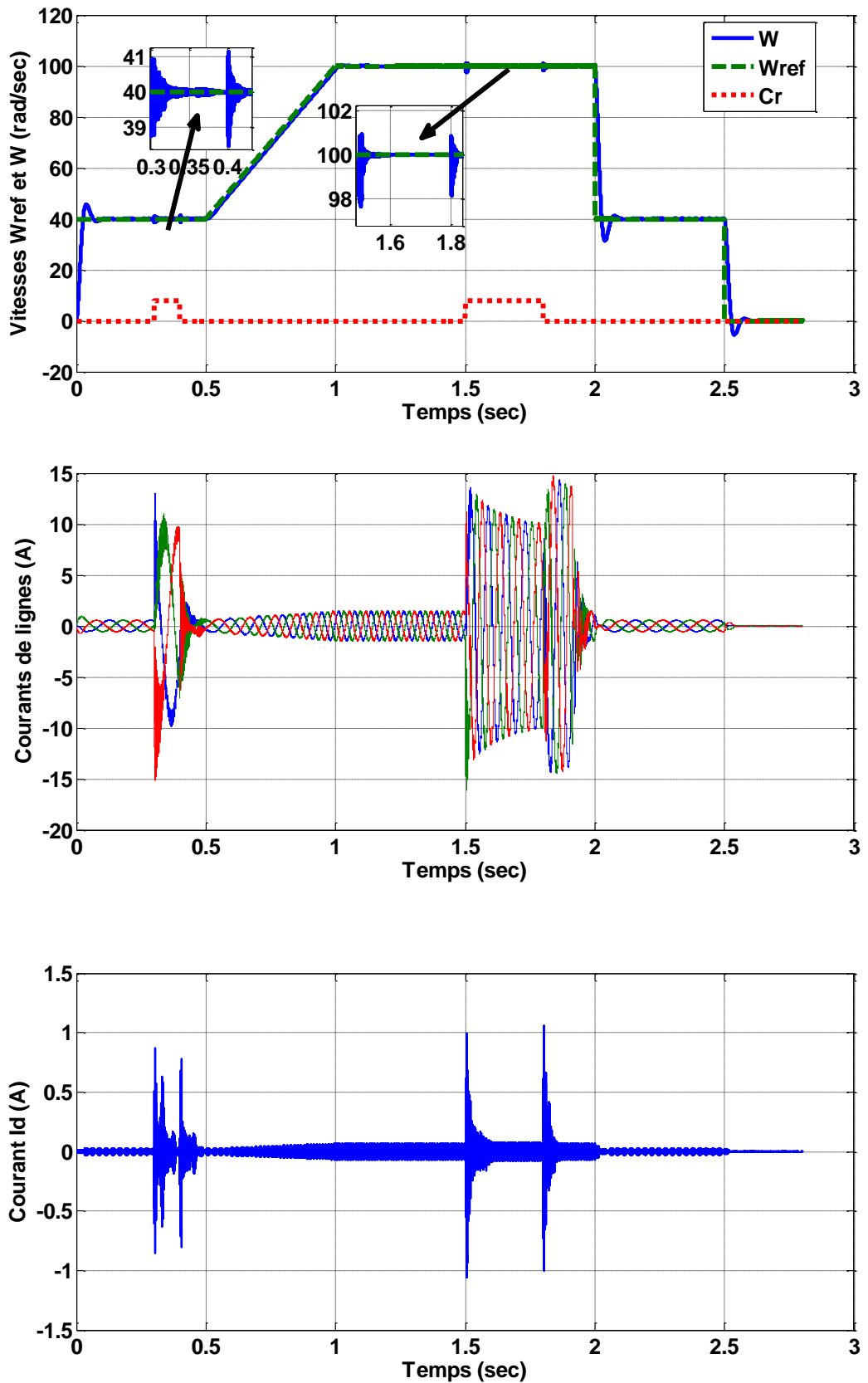


Figure 4.4 Test de poursuite de la vitesse pour le régulateur MVT avec capteur mécanique pour différentes consignes (rampes et paliers) avec un couple pulsé de $Cr=4N.m$.

Les figures 4.3 et 4.4 représentent les résultats de simulation de la commande vectorielle avec capteur de vitesse basés sur la technique MVT. Avec ce type de régulateur, l'étude des résultats met clairement en évidence que la commande présente des performances très satisfaisantes. On a constaté aussi que la vitesse suit l'évolution la référence avec un dépassement moins important et une erreur de vitesse minimale. Le découplage est maintenu ainsi que les courants sont admissibles avec une erreur aussi faible.

4.2.1.2 Commande vectorielle MVT de la machine synchrone MSAP avec observateur MVT :

On considère maintenant la commande vectorielle de la MSAP avec régulateur MVT basé observateur MVT qui est donné par le schéma synoptique suivant (Figure 4.6).

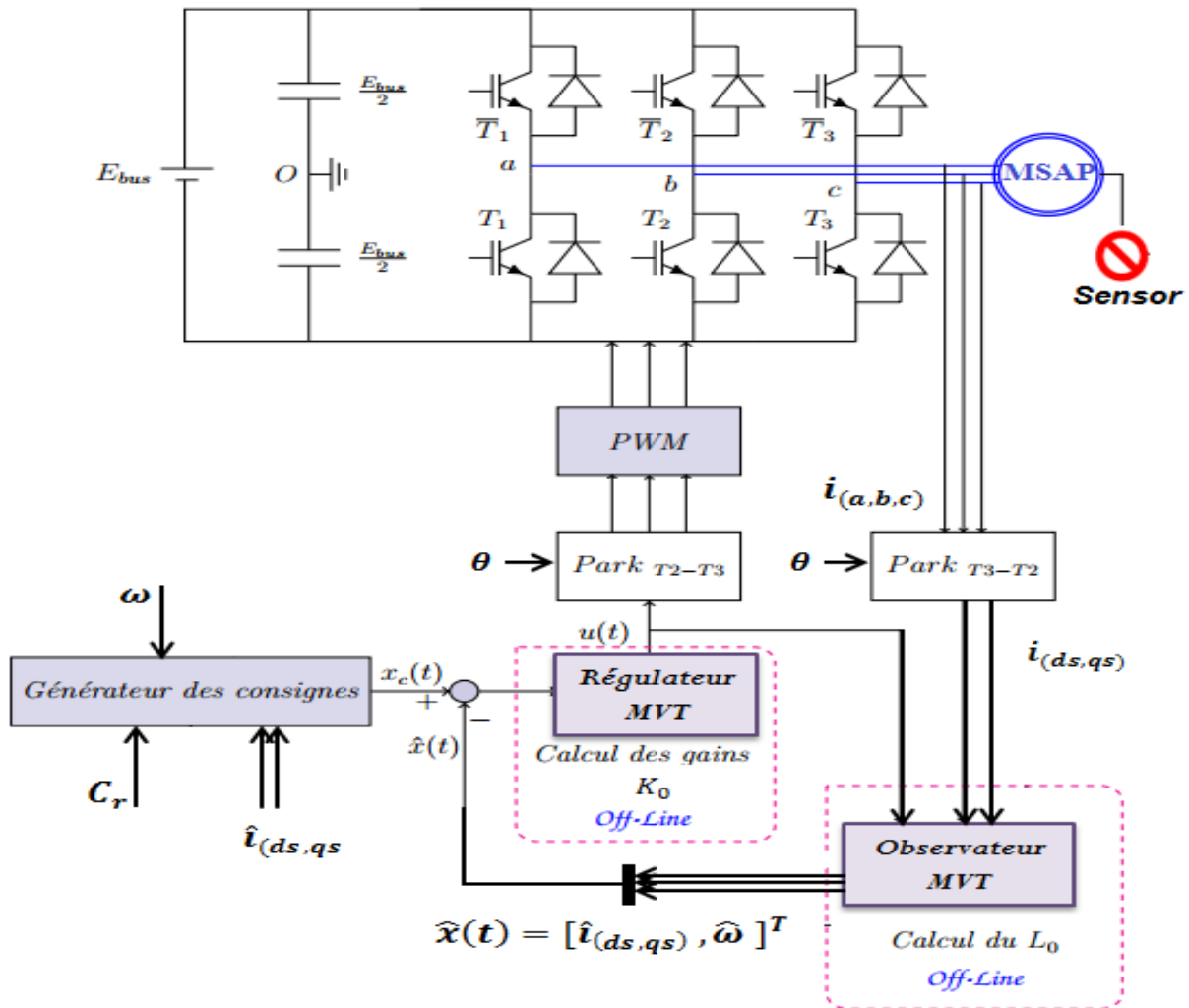


Figure 4.5 : Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur basé observateur MVT.

Afin de tester les performances et la robustesse de la commande vectorielle sans capteur de vitesse, avec le régulateur basé observateur MVT et MVT étendu, des séries de simulations numériques similaires à celles réalisées précédemment ont été effectuées :

- ✓ Démarrage à vide en escalier et en rampe de faible vitesse jusqu'à une référence de 100 rad/s pendant un temps d'une seconde.
- ✓ Application d'un couple de charge de 8 N.m à l'instant $t=0.5s$ et un saut de vitesse (inversion) à -100 rad/s de l'instant $t = 1s$ jusqu'à $t=2.5s$.
- ✓ Test de robustesse vis à vis aux variations paramétriques (R_s et L_s) de 50%.

Les gains K_0 et L_0 sont calculés par le programme YALMIP sous l'environnement du logiciel Matlab/Simulink pour les performances temporelle et régime statique désirées :

$$K_0 = 10^3 \begin{bmatrix} 0.1897 & -0.1425 & 3.1077 & -0.0112 & 0.0055 \\ -0.0010 & 0.0186 & -0.3239 & 0.3572 & 0.0179 \end{bmatrix}$$

$$L_0 = 10^3 \begin{bmatrix} 2.4596 & 0.0702 \\ 0.6760 & -4.3476 \\ -0.5261 & 2.3276 \end{bmatrix}$$

Les figures 4.6 jusqu'au 4.9 représentent les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basés sur la technique de commande par l'approche MVT. Avec ce type de régulateur basé observateur MVT, l'étude des résultats met clairement en évidence que la commande présente des performances très satisfaisantes .On a constaté aussi que la vitesse estimée suit l'évolution de la vitesse réelle avec un dépassement moins important et une erreur d'estimation de vitesse minimale. Le découplage est maintenu ainsi que les courants sont admissibles avec une erreur d'estimation aussi faible.

La figure 4.10 présente les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse avec un régulateur MVT basé observateur MVT vis-à-vis aux variations de de la résistance du stator (50%) et une inductance de 50%. D'après ces résultats, on remarque que la commande sans capteur par cette technique est légèrement sensible à ce genre de variation.

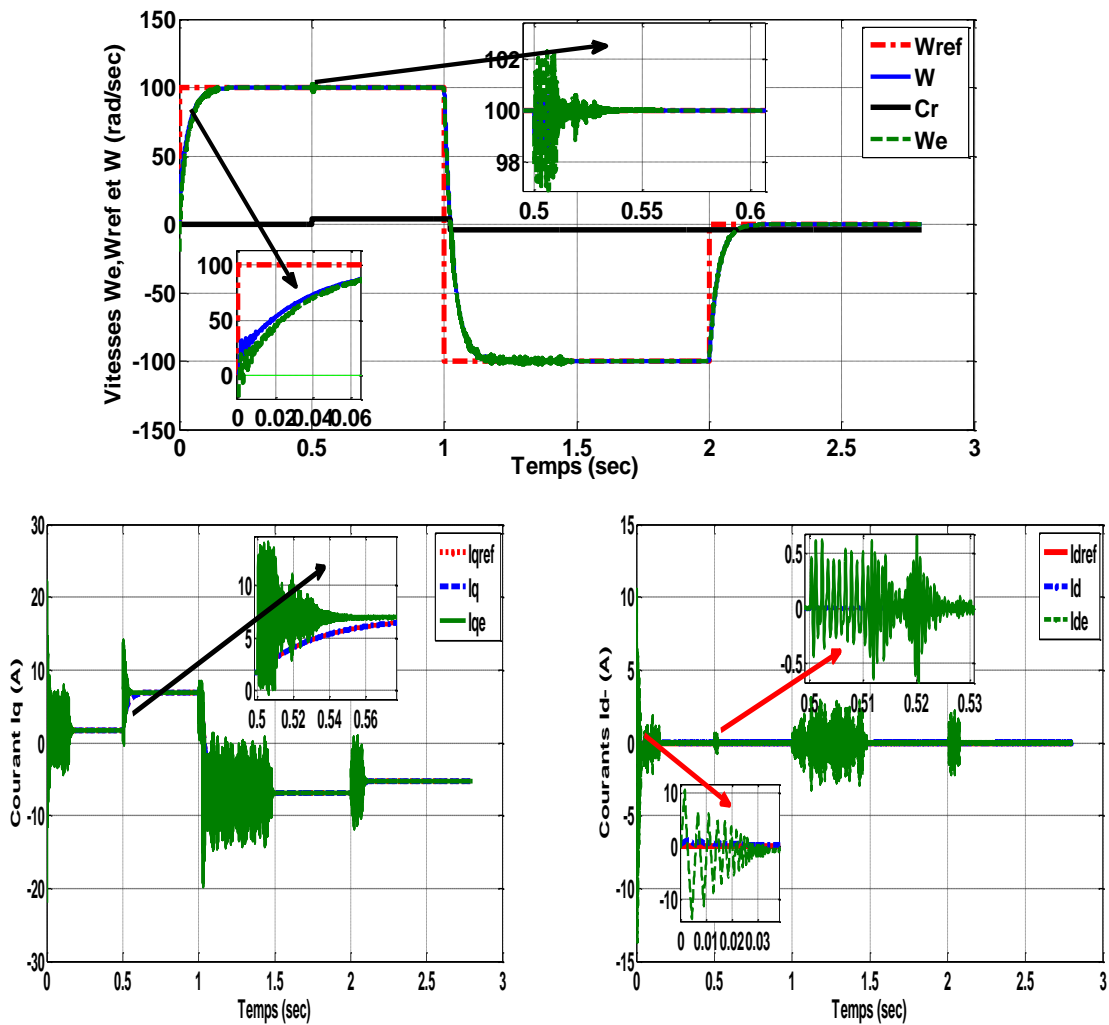


Figure 4.6 : Résultats de simulation de la MSAP sous la commande MVT sans capteur mécanique.

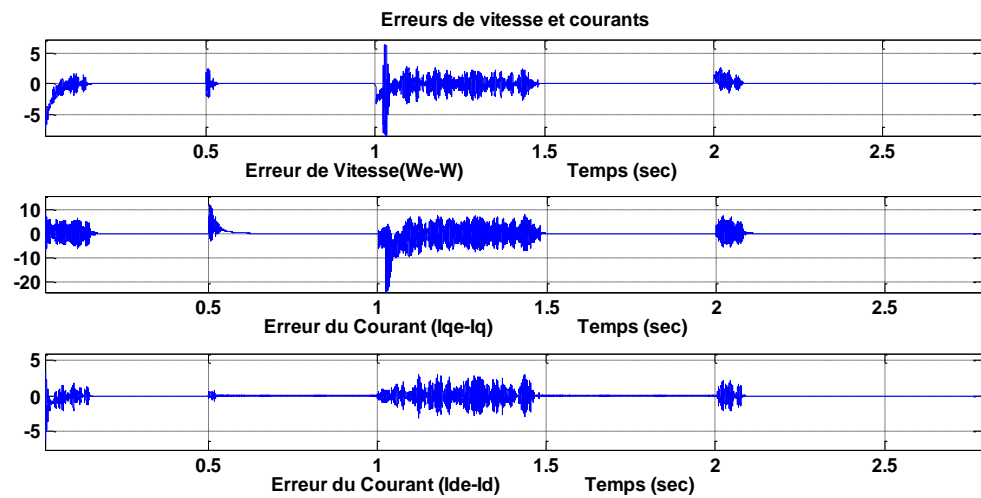


Figure 4.7 : Erreurs d'estimation et de contrôle des variables d'états (vitesse et courants) sous la commande MVT sans capteur mécanique pour $Cr=8Nm$.

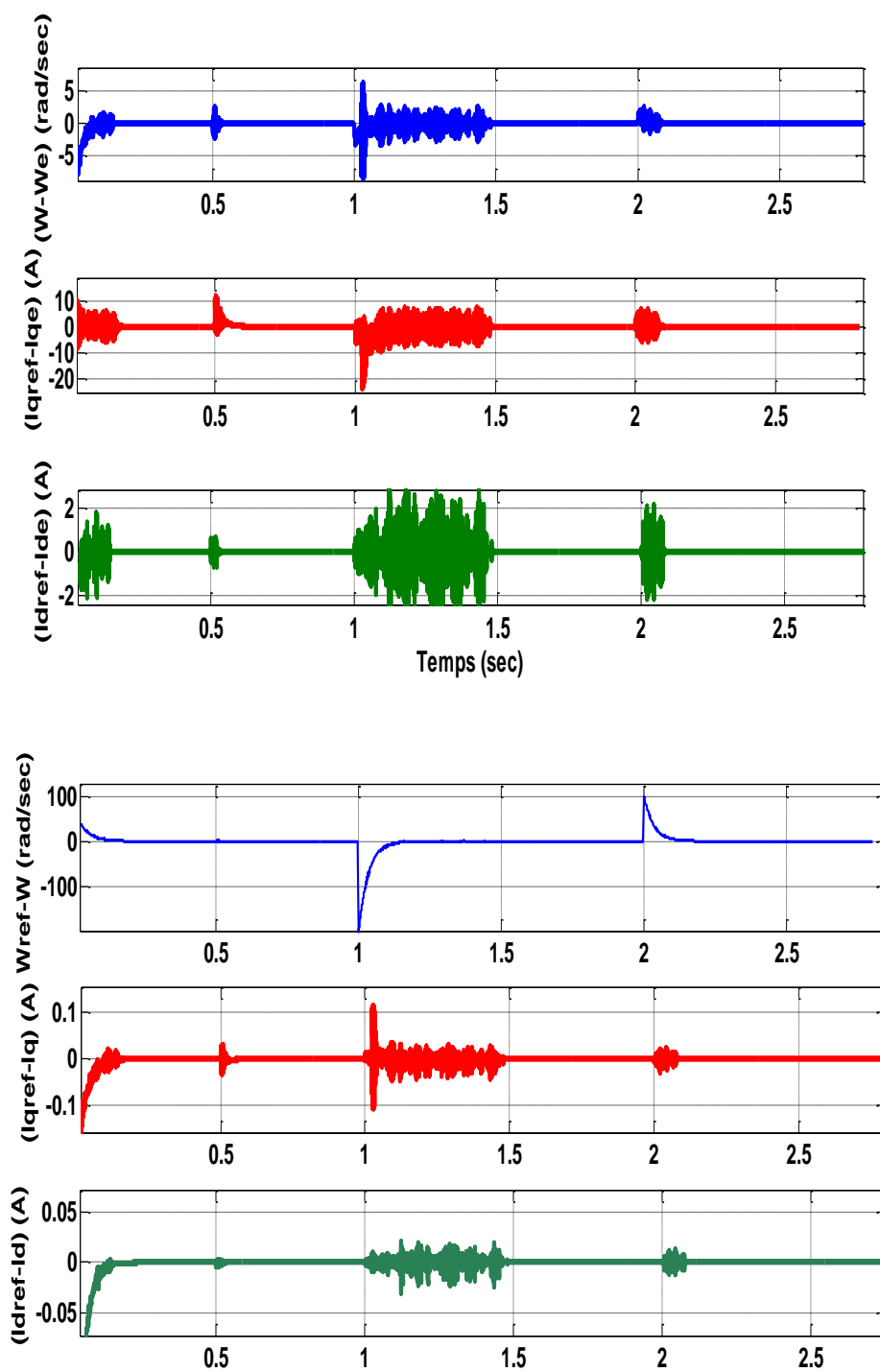


Figure 4.8 : Erreurs d'estimation et de contrôle des variables d'états (vitesse et courants) sous la commande MVT sans capteur mécanique pour $Cr=8Nm$.

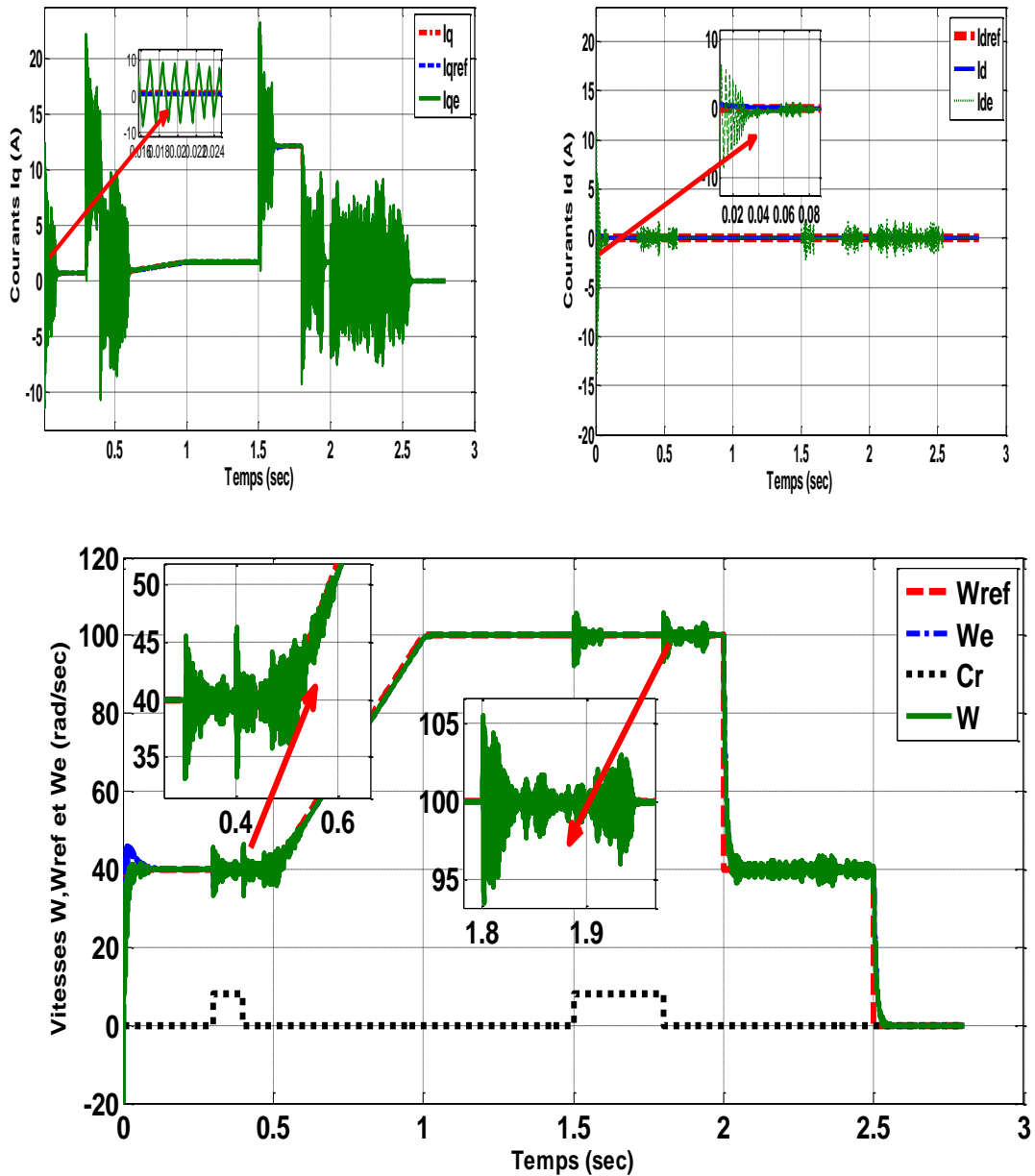


Figure 4.9 : Test de poursuite de la vitesse pour le régulateur MVT sans capteur mécanique pour les faibles vitesses et différentes allures (rampes et escaliers) avec des couples pulsés $Cr=8N.m$.

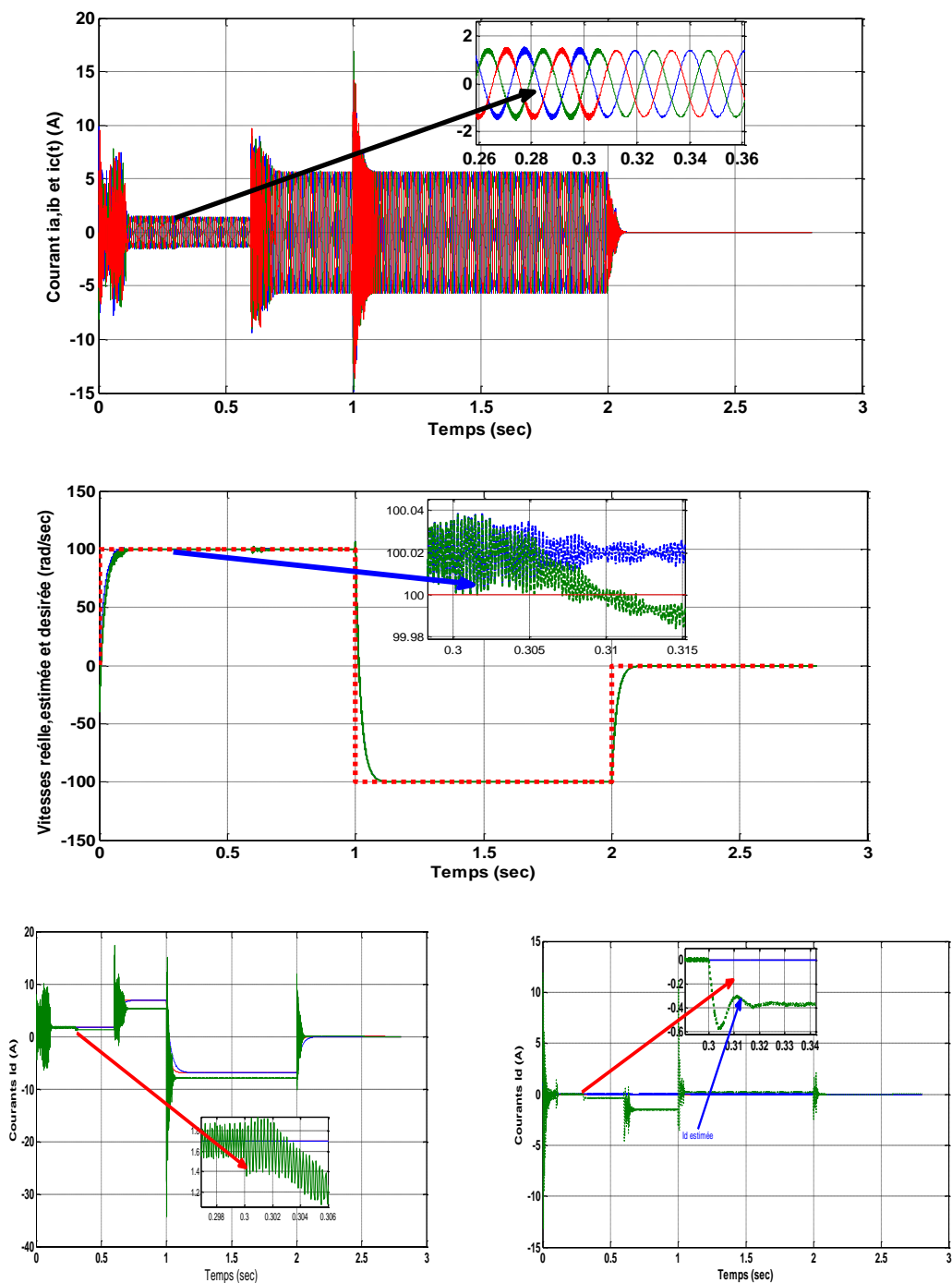


Figure 4.10 Les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse avec un régulateur MVT basé observateur MVT vis-à-vis aux variations de la résistance et de l'inductance de 50% à $t=0.3$ sec respectivement.

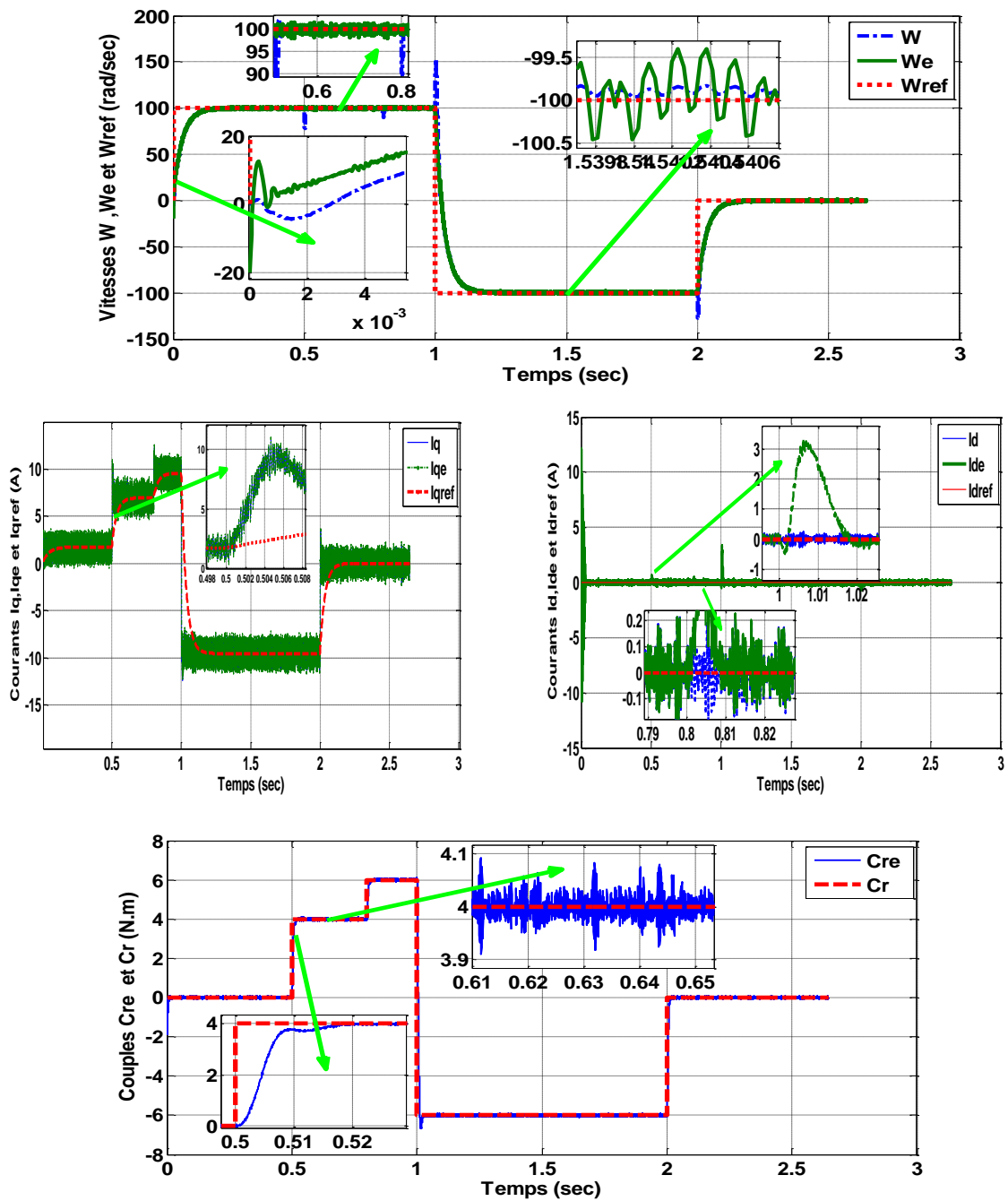


Figure 4.11 Résultats de simulations des états réels et estimés avec observateur MVT- étendu avec estimation du couple sans capteur mécanique pour un couple pulsé Cr de 4 à 6N.m.

Les résultats de simulation montrent bien les bonnes performances obtenues tant du point de vue de la stabilité que de la robustesse aux variations paramétriques. Le régulateur MVT basé observateur MVT étendu associé au modèle TS obtenu est déterminé en utilisant les outils de synthèse LPV basés sur l'approche polytopiques, l'application de cette stratégie de commande au moteur synchrone à aimants permanents MSAP a rendu le système bouclé plus robuste par rapport aux incertitudes paramétriques et a permis aussi de rejeter toute perturbation externe.

4.3 Stabilisation par un mono-contrôleur H_∞ des systèmes perturbés de type T-S :

L'objectif est maintenant de proposer une méthodologie de synthèse de lois de commande pour ce type de systèmes garantissant le suivi de trajectoire ainsi que la robustesse vis-à-vis des perturbations externes. Les notions élémentaires de synthèse de lois de commande floues de type Takagi-Sugeno sont déjà présentées dans les premiers chapitres.

La stabilisation par retour d'état a été abordée dans la littérature pour plusieurs classes de systèmes représentés par des modèles T-S, par exemple, les modèles avec incertitudes paramétriques bornées [YON08], avec retard, etc. De plus, des critères de performances sont traités tels que l'introduction de performances H_∞ .

L'objectif de cette partie est de proposer une méthodologie de synthèse de loi de commande basée sur des conditions LMI assurant la convergence de l'erreur de poursuite ainsi que la robustesse vis-à-vis des perturbations externes.

4.3.1 Formulation du problème de commande :

Soit la classe de multi modèle de type T-S de la machine synchrone perturbé qui est représentée par :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^4 h_i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t) + D w(t)) \\ y(t) = C x(t) \end{cases} \quad (4.5)$$

On définit le vecteur d'état de référence x_c :

Et le vecteur d'état de l'erreur :

$$e(t) = x(t) - x_c(t) \quad (4.6)$$

On considère la loi de commande de type PDC classique modifiée ou MVT définie par :

$$u(t) = -K_0 e(t) \quad (4.7)$$

En considérant l'équation (4.22), la dynamique de l'erreur de suivi de trajectoire s'écrit :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^5 h_i(x(t))((A_0 + A A_i) e(t) + B u(t) + (A_0 - A A_i) x_c + D w(t)) \quad (4.8)$$

Pour éliminer les effets de perturbation et les incertitudes paramétriques en régime permanent il est préférable d'ajouter une action intégrale, alors la commande modifiée s'écrit :

$$u(t) = -[K_0 \quad K_I] \begin{bmatrix} e(t) \\ e_I(t) \end{bmatrix} = \overline{K} \cdot e \quad (4.9)$$

Telle que l'état lié à l'action intégrale :

$$\dot{e}_I(t) = x(t) - x_c(t) \quad (4.10)$$

En substituant (4.9), la dynamique de l'équation d'état de l'erreur de commande de la boucle fermée globale (4.8) combinée avec (4.10) s'exprime par :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) (\overline{G}_i e(t) + \overline{D}_i \overline{w}(t)) \quad (4.11)$$

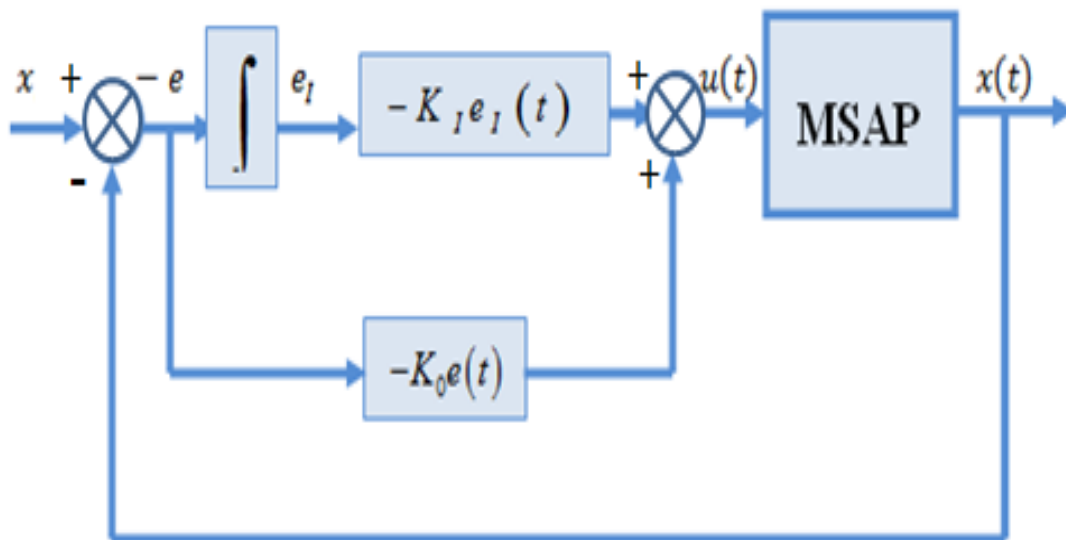
Avec

$$\overline{G}_i = \overline{A}_i - \overline{B}K$$

Et :

$$\overline{A}_i = \begin{bmatrix} A_0 + AA_i & 0 \\ I & 0 \end{bmatrix}, \overline{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, \overline{D}_i = \begin{bmatrix} A_0 - AA_i & D \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } \overline{w}(t) = \begin{bmatrix} x_c \\ w(t) \end{bmatrix}$$

Dès lors, s'il peut être établi que le système augmenté (4.11) est stable, alors le suivi de trajectoire du système est garanti via la loi de commande (4.9) et les consignes de référence (4.6). L'implantation détaillée de l'approche de commande en suivi de trajectoire de la stratégie de commande proposée est donnée par le schéma synoptique suivant (figure 4.12 a et b) :



a)

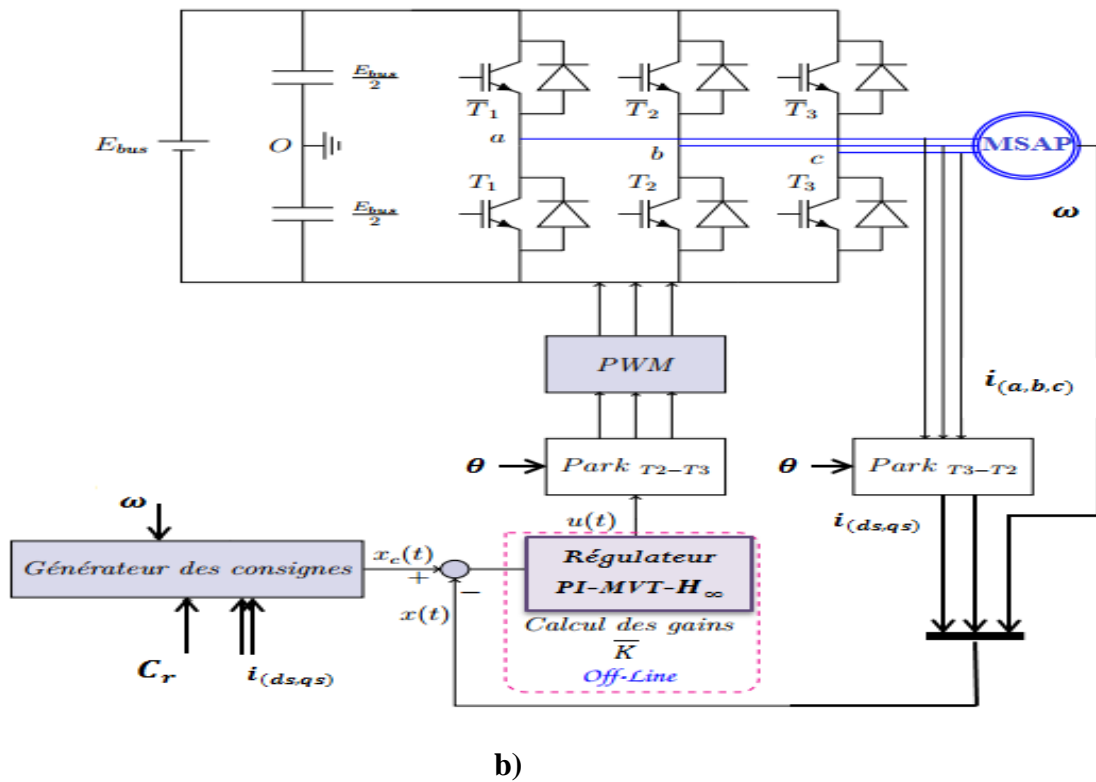


Figure 4.12 : Schéma bloc de la structure de réglage de vitesse de la MSAP sous la commande vectorielle par un régulateur PI- MVT- H_{∞} .

La méthodologie de synthèse d'une loi de commande adoptée consiste donc à déterminer le gain \bar{K} permettant de garantir les objectifs de commande souhaités.

4.3.2 Conditions quadratiques de convergence en suivi de trajectoires des systèmes T-S :

L'objectif est la synthèse du gain \bar{K} permettant d'assurer la stabilité de la boucle fermée (4.11) et, par conséquent, de garantir la convergence de l'erreur de suivi tout en atténuant l'influence des perturbations externes. Pour cela, on propose une synthèse H_{∞} dont la définition est donnée par :

Définition 4.1 :

On appelle norme H_{∞} du transfert T_{∞} entre w et ℓ :

$$\|T_{ew}\|_{\infty} = \sup_{\|w(t)\|_2 \neq 0} \frac{\|e(t)\|_2}{\|w(t)\|_2} \quad (4.12)$$

$$\text{Avec } \|w(t)\|_2^2 = \int_0^{\infty} \sigma^T(t) \sigma(t) dt \quad (4.13)$$

L'objectif est de déterminer une loi de commande qui atténue l'effet des perturbations externes \bar{w} sur la grandeur à stabiliser $\bar{e}(t)$, c'est-à-dire qui minimise le transfert entre \bar{w} et \bar{e} tel que $\|T_{\bar{e}\bar{w}}\|_{\infty} < \gamma$ avec γ est le taux d'atténuation. Dans ce cas, on peut réécrire le critère H_{∞} sous la forme :

$$\int_0^{\infty} \bar{e}^{-T}(t) \bar{e}(t) dt \leq \gamma^2 \int_0^{\infty} \bar{w}^{-T}(t) \bar{w}(t) dt \quad (4.14)$$

Le théorème suivant fournit des conditions suffisantes permettant la synthèse d'une loi de commande (4.9) assurant la stabilité quadratique du système en boucle fermée (4.11) sous la performance H_{∞} .

Théorème 4.1: La stabilité quadratique du système en boucle fermée est garantie pour une atténuation des perturbations externes $w(t)$ selon le taux $\delta = \gamma^2$, s'il existe les matrices, tel

$$\text{que, } X = X^T \succ 0 \text{ et } Q_i = \begin{bmatrix} \bar{A}_i X + X \bar{A}_i^T - \bar{B} Y - Y^T \bar{B}^T & \bar{D}_i & X \\ \bar{D}_i^T & -\gamma^2 I & 0 \\ X & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (4.15)$$

Tel que le gain \bar{K} est calculé par :

$$\bar{K} = YX^{-1}$$

Preuve : Soit la fonction quadratique de Lyapunov donnée par :

$$V(\bar{e}(t)) = \bar{e}^{-T}(t) P \bar{e}(t) \quad (4.16)$$

Au regard de la fonction candidate de Lyapunov quadratique (4.16), le système en boucle fermée (4.11) est stable et aussi le suivi de trajectoire de *via* la loi de commande (4.9) sous la performance H_{∞} , si :

$$\dot{V}(\bar{e}(t)) + \bar{e}^{-T}(t) \bar{e}(t) - \gamma^2 \bar{w}^{-T}(t) \bar{w}(t) < 0 \quad (4.17)$$

Remplaçant la dérivée de $V(e)$ dans (4.17) :

$$\tilde{e}^T(t) P \tilde{e}(t) + \tilde{e}^T(t) P \dot{e}(t) + e(t) e(t) - \gamma^2 \bar{w}^{-T}(t) \bar{w}(t) \leq 0 \quad (4.18)$$

En substituant l'équation d'état (4.11) dans (4.18) :

$$\begin{aligned}
 LMI &= \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \bar{e}(t)^T \left[\bar{G}_i P + P \bar{G}_i^T \right] \bar{e}(t) \\
 &+ \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \bar{w}(t)^T \left[\bar{D}_i^T \quad P \right] \bar{e}(t) \\
 &+ \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \bar{e}(t)^T \left[P \quad \bar{D}_i \right] \bar{w}(t) - \gamma^2 \bar{w}(t)^T \bar{w}(t) < 0
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

L'inégalité (4.19) s'exprime sous la notation vectorielle :

$$LMI = \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \begin{bmatrix} \bar{e}(t)^T & \bar{w}(t)^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{G}_i^T P + P \bar{G}_i + I & P \bar{D}_i \\ \bar{D}_i^T P & -\gamma^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{e}(t) \\ \bar{w}(t) \end{bmatrix} < 0 \tag{4.20}$$

Où

$$LMI_1 = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \left[\bar{G}_i^T P + P \bar{G}_i \right] + I & P \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \bar{D}_i \\ \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \bar{D}_i^T P & -\gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \tag{4.21}$$

$$LMI = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \left[\bar{G}_i^T P + P \bar{G}_i \right] & P \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \bar{D}_i \\ \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \bar{D}_i^T P & -\gamma^2 I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} < 0 \tag{4.22}$$

$$LMI = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \left[\bar{G}_i^T P + P \bar{G}_i \right] & P \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \bar{D}_i \\ \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \bar{D}_i^T P & -\gamma^2 I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} < 0 \tag{4.23}$$

D'où, en appliquant le complément de Schur, on obtient :

$$LMI = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \left[\bar{G}_i^T P + P \bar{G}_i \right] & P \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \bar{D}_i & I \\ \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \bar{D}_i^T P & -\gamma^2 I & 0 \\ I & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \tag{4.24}$$

$$LMI = \sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) \begin{bmatrix} \left[\begin{array}{ccc} \overline{G}_i^T P + P \overline{G}_i & P \overline{D}_i & I \\ \overline{D}_i^T P & -\gamma^2 I & 0 \\ I & 0 & -I \end{array} \right] \end{bmatrix} < 0 \quad (4.25)$$

La condition (4.25) s'écrit sous la forme $\sum_{i=1}^5 h_i(x(t)) Q_i < 0$ avec Q_i défini en haut. Ainsi, une manière évidente d'obtenir des conditions suffisantes sous forme LMI est de considérer que chacun des termes composant la somme (4.25) sont négatifs sachant que pour tout $i = 1, \dots, 5$ et $h_i(x(t)) \geq 0$.

Les inégalités (4.25) ne sont pas linéaires. Pour les rendre LMI, on applique la transformation de congruence en les multipliant à droite et à gauche par la matrice diagonale $diag[P^{-1}, I, I]$, on obtient :

$$\begin{bmatrix} P^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left[\begin{array}{ccc} \overline{G}_i^T P + P \overline{G}_i & P \overline{D}_i & I \\ \overline{D}_i^T P & -\gamma^2 I & 0 \\ I & 0 & -I \end{array} \right] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix} < 0 \quad (4.26)$$

Après développement, l'expression (4.26) se réécrit :

$$\begin{bmatrix} P^{-1} \left[\overline{G}_i^T P + P \overline{G}_i \right] P^{-1} & P^{-1} P \overline{D}_i & P^{-1} \\ \overline{D}_i^T P P^{-1} & -\gamma^2 I & 0 \\ P^{-1} & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (4.27)$$

En utilisant le changement des variables $X^{-1} = P$ et $Y = \overline{K} P^{-1} = \overline{K} X$, on obtient l'expression suivante :

$$Q_i = \begin{bmatrix} \overline{A}_i X + X \overline{A}_i^T - \overline{B} Y - Y^T \overline{B}^T & \overline{D}_i & X \\ \overline{D}_i^T & -\gamma^2 I & 0 \\ X & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (4.28)$$

4.4 Résultats de simulation et interprétation :

Pour illustrer le comportement de l'approche PI-MVT- H_{∞} robuste appliquée à la commande vectorielle de la machine synchrone MSAP, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de la commande robuste augmentée. Les mêmes essais de simulation effectués précédemment ont été repris pour la commande MVT robuste, pour pouvoir mettre en évidence son intérêt vis-à-vis la commande de vitesse de la MSAP.

Les figures 4.13 à 4.16 représentent les résultats de simulation de la commande vectorielle avec capteur de vitesse basée sur l'approche PI-MVT robuste. De ces courbes, on peut constater que la poursuite de la vitesse se fait d'une façon satisfaisante, de même pour les composantes des courants en basses et hautes vitesses. Des essais sur le choix du gain ont été obtenues par la résolution des LMI afin de choisir la meilleure réponse en régime transitoire et régime permanent. Sur la figure 4.14, on a présenté un ensemble des réponses de vitesse pour une valeur du gain optimale montrant une rapidité et des dépassements lors du régime de démarrage.

Suivant les résultats de simulation obtenus, on peut dire que notre commande PI-MVT robuste augmentée H_{∞} avec capteur de vitesse a atteint de bonnes performances et presque une erreur de commande de vitesse nulle.

Une représentation de comparaison entre P-MVT et PI-MVT robuste en se basant sur les réponses précédentes obtenues montrant clairement que PI-MVT robuste est très supérieure à la P-MVT.

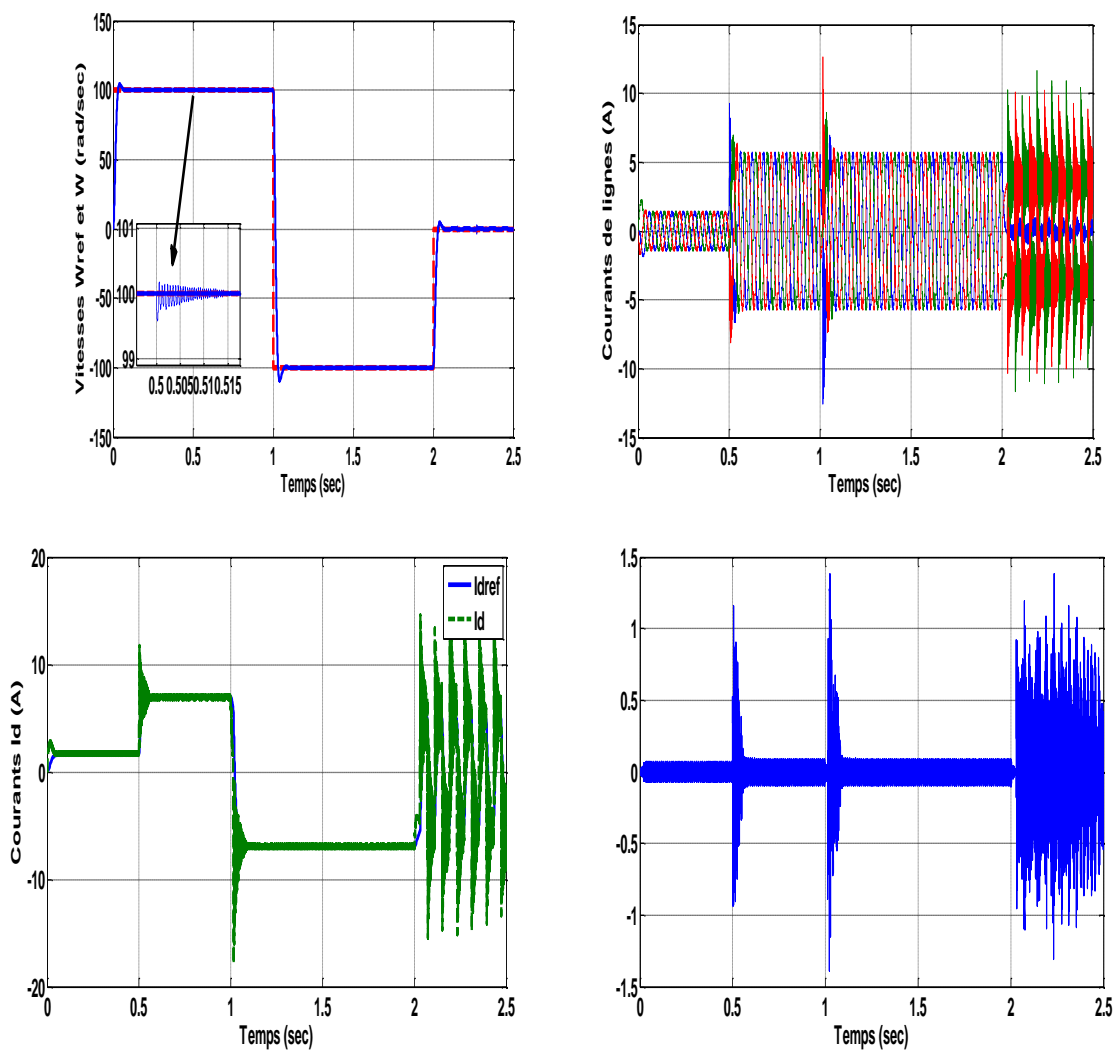


Figure 4.13 Résultats de simulation de la MSAP sous la commande PI-MVT robuste H avec capteur mécanique.

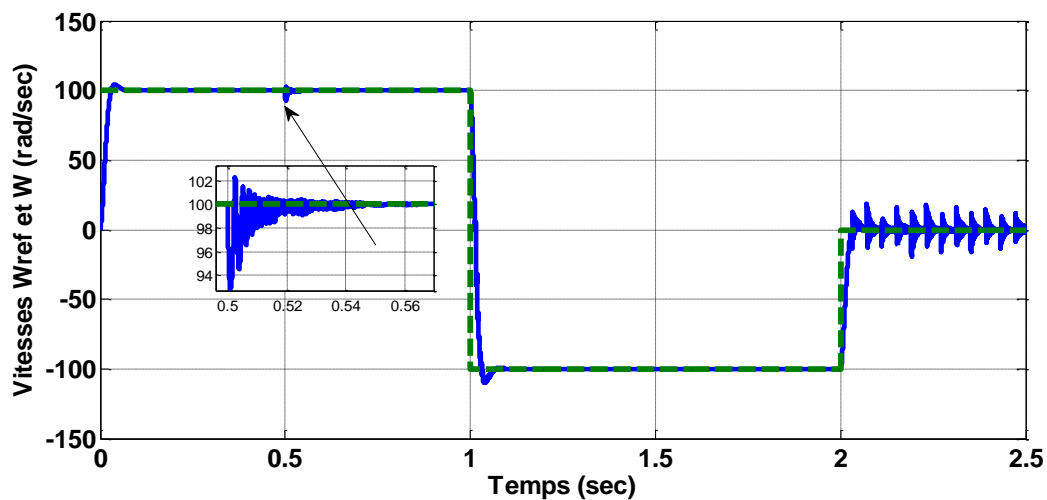


Figure 4.14 : Test de poursuite de la commande vectorielle de la MSAP avec le régulateur MVT H_∞ robuste avec variation de R_s et L_s de 50% à $t=0.5$ sec.

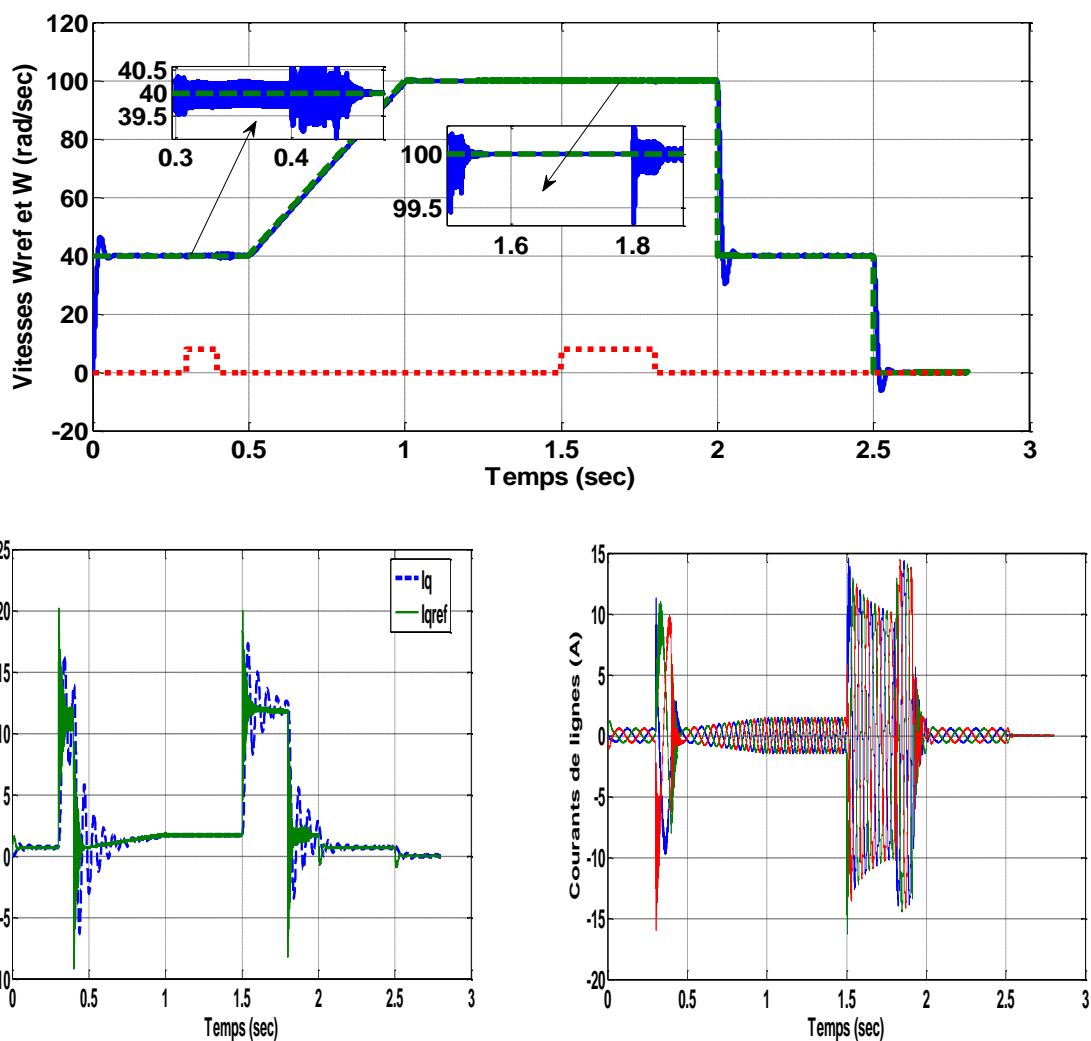


Figure 4.15 : Test de poursuite et de robustesse de la commande vectorielle pour le régulateur PI- MVT robuste H_{∞} augmenté avec variation de la charge.

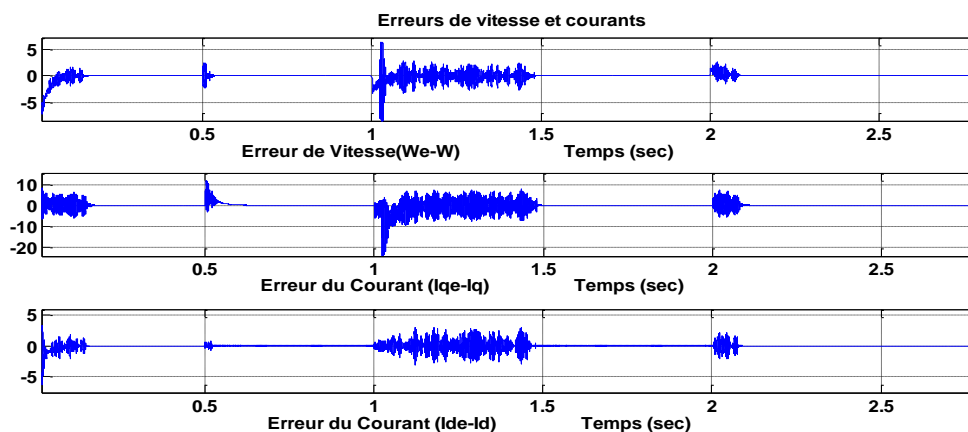


Figure 4.16 Commande vectorielle PI-MVT H_{∞} robuste. ; a) Erreur de vitesse, Erreur de courant Id et Erreur de courant Iq respectivement.

Pour les différentes réponses obtenues pour chacune des approches, ainsi que des agrandissements de certaines zones particulièrement importantes, nous pouvons donc affirmer que la commande PI-MVT robuste conçue permet d'améliorer grandement le comportement et l'efficacité de la commande vectorielle avec capteur mécanique de vitesse de la machine synchrone, et ainsi d'obtenir un entraînement à vitesse variable de haute performance.

4.5 Diagnostic des défauts par estimation d'état et paramètres en utilisant le filtre MVT- Etendu :

4.5.1 Diagnostic par une approche modèle :

Le principe de ce type de méthodes repose sur l'utilisation d'un modèle mathématique du système à surveiller. Pour notre application, cela consiste à comparer le comportement de la machine réelle (éventuellement défaillante) à celui d'un modèle de représentation de la machine MSAP soumis aux mêmes excitations ; ce modèle de représentation pouvant correspondre à un modèle sain de la machine ou un modèle spécifique caractérisant le défaut étudié. Cette comparaison entre le modèle et le système réel fait apparaître des différences sur certaines grandeurs caractéristiques et forment ainsi des résidus. Ces derniers sont exploités afin de construire un indicateur de présence du défaut. Afin de générer ces résidus, deux approches sont couramment utilisées.

Le principe de l'approche à base d'observateurs (aussi appelée estimateur d'état) est de reconstruire tout ou une partie du vecteur d'état du système étudié à partir d'un modèle analytique sain du système et des grandeurs mesurables donné sur la Figure 4.18. Avec cette méthode, le résidu est généré en comparant les sorties réelles du système et les sorties estimées par l'observateur. En présence d'un défaut, ce résidu a tendance à évoluer, étant donné que les hypothèses d'équilibre du modèle ne sont plus respectées. L'évolution du résidu permet alors, de détecter l'apparition de la défaillance.

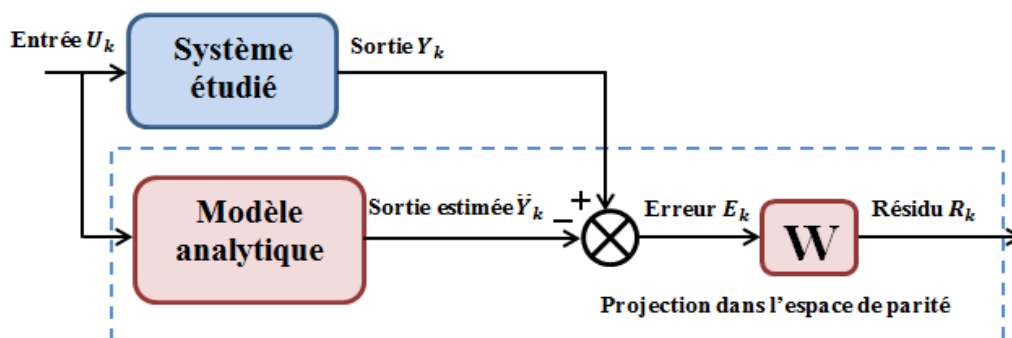


Figure 4.17 : Principe du diagnostic avec l'utilisation d'observateur.

4.5.2 Approche de diagnostic par estimation paramétrique

Le principe de l'approche à base d'observateurs en boucle fermée (aussi appelée estimateur d'état) est de reconstruire tout ou une partie du vecteur d'état du système étudié à partir d'un modèle analytique sain du système et des grandeurs mesurables. Avec cette méthode, le résidu est généré en comparant les sorties réelles du système et les sorties estimées par l'observateur. En présence d'un défaut, ce résidu a tendance à évoluer, étant donné que les hypothèses d'équilibre du modèle ne sont plus respectées. L'évolution du résidu permet alors, de détecter l'apparition de la défaillance.

La Figure 4.10 illustre le principe de la génération des résidus par l'utilisation d'un observateur en boucle fermée, où la matrice L_0 représente la contre réaction qui permet de minimiser l'effet des conditions initiales, des perturbations et des erreurs du modèle sain. [AND12], [KHO09] et [LEB12].

Cependant, cette méthode peut également être adaptée à la détection des défauts inter-spires dans les machines électriques. Pour cela, divers types d'observateurs peuvent être utilisés comme par exemple les observateurs H_∞ , les observateurs à entrées inconnues ou les observateurs adaptatifs.

Le diagnostic par identification paramétrique est un autre moyen pour détecter des défaillances dans les systèmes physiques via une approche modèle. Dans ce cas, ce ne sont plus les états mais les estimations de paramètres internes du modèle analytique (sain ou défaillant) qui sont utilisées pour générer les résidus nécessaires à la détection (Figure 4.18). Ainsi, en cas de défaillance, les variations observées sur les paramètres, par rapport à leurs valeurs théoriques ou nominales (ω , K_e , R_S et $\frac{1}{L_S}$) seront utilisées par la suite pour diagnostiquer le défaut et deviennent comme indicateur de défauts [AUB14] et [BAB09].

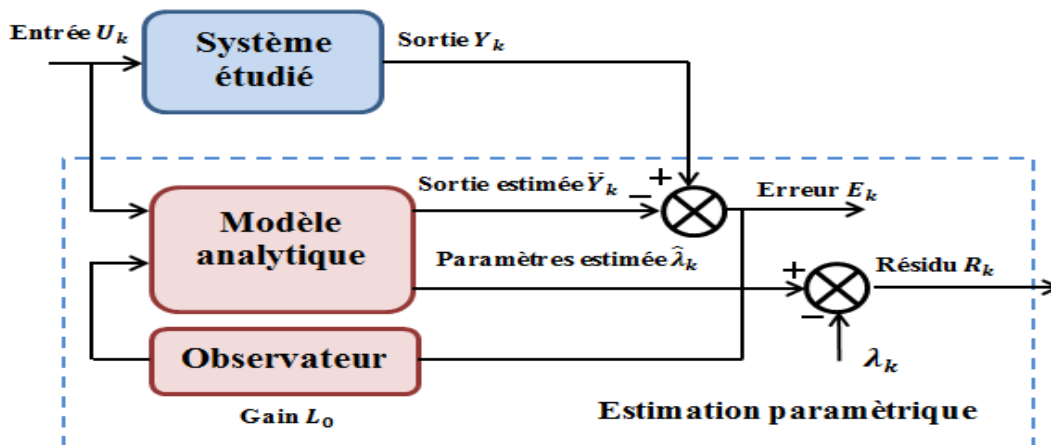


Figure 4.18 : Principe du diagnostic par estimation paramétrique.

L'approche par estimation paramétrique est particulièrement adaptée pour la détection des défauts multiplicatifs. Ainsi, ces méthodes s'avèrent être intéressantes pour détecter le court-circuit inter-spores dans les machines électriques.

Le modèle utilisé pour l'estimation paramétrique est l'un des choix importants qui doit être fait avec cette approche de diagnostic. En effet, il est possible d'utiliser une représentation saine de la machine électrique étudiée comme dans [KHO09] où l'apparition d'un court-circuit inter-spores est décelée par des variations anormales des paramètres estimés (Résistances ou inductances par exemple). Dans [BAB09], la détection des court-circuits inter-spores, appliquée aux MSAP, est réalisée via un modèle qui inclut dans sa formulation la boucle de défaut. Ainsi, ce modèle possède une partie « saine » correspondant au modèle de la MSAP sans défaut et une partie « défaillante » où se trouvent les paramètres estimés spécifiques du défaut étudié qui sont utilisés pour le diagnostic.

En plus du modèle du système étudié, il convient également de choisir l'algorithme d'identification adapté au contexte d'étude. Par exemple dans [BAB09], l'algorithme de Levenberg-Marquardt est utilisé sur un horizon de temps important pour une détection hors ligne.

Dans [KHO09], l'estimation paramétrique est réalisée avec l'algorithme des moindres carrés récursifs qui autorise une détection rapide en ligne. D'un point de vue général, le Filtre de Kalman Étendu (*FKE*) est souvent utilisé pour l'estimation de paramètres dans les systèmes physiques, qu'ils soient linéaires ou non-linéaires.

4.5.3 Modélisation de la machine MSAP en présence des défauts statoriques :

Le second modèle utilisé pour l'identification de paramètres dans les machines MSAP correspond à un modèle défaillant de la machine. Cette modélisation est inspirée du travail effectué dans [BAB09],[KHO09] et [AUB14] sur la détection des courts-circuits inter-spores dans les MAS et MSAP respectivement est illustrée sur la Figure 4.11 avec, dans cet exemple, un défaut localisé sur la phase C.

Par rapport au modèle du MSAP sain (Figure 4.12), celui-ci insère une boucle de court-circuit caractérisée par deux nouveaux paramètres :

-L'angle de localisation du défaut θ_{cc} qui permet de repérer la phase en défaut. Sa valeur est égale à 0, $2/3\pi$ ou $4/3\pi$ selon que le court-circuit inter-spores soit localisé respectivement sur la phase A, B ou C.

- **Le pourcentage de spires en court-circuit n_{cc}** qui correspond au rapport entre le nombre de spires en défaut sur le nombre total de spires composant une phase statorique.

4.5.3.1 Modèle basé sur une structure de MSAP « sain » [AUB14] :

Cette modélisation repose sur les hypothèses simplificatrices couramment utilisées, à savoir :

- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante
- Entrefer constant
- Pertes fers, effet des encoches et effet de peau négligés.

Dans le repère triphasé {a,b,c}, les équations électriques au stator s'écrivent :

$$[V_S]_{dq} = R_S \cdot [I_S]_{dq} + L_S \cdot [\dot{I}_S]_{dq} + \omega \cdot L_S \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot [I_S]_{dq} + [E]_{dq} \quad (4.29)$$

Avec $L_S = L_p - M$: inductance statorique cyclique de la machine et $\omega = d\theta / dt$

L'angle θ traditionnellement choisi correspond à la position électrique du rotor par rapport au stator, notée θ_e . Dans le cas où les fem sont purement sinusoïdales et équilibrées, cela permet d'annuler la composante de $[E]_{dq}$ sur l'axe d :

$$[E]_{dq} = P(\theta_e) \cdot T_{23} \cdot [X]_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 0 \\ K_e \cdot \omega \end{bmatrix}. \quad (4.30)$$

Avec K_e : constante de fem.

Finalement, en appliquant la transformation de Park standard, cette modélisation du MSAP aboutit aux équations d'état suivantes (modèle sain):

$$\begin{cases} \dot{I}_{sd} = -\frac{R_S}{L_S} \cdot I_{sd} + \omega \cdot I_{sq} + \frac{1}{L_S} \cdot V_{sd} \\ \dot{I}_{sq} = -\omega \cdot I_{sd} - \frac{R_S}{L_S} \cdot I_{sq} + \frac{K_e}{L_S} \cdot \omega + \frac{1}{L_S} \cdot V_{sq} \end{cases} \quad (4.31)$$

L'utilisation de l'observateur MVT-étendu pour l'estimation des divers paramètres de ce modèle (ω , K_e , R_S et $\frac{1}{L_S}$) sera détaillée ultérieurement et servira comme indicateurs des défauts .

4.5.3.2 Modèle basé sur une structure de la machine MSAP défaillant :

Le second modèle utilisé pour l'identification de paramètres dans les machines MSAP correspond à un modèle défaillant de la machine. Cette modélisation est inspirée du travail

effectué dans [AUB14] sur la détection du court-circuit inter-spaires dans la MSAP et est illustrée sur la Figure 4.19 avec, dans cet exemple, un défaut localisé sur la phase C.

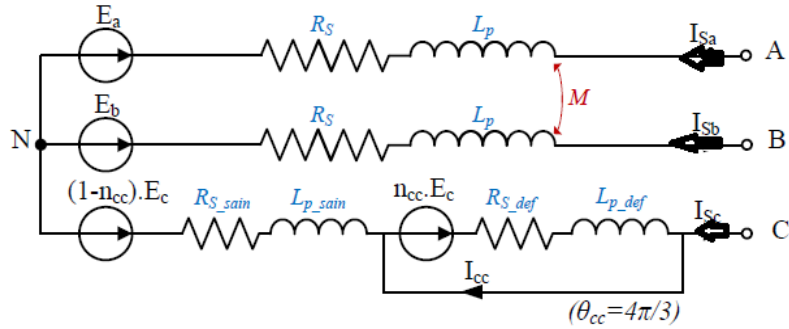


Figure 4.19 : Schéma du modèle de la machine MSAP défaillante dans le repère triphasé (Cas d'un défaut sur la phase C).

Par rapport au modèle du MSAP sain (Figure 4.20 a et b), celui-ci insère une boucle de court-circuit caractérisée par deux nouveaux paramètres :

-**L'angle de localisation des défauts** θ_{cc} qui permet de repérer la phase en défaut. Sa valeur est égale à $0, 2\pi/3$ ou $4\pi/3$ selon que le court-circuit inter-spaires soit localisé respectivement sur la phase A, B ou C.

-**Le pourcentage de spires en court-circuit** n_{cc} qui correspond au rapport entre le nombre de spires en défaut sur le nombre total de spires composant une phase statorique.

Afin d'écrire les équations électriques du modèle, les résistances et les inductances de la phase en défaut doivent être définies :

-Les résistances défaillants et sains, elles sont considérées comme étant proportionnelles au nombre de spires

$$\begin{cases} R_{S_sain} = (1 - n_{cc}) \cdot R_S \\ R_{S_def} = n_{cc} \cdot R_S \end{cases} \quad (4.32)$$

-Les inductances de la phase en défaut (les inductances de fuite sont négligées) sont :

$$\begin{cases} L_{p_sain} = (1 - n_{cc})^2 \cdot L_p \\ L_{p_def} = n_{cc}^2 \cdot L_p \\ M_{sain_def} = n_{cc} \cdot (1 - n_{cc}) \cdot L_p \\ M_{s_sain} = (1 - n_{cc}) \cdot M = -(1 - n_{cc}) \cdot \frac{L_p}{2} \\ M_{s_def} = n_{cc} \cdot M = -n_{cc} \cdot \frac{L_p}{2} \end{cases} \quad (4.33)$$

Grâce aux expressions des résistances (4.32) et des inductances (4.33) en lien avec la phase en défaut, les équations électriques au stator peuvent être exprimées dans le repère triphasé :

$$\begin{cases} [V_S] = [R_S] \cdot [I_S] + [L_S] \cdot [\dot{I}_S] + [E] - n_{cc} \cdot R_S \cdot T_{cc} I_{cc} - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot n_{cc} \cdot L_P \cdot T_{32} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_{cc} \\ \sin\theta_{cc} \end{bmatrix} \cdot \dot{I}_{cc} \\ 0 = n_{cc} \cdot R_S \cdot T_{cc}^T \cdot [I_S] + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot n_{cc} \cdot L_P \cdot \left(T_{32} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_{cc} \\ \sin\theta_{cc} \end{bmatrix} \right)^T \cdot [\dot{I}_S] - n_{cc} \cdot T_{cc}^T \cdot [E] + n_{cc} \cdot R_S \cdot I_{cc} + n_{cc}^2 \cdot L_P \cdot \dot{I}_{cc} \end{cases} \quad (4.34)$$

Avec :

$$T_{32} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} ;$$

$$X_{abc} = T_{32} \cdot X_{\alpha\beta} ;$$

Nous introduisant :

$$Q(\theta_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{cc}) \\ \sin(\theta_{cc}) \end{bmatrix} \cdot [\cos(\theta_{cc}) \quad \sin(\theta_{cc})] = \begin{bmatrix} \cos^2(\theta_{cc}) & \cos(\theta_{cc}) \cdot \sin(\theta_{cc}) \\ \cos(\theta_{cc}) \cdot \sin(\theta_{cc}) & \sin^2(\theta_{cc}) \end{bmatrix}$$

Et

$$[Y_{cc}]_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 \\ Z_{cc} \end{bmatrix}_{\alpha\beta} = \frac{2n_{cc}}{(3-2 \cdot n_{cc}) \cdot R_S} \cdot Q(\theta_{cc}) \quad (4.35)$$

En appliquant la transformation de Park, Les équations (4.34) deviennent :

$$\begin{cases} [V_S]_{dq} = -R_S \cdot [\dot{I}_S]_{dq} - L_S \cdot [\ddot{I}_S]_{dq} + \omega \cdot L_S \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot [I_S]_{dq} + [E]_{dq} \\ \begin{bmatrix} \tilde{I}_{cc} \end{bmatrix}_{dq} = P(\theta_e) \cdot \frac{1}{[Z_{cc}]_{\alpha\beta}} \cdot P(\theta_e)^T \cdot [V_S]_{dq} = [Y_{cc}]_{dq} \cdot [V_S]_{dq} \end{cases} \quad (4.36)$$

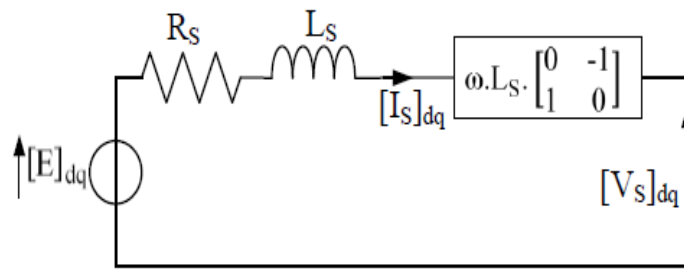
Avec

$$[Y_{cc}]_{dq} = \begin{bmatrix} 1 \\ Z_{cc} \end{bmatrix}_{dq} = \frac{2n_{cc}}{(3-2 \cdot n_{cc}) \cdot R_S} \cdot P(\theta_e) \cdot Q(\theta_{cc}) \cdot P(\theta_e)^T$$

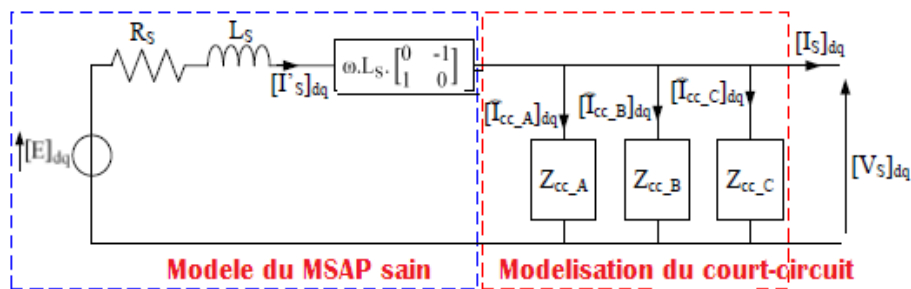
Finalement, les équations d'état relatives à ce modèle dans le référentiel de Park s'expriment :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{[I]_{dq}} \\ [I]_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix} \cdot [I]_{dq} + \frac{1}{L_S} \cdot [E]_{dq} + \frac{1}{L_S} \cdot [V_S]_{dq} \\ [I]_{dq} = [I]_{dq} - [\tilde{I}_{cc}]_{dq} = [I]_{dq} + [Y_{cc}]_{dq} \cdot [V_S]_{dq} \end{cases} \quad (4.37)$$

Le système d'équations (4.34), schématisé sur la Figure 4.12, correspond à l'équation classique de la machine MSAP sain en considérant $[I]_{dq}$ comme le courant statorique, à laquelle s'ajoute une équation de sortie relative au défaut.



a).



b)

Figure 4.20 : a) Modèle sain et b) défectueux du MSAP dans le repère de Park.

Le principe d'estimation des pourcentages de spires en court-circuit ($n_{ccA}, n_{ccB}, n_{ccC}$) via le filtre ou l'observateur MVT-Étendu nécessite une analyse et une modélisation très fine.

Les équations précédentes du MSAP en défauts inter-spires peuvent s'écrire sous la forme d'un système d'état non linéaire de la forme, en admettant que la vitesse est lentement variable [AUB14] :

$$\left\{ \begin{array}{l} X_e = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ n_{cc_A} \\ n_{cc_B} \\ n_{cc_C} \end{bmatrix} \\ Y = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \end{array} \right\} \Rightarrow \text{avec} \left\{ \begin{array}{l} A = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_S}{L_S} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_S}{L_S} \end{bmatrix} & [0_{2 \times 3}] \\ [0_{3 \times 2}] & [0_{3 \times 3}] \end{bmatrix} \\ B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_S} & 0 & -\frac{1}{L_S} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_S} & 0 & -\frac{1}{L_S} \end{bmatrix} \\ C = \begin{bmatrix} [I_{2 \times 2}] & [0_{2 \times 3}] \\ [0_{3 \times 4}] \end{bmatrix} \\ D = \begin{bmatrix} [-Y_{cc_A} & -Y_{cc_B} & Y_{cc_C}]_{dq} & [0_{2 \times 2}] \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (4.38)$$

Et

$$U(t) = [V_{sd}(t) \quad V_{sq}(t) \quad E_d(t) \quad E_q(t)]^T$$

$$[Y_{cc_i}]_{dq} = \frac{1}{R_S} \cdot k(n_{cc_i}) \cdot M_i(\theta_e)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} k(n_{cc_i}) = \frac{2n_{cc_i}}{(3-2.n_{cc_i})} \text{ pour } i = \{A, B, C\} \\ M_i(\theta_e) = P(\theta_e) \cdot Q(\theta_{cc_i}) \cdot P(\theta_e)^T \text{ avec } \begin{cases} \theta_{cc_A} = 0 \\ \theta_{cc_B} = 2\pi/3 \\ \theta_{cc_C} = 4\pi/3 \end{cases} \end{array} \right. \quad (4.39)$$

4.5.4 Détection et indicateurs de présence de défauts inter-spires [KHO09] :

Dans cette partie, le principe de construction des différents indicateurs de présence de court-circuit inter-spires est présenté. Il est basé sur l'estimation de paramètres via l'observateur MVT étendu issue d'un modèle de la MSAP « sain » ou « défaillant ». Dans un premier temps, la réponse des paramètres estimés lors de l'apparition d'un court-circuit inter-spires franc est présentée. Ensuite, le comportement de chaque paramètre est étudié afin de construire un indicateur de défaut pertinent.

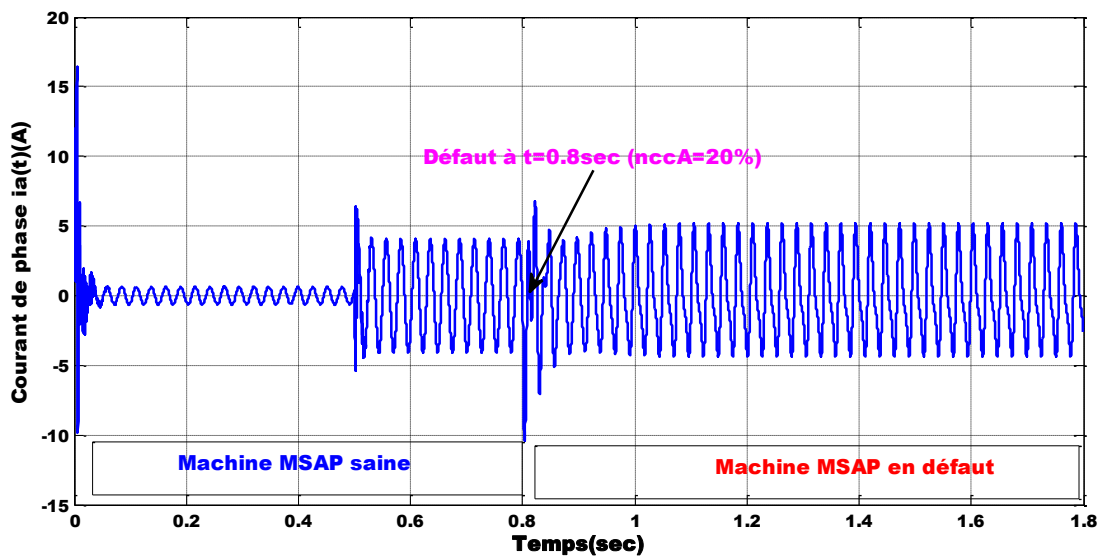
On va montrer que l'application du filtre MVT sur le modèle « sain » ou défaillant du MSAP, exprimé dans le repère de Park, permet d'estimer les différents paramètres σ considérés (La pulsation électrique ω , la constante de FEM K_e , la résistance statorique R_S et l'inverse de l'inductance cyclique $1/L_S$.)

Ces paramètres estimés peuvent être utilisés afin de construire des indicateurs de présence de défauts inter-spires au sein des bobinages statoriques de la machine MSAP.

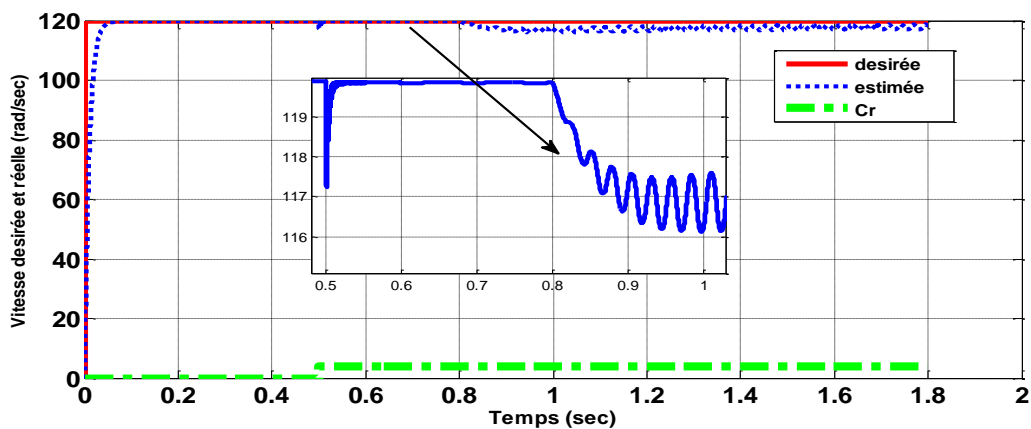
Résultats de simulation sous la commande vectorielle munie d'un observateur MVT étendu en présence de défaut de court-circuit entre-spires :

Les résultats de simulation obtenus sont donnés dans les figures 4.21,22 et 23 montrent les réponses (courant de phase, vitesse, courants Id et Iq) de la machine MSAP en commande vectorielle et l'évolution de chaque paramètres Rs et 1/Ls estimés à partir du modèle sain du MSAP, lorsque qu'un court-circuit inter-spires franc de 20% des spires apparait sur la phase A à t = 0,8s donné sur la figure 4.24, après avoir défini le vecteur d'état suivants :

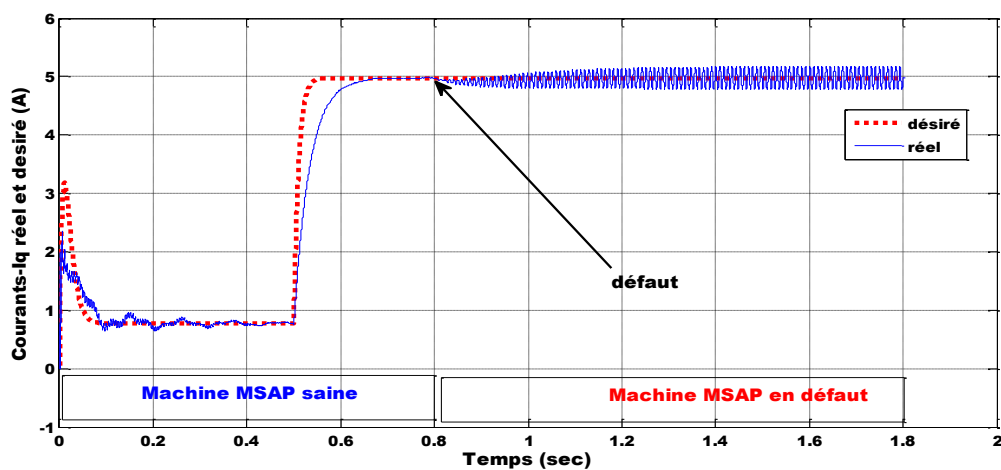
$$X_e^T = \begin{cases} [I_{sd}, I_{sq}, n_{ccA}, R_s] \\ \text{ou} \\ [I_{sd}, I_{sq}, n_{ccA}, K_e] \\ \text{ou} \\ [I_{sd}, I_{sq}, n_{ccA}, \frac{1}{L_s}] \\ \text{ou} \\ [I_{sd}, I_{sq}, n_{ccA}, \omega] \end{cases}$$



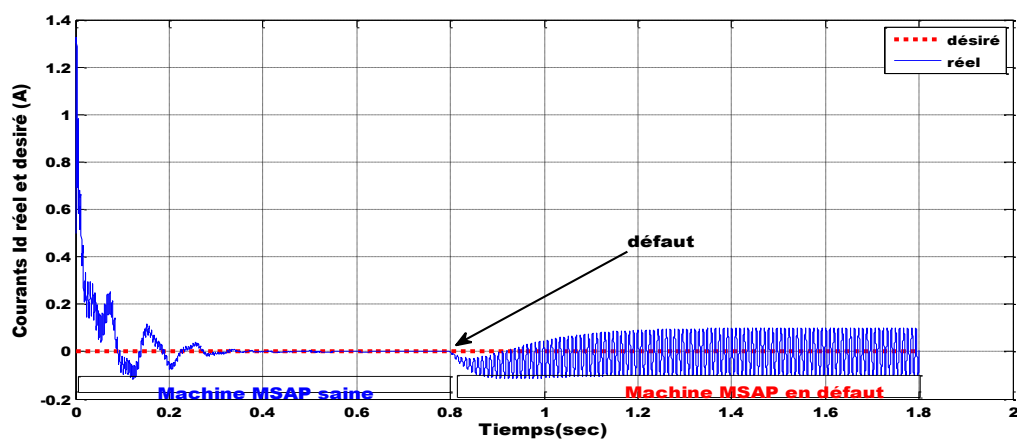
a)



b)



c)



d)

Figure 4.21: Réponse sous la commande vectorielle de la MSAP avec régulateur PI- MVT robuste avec défaut inter-spikes de $nccA=20\%$ sur la phase A avec estimations d'état et paramètres.

a) Courant de ligne $i_a(t)$, b) Vitesse , c) Courant I_q et d) Courant I_d

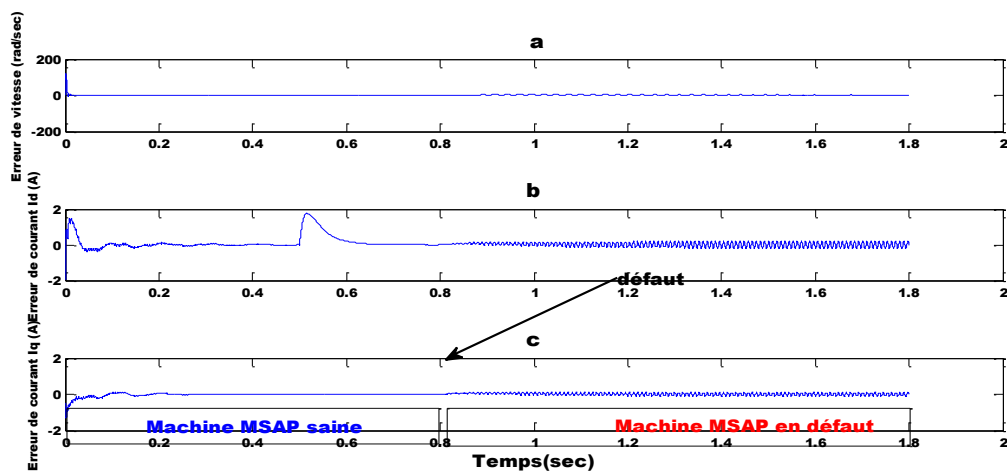
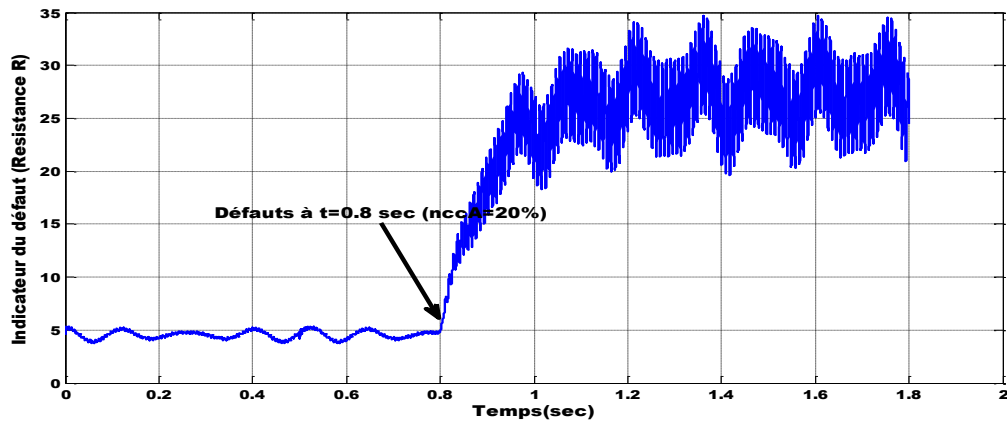
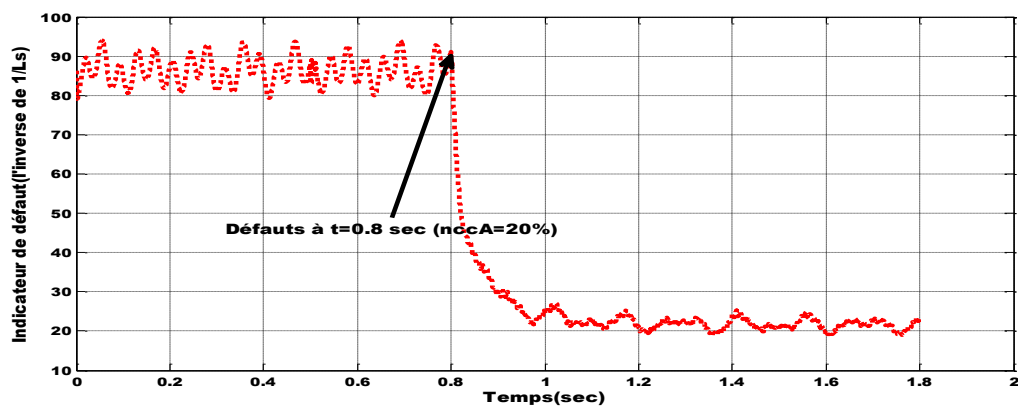


Figure 4.22 : Erreurs dynamiques d'estimation : a) De vitesse, b) Courant I_q et c) Courant I_d avec défaut inter-spires de 20% respectivement.



a)



b)

Figure 4.23 : Estimation d'évolution de l'indicateur R_s et $1/L_s$ a) et b) respectivement lors de l'apparition d'un court-circuit dans la phase A avec $nccA = 20\%$ à $t = 0.8$ sec.

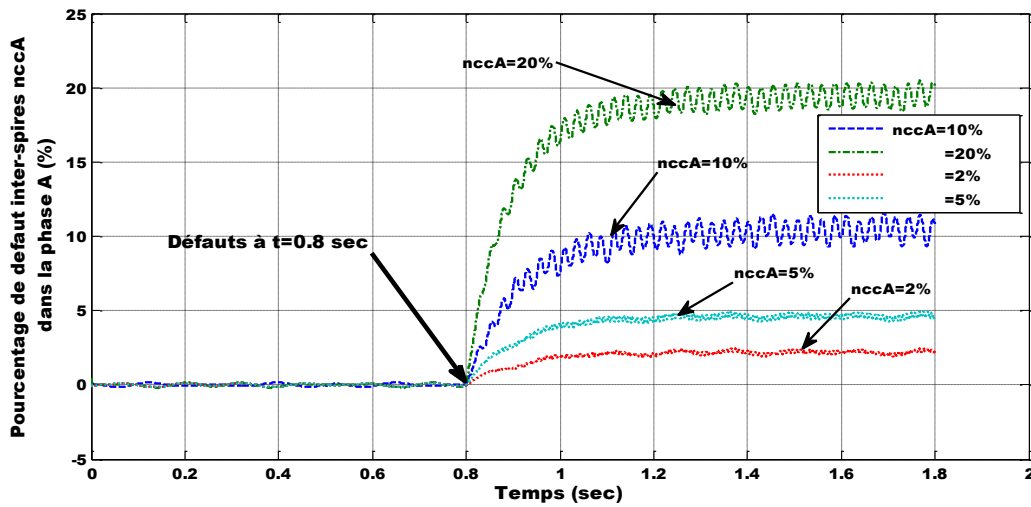


Figure 4.24 : Résultats de simulation obtenus pour différentes valeurs du pourcentage du court-circuit inter-spires $nccA=20, 10,5$ et 2% avec l'observateur MVT-étendu.

Les Figures (4.22 à 4.24) montrent l'évolution des états et des paramètres estimés, par l'observateur MVT étendu pour une MSAP saine ($t < 0,8s$) et en défaut ($t > 0,8s$), avec une valeur de nombres de spires en court-circuit de 20%. Dans le cas sain, les paramètres estimés restent proche aux paramètres mesurés, ce qui reflète une bonne estimation des paramètres par rapport à leur valeur mesurée. Les légères fluctuations en fonctionnement sain ont pour origine les approximations de modélisation du MSAP dans le repère de Park (notamment les fem considérées comme sinusoïdales). En effet, les changements topologiques au stator, dans le cas d'un faible pourcentage de spires en court-circuit, ont peu d'influence par rapport à la topologie du modèle de représentation d'une MSAP « saine » car le déséquilibre engendré par le défaut est faible. Plus le nombre de spires en court-circuit franc augmente, plus le déséquilibre entre le modèle sain et le moteur défaillant est perceptible, donc plus la réaction paramétrique sera importante.

On peut conclure que comme pour le modèle d'observation « sain », les paramètres estimés sont fortement impactés en régime défaillant, avec une modification de leur valeur moyenne et l'apparition d'oscillations. Alors que le défaut est localisé sur la phase A, nous pouvons remarquer que le courant de la phase (a) n'est pas le seul paramètre affecté par le défaut, la charge, la vitesse de rotation et la résistance statorique sont également sensibles, dans une moindre mesure, au court-circuit entre-spires. Ceci est lié aux hypothèses simplificatrices de symétrie des inductances lors de sa mise en équations du modèle « défaillant ».

4.6 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié deux types de commande PDC classique modifiée ou par l'approche de la commande MVT. Ces techniques sont exploitées dans la commande vectorielle afin d'améliorer les performances de la commande sans capteur de la machine synchrone associée à un régulateur MVT robuste. D'après les résultats de simulation obtenus, on peut conclure que les techniques d'estimations proposées sont valables pour les conditions nominales, allant même à satisfaire les fonctionnements en base vitesse, l'arrêt et même quand la machine est chargée. D'autre part l'estimateur proposé possède une robustesse acceptable vis-à-vis de la variation de la charge et de la poursuite, permettant d'atteindre de bonnes performances, ceci à donner une structure minimale à notre commande, par contre l'estimateur proposé n'est pas robuste face aux variations paramétriques de la résistance statorique et le fonctionnement en plein charge. Pour résoudre ce problème, il revient donc à employer un observateur MVT robuste.

Ce chapitre a permis, aussi, de présenter l'estimation des différents paramètres pouvant être utilisés pour détecter l'apparition de courts-circuits entre-spires au sein du bobinage statorique d'une machine MSAP. En effet, l'estimation des paramètres basés sur le modèle « sain » de la MSAP sont calculés en fonction de la variation de l'estimation par rapport à la valeur théorique du paramètre.

Nous avons étudié les possibilités offertes par le diagnostic des défauts de courts circuits entre-spires. L'approche est basée sur l'estimation paramétrique de la MSAP en présence de défaillances au stator, associée à l'algorithme de suivi paramétrique en utilisant le filtre MVT. Le comportement de l'algorithme est testé pour différents modes de fonctionnement. Les résultats obtenus montrent un bon comportement de l'algorithme pour les différents cas envisagés. Nous avons notamment pu mettre en évidence le potentiel de l'algorithme à détecter, à partir des variations des paramètres estimés, les changements topologiques liées à une modification du bobinage statorique. Dans tous les cas, une technique de seuillage peut être envisagée sur les paramètres estimés pour informer la présence du défaut. En moteur, quel que soit le mode de fonctionnement de la machine, la résistance ou l'inductance estimée est un bon indicateur de défaut. Elle permet, de donner également une image de la sévérité du défaut introduit.

Conclusion générale et Perspectives

Les travaux présentés dans cette thèse ont pour objectif de montrer que les algorithmes fondés sur l'approximation par secteur non linéaire et la théorie MVT doivent être utilisés pour modéliser la dynamique des systèmes non linéaires et concevoir des structures de commande stables et robustes. L'apport principal de cette étude réside dans le développement de méthodologies de commande à base des approches MVT essentiellement sur la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone triphasée à aimant permanent où l'influence des incertitudes et/ou de perturbations sur les performances de commande est prise en compte.

En effet, les méthodes de la commande sans capteur fondées sur les autres techniques souffrent généralement d'un domaine de convergence limité et d'une sensibilité relativement importante vis-à-vis des incertitudes et/ou perturbations mais aussi une robustesse en présence d'un changement de paramètres du système non linéaire. Nous avons essayé de réaliser un manuel à la fois pédagogique et pratique qui devrait permettre au concepteur, traitant la commande des entraînements électriques, de trouver dans cette un ensemble, que nous espérons cohérent et pas trop rébarbatif, alliant la théorie, la mise en œuvre pratique et de nombreuses applications de techniques de commande d'une machine synchrone MSAP, qui peuvent être réalisées.

Les outils de représentation, de synthèse et d'analyse telle que la théorie du MVT et les transformations convexes sont nécessaires pour mettre en œuvre les techniques de commande développées. Ces outils sont résumés dans les chapitres un et deux. Dans le chapitre 3, nous nous sommes particulièrement intéressés à la modélisation et les techniques classiques de commande de la machine synchrone par la théorie T.S et l'introduction à l'observabilité des systèmes non linéaire, d'où nous avons aussi développé un estimateur d'état basé sur la technique PDC en boucle fermée, dont la complexité algorithmique soit la plus fiable possible.

Des tests de simulation numérique, ont été réalisés pour valider la faisabilité des techniques utilisées.

Dans le chapitre 4, nous nous sommes particulièrement intéressés à l'application des différents contrôleurs partant du PDC classique au MVT robuste que nous ont permis d'améliorer substantiellement la commande vectorielle de la MSAP, par contre les problèmes de la sensibilité paramétrique et variation de la charge ont été discutées montrant énormément

Conclusion générale et perspectives

la robustesse et le rejet de perturbation de ce régulateur MVT robuste. Finalement, des nouvelles approches de localisation et de détection du défaut ont été traitées une fois le modèle défaillant de la MSAP est établi.

Les travaux présentés dans cette thèse ouvrent un certain nombre de perspectives. A court terme, nous pensons appliquer l'approche d'analyse de la commande utilisée dans ce mémoire à d'autres types de machines électriques, les machines asynchrones en particulier très utilisée dans le domaine de la traction électrique. Il nous semble qu'une telle étude pourrait améliorer les performances de la commande des machines électriques avec ou sans capteur mécanique.

A plus long terme, la synthèse et l'analyse de la commande robuste à l'aide des outils de l'analyse non linéaire utilisés dans ce mémoire serait à notre avis intéressant, le développement d'un observateur MVT robuste capable de fournir l'estimation de l'état d'un système non linéaire insensible aux variations paramétriques et perturbation. Nous avons montré l'efficacité de cette approche avec des simulations où la machine a subi un couple de charges et des variations paramétriques importante. Néanmoins, une étude approfondie de la perte d'observabilité doit être menée car lors de la mise en œuvre nous avons supposé que les états de la machine soient observables à chaque instant.

A travers ce travail, nous avons pu constater que la majorité des techniques MVT reportées dans la littérature se contentent d'imiter les principes de fonctionnement des structures de commande existantes ayant fait leurs preuves en automatique. A long terme, le développement d'un banc d'essai reste un objectif majeur pour étudier le problème de stabilité des systèmes et la commande de l'entraînement électrique étudiée. Cet objectif peut être atteint par une étude approfondie, savoir appliquer et implanter ces algorithmes de commandes en temps réel sur des carte Dspace sous l'environnement du logiciel Matlab/Simulink associés avec les convertisseurs DC/AC et les capteurs électriques.

Enfin, une étude poussée sur plusieurs types d'observateurs robustes à base MVT doit être menée afin de trouver celui qui nous permet d'avoir un compromis entre le temps de calcul, la simplicité et la robustesse vis à vis des différentes erreurs et incertitudes dans le système.

Cette liste fournit cependant une idée assez précise du travail restant à accomplir.

Annexe A

Problèmes LMI

A.1 Problèmes LMI :

On distingue trois types de problèmes d'optimisation convexe rencontrés sous forme de LMI.

- **Problème de faisabilité :**

Trouver un vecteur x tel que $F(x) > 0$. Ce problème est résolu généralement en cherchant le vecteur x minimisant le scalaire t tel que :

$$-F(x) < t.I \quad (\text{A.1})$$

Si la valeur minimale de t est négative alors le problème est faisable.

- **Problème de valeur propre (EVP : Eigen-Value Problem) :**

Minimiser la plus grande valeur propre d'une matrice symétrique sous une contrainte de type LMI :

$$\begin{array}{l} \text{Minimise } \lambda \\ \text{Sous les contraintes } \left\{ \begin{array}{l} \lambda I - A(x) > 0 \\ B(x) > 0 \end{array} \right. \end{array} \quad (\text{A.2})$$

- **Problème de valeurs propres généralisées (General EVP) :**

Minimiser la plus grande valeur propre généralisée d'une paire de matrices par rapport à une contrainte LMI :

$$\begin{array}{l} \text{Minimise } \lambda \\ \text{Sous les contraintes } \left\{ \begin{array}{l} \lambda B(x) - A(x) > 0 \\ B(x) > 0 \\ C(x) > 0 \end{array} \right. \end{array} \quad (\text{A.3})$$

A.2 Analyse convexe et inégalités linéaires matricielles (LMI) :

Les résultats d'analyse et de synthèse dans ce mémoire, se basent essentiellement sous des formulations des problèmes d'optimisations convexes. Celles-ci présentent l'avantage d'avoir un coût de calcul raisonnable et le résultat obtenu correspond à un minimum global unique, ce qui exclut l'existence d'un minimum local de la fonction à optimiser.

La convexité est une notion à la fois ensembliste et fonctionnelle, voici les définitions dans chacun de ces cas

Définition A.1 : (ensemble convexe)

Soit un ensemble $E \subset \mathbb{R}^n$, E est un ensemble convexe si et seulement si

$$\forall \lambda \in [0, 1] \subset \mathbb{R}, \forall (x_1, x_2) \in E^2, \lambda x_1 + (1 - \lambda)x_2 \in E \quad (\text{A.4})$$

Définition A.2 : (fonction convexe)

Soit une fonction $f : E \rightarrow \mathbb{R}$, avec E est un ensemble convexe, alors f est convexe si et seulement si

$$\forall \lambda \in [0, 1] \subset \mathbb{R}, \forall (x_1, x_2) \in E^2, f(\lambda x_1 + (1 - \lambda)x_2) \leq \lambda f(x_1) + (1 - \lambda)f(x_2) \quad (\text{A.5})$$

Un problème d'optimisation convexe s'énonce donc comme suit : $\min_{x \in E} (f(x))$ où E est un ensemble convexe et f est une fonction convexe.

De même, une contrainte $(f_i(x) \leq 0)$ est dite convexe si la fonction f_i est convexe.

Annexe B**Paramètres de la machine MSAP****B.1 Paramètres électriques et mécaniques**

Résistance d'un stator (ohm)	1.67
Inductance d'un stator L_d (H)	0.0145
Inductance d'un stator L_q (H)	0.0145
Coefficient de frottement f (Nm/rad/s)	$13 \cdot 10^{-3}$
Nombre de pair de pôle p	3
Moment J (Kg*m ²)	0.0003
Flux (max) d'excitation des aimants permanents (Wb)	0.17
Fréquence du réseau industriel F (Hz)	50
Puissance (Kw)	1.5

Annexe C

Rappel sur la stabilité selon Lyapunov

C.1 Rappel sur la stabilité selon Lyapunov :

Le principe de stabilité selon Lyapunov repose sur le comportement du système dynamique du point de vue de son énergie totale. Si cette énergie, représentée généralement par une fonction scalaire, est continûment dissipée, on parle alors de système dissipatif. Dans ce cas, on peut espérer que le système tende vers un point d'équilibre. En l'occurrence, en étudiant la variation de cette fonction scalaire, nous pouvons éventuellement conclure sur la stabilité du système étudié [MAN05].

Considérons le système non linéaire autonome (non commandé) suivant :

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) \quad (\text{C.1})$$

Où, $x(t)$ représente l'état du système et la fonction $f(x(t))$ telle que $f(x(t)): R^n \rightarrow R^n$ représente le système dynamique. La fonction f décrit les dynamiques du système et peut être modélisée par des équations algébriques classiques et/ou un modèle flou à base de connaissance. Le système (C.1) est dit en équilibre autour de x_0 si son état ne varie pas au cours du temps en l'absence d'influence externe, x_0 est alors appelé point d'équilibre.

Définition C.1 : (point d'équilibre)

x_0 est appelé point d'équilibre du système (C.9) si

$$f(x_0) = 0, \forall t > 0 \quad (\text{C.2})$$

Dans ce travail, nous avons considéré que le point d'équilibre ($x_0 = 0$) est l'origine de l'espace d'état. Cette supposition est assez générale et ne change rien à l'étude de la convergence de l'état du système, car si $x_0 \neq 0$ est un point d'équilibre du système (C.1) alors $x_0 = 0$ est point d'équilibre du système :

$$\dot{z}(t) = f(z(t) + x_0) \quad (\text{C.3})$$

Il existe de nombreuses définitions de la stabilité de Lyapunov dans la littérature et nous ne présentons que les plus utilisées dans les modèles T-S. Pour cela, la définition d'une certaine classe de fonctions est nécessaire.

Définition C.2 :

Une fonction continue $\alpha(r) : [0, a) \rightarrow [0, \infty)$ est dite de classe k si elle est strictement croissante et $\alpha(0) = 0$. Si $a = \infty$ et $\lim_{r \rightarrow \infty} \alpha(r) = \infty$, la fonction est dite de classe k_∞ .

Théorème C.1 :

Soit une fonction scalaire $V(x(t)) \in C^1$ telle que

$$\alpha_1(\|x(t)\|) \leq V(x(t)) \leq \alpha_2(\|x(t)\|) \tag{C.4}$$

$\forall \|x\| < d$ où $\alpha_1(\cdot)$ et $\alpha_2(\cdot)$ sont des fonctions de classe k définies sur $[0, d)$, $d \in \mathbb{R}^{+*}$.

- Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq 0$, $\forall \|x\| < d$ alors le point d'équilibre ($x_0 = 0$) de (2.9) est localement stable. Il est globalement stable si de plus $d = \infty$ et les fonctions $\alpha_1(\cdot)$ et $\alpha_2(\cdot)$ sont de classe k_∞ .
- Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq -\alpha_0(\|x\|)$, $\forall \|x\| < d$ avec $\alpha_0(\cdot)$ fonction de classe k définie sur $[0, d)$, alors le point d'équilibre de (II.9) est localement asymptotiquement stable.
- Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq -\alpha_0(\|x\|)$, $\forall x$ ($d = \infty$) avec $\alpha_0(\cdot)$ et les fonctions $\alpha_1(\cdot)$ et $\alpha_2(\cdot)$ sont de classe k , alors le point d'équilibre de (2.9) est globalement asymptotiquement stable.
- Si $\frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x) \leq -\alpha_0(\|x\|)$, $\forall x$ ($d = \infty$) et les fonctions $\alpha_0(\cdot)$, $\alpha_1(\cdot)$ et $\alpha_2(\cdot)$ sont de classe k_∞ , de la forme : $\alpha_1(\|x\|) = a\|x\|^p$, $\alpha_2(\|x\|) = b\|x\|^p$, $\alpha_0(\|x\|) = c\|x\|^p$, telles que $a, b, c \geq 0$, $p \geq 1$ alors le point d'équilibre de (2.9) est globalement asymptotiquement exponentiellement stable.

Bibliographie

- [AKH04] **Akhenak, et al., Chadli, M., Ragot, J., et Maquin, D (2004).** Estimation of state and unknown inputs of a nonlinear system represented by a multiple model. In 11th IFAC Symposium on Automation in Mining, Mineral and Metal processing, MMM, Nancy, France. 2004
- [ALK13] **Al Kassem Jebai** « Commande Sans Capteur Des Moteurs Synchrones A Aimants Permanents Par Injection De Signaux » Thèse De Doctorat Ecole De Paris 2013.
- [ALL10a] **Allouche M, M. Chaabane, M. Soussi, D. Mehdi and A. Hajjaji, (2010).** Takagi-Sugeno Fuzzy Sensor Faults Estimation of an induction motor, MED'10 Conference, Marrakech, Morocco, June 2010.
- [ALL10b] **Allouche Moez, Souissi Mansour, Chaabane Mohamed and Mehdi Driss** Takagi-Sugeno Fuzzy Control of Induction Motor, World Academy of Science, Engineering and Technology .68, 2010
- [ALL11] **Allouche M, D. Mehdi F. Tadeo (2011).** Takagi-Sugeno Fuzzy Observer Design for Induction Motors with Immeasurable Decision Variables: State Estimation and Sensor Fault Detection, International Journal of Computer Applications (0975 – 8887), Volume 23– No.4, June 2011
- [AMO12] **Amor Khlaief** « Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) » thèse de doctorat école Centrale Marseille 2012.
- [AND12] **Andrian Ceban** « Methode Globale De Diagnostic Des Machines Electriques », Thèse De L'université Lille De Nord De France 2012.

- [AUB14] **Aubert Brice** « Détection Des Courts-Circuits Inter-Spires Dans Les Générateurs Synchrones A Aimants Permanents - Méthodes Basées Modèles Et Filtre De Kalman Etendu » Thèse Doctorat De L'université De Toulouse 2014.
- [BAB09] **Babak Vaseghi** « Contribution A L'étude Des Machines Electriques En Présence De Défaut Entre-Spires Modélisation – Reduction Du Courant De Défaut », Thèse Doctorat, Université Nancy 2009.
- [BER01] **Bergsten, P., Palm, R., et Driankov, D. (2001)**. Fuzzy observers. In 10 Th IEEE International Fuzzy Systems Conference, pages 700–703, Melbourne, Australia.
- [BER02] **Bergsten, P., Palm, R., et Driankov, D. (2002)**. Observers for Takagi-Sugeno fuzzy systems. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Part B, 32 :114–121.
- [BOU09] **Bouarar T. (2009)**. Contribution à la synthèse de lois de commande pour les descripteurs de type Takagi-Sugeno incertains et perturbés. Thèse de Doctorat. Université de Reims
- [BOY94] **Boyd, S., El Ghaoui, L., Feron, E., Balakrishnan, V. (1994)**, 'Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory', Philadelphia, PA: SIAM.
- [CHA02] **Chadli M. (2002)**. Analyse des systèmes non linéaires décrits par des multimodèles. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, France.
- [CHA06] **Chadli M. and El Hajjaji A. (2006)** Observer-based robust fuzzy control of nonlinear systems with parametric uncertainties-comment on. Fuzzy Sets and Systems Journal, Vol. 157(9), pp. 1276-1281.
- [FEN97] **Fenget al., 1997**. G. Feng, S.G. Cao, N.W. Rees, et C.K. Chak. Design of fuzzy control systems with guaranteed stability. Fuzzy Sets and Systems, pages 1–10, 1997

- [GUE06] **Guerra, T.-M., Kruszewski, A., Vermeiren, L., et Tirmant, H. (2006).** Conditions of output stabilization for nonlinear models in the Takagi-Sugeno's form. *Fuzzy Sets and Systems*, 157(9) :1248–1259.
- [ICH07a] **Ichalal, D., Marx, B., Ragot, J., et Maquin, D. (2007a).** Conception de multi-observateurs à variables de décision non mesurables. In 2^e Journées Doctorales / Journées Nationales MACS, Reims, France.
- [ICH07b] **Ichalal, D., Marx, B., Ragot, J., et Maquin, D. (2007b).** Conception d'observateurs pour un modèle de Takagi-Sugeno à variables de décision non mesurables. In Eighth International Conference on Sciences and Techniques of Automatic control, STA 2007, Sousse, Tunisia.
- [ICH08a] **Ichalal, D., Marx, B., Ragot, J., et Maquin, D. (2008a).** Design of observers for Takagi-Sugeno systems with immeasurable premise variables: an L₂ approach. In IFAC World Congress 2008, Seoul, Korea.
- [ICH08b] **Ichalal, D., Marx, B., Ragot, J., et Maquin, D. (2008b).** Multi-observateurs à entrées inconnues pour un système de Takagi-sugeno à variables de décision non mesurables. In 5^e Conférence Internationale Francophone d'Automatique, CIFA. Bucarest, Roumanie.
- [ICH10] **Ichalal D., Marx, B., Ragot, J., Maquin, D.** State estimation of Takagi-Sugeno systems with unmeasurable premise variables, *IET Control Theory Appl.*, 2010, Vol. 4, Iss. 5, pp. 897–908
- [KHO09] **Khov Makara** « Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents », Thèse Doctorat De L'université De Toulouse 2009.
- [KRU08] **Kruszewski et al, 2008,** Lois de commande pour une classe de modèles non linéaires sous la forme Takagi-Sugeno : Mise sous forme LMI. Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut –Cambrésis, Valenciennes, France.

- [LEB12] **Leboeuf Nicolas** « Contribution A L'etude Des Machines Synchrones A Aimants Permanents En Presence De Defauts Inter-Spires - Modelisation - Detection De Defauts Inter-Spires », These Doctorat L'universite De Lorraine 2012.
- [MAN05] **Mansouri B. 2005**, Contribution à la synthèse de lois de commande en poursuite de trajectoire pour les systèmes flous de type Takagi-Sugeno incertains. Thèse de Doctorat. Université de Reims.
- [MOR01] **Morère, Y. 2001**. Mise en œuvre de loi de commandes pour les modèles flous de type Takagi-Sugeno. Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, Valenciennes, France
- [NAH01] **Babak Nahid-Mobarakeh,**’’ commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants :Méthodes, convergence, robustesse, Identification "en ligne" des paramètres,’’ L’Université de Nancy, L’Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, France, 2001.
- [PAT98] **Patton, R., Chen, J., et Lopez-Toribio, C. (1998)**. Fuzzy observers for non-linear dynamic Systems fault diagnosis. In 37th IEEE Conference on Decision and Control, Tampa, Florida USA.
- [SEB07] **M. Sebba, A.Chaker, Y. Meslem , S. Hassaine** «Commande En Vitesse Du moteur Synchrone A Aimants Permanents Dotée D’un Observateur D’état De Luenberger», Article IEEE 2007.
- [SEP92] **R. B. Sepe and J. H. Lang**, “Real-time observer-based (adaptive) control of a permanent-magnet synchronous motor without mechanical sensors,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 28, no. 6, pp. 1345–1352, Nov 1992.
- [SUG88] **Sugeno et Kang (1988)**. Structure identification of fuzzy model. Fuzzy set and systems. no. 28 pp. 15-33.
- [TAK85] **Takagi, T., and Sugeno M., (1985)**, ‘Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control’, IEEE Transaction on Systems, Man, Cybernetics, 15, 116-132.

- [TAN96] **Tanaka, K., Ikede, T., Wang, H. O. (1996)**, robust stabilization of a class of uncertain nonlinear system via fuzzy control: Quadratic stabilization, H_∞ controls theory, and linear matrix inequalities. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol. 4, no.1, pp.1–13.
- [TAN97] **Tanaka, K., Ikede, T., Wang, H. O. (1997)**, An LMI approach to fuzzy controller designs based on the relaxed stability conditions, in the *Proceedings of the IEEE international conference on fuzzy systems*, Barcelona Spain, pp. 171–176).
- [TAN98a] **Tanaka, K., Ikede, T., & Wang, H. O. (1998a)**. Fuzzy regulators and fuzzy observers: Relaxed stability conditions and LMI-based design. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, vol.6, pp. 250–265.
- [TAN98b] **Tanaka, K., Ikeda, T., & Wang, H. O. (1998b)**. A unified approach to controlling chaos via LMI-based fuzzy control system design. *IEEE Transactions on Circuits Systems I*, 45, 1021–1040.
- [TAN01] **Tanaka K, H.O. Wang.** Fuzzy control system design and analysis: a linear matrix inequality approach. John Wiley & Sons; 2001.
- [THA73] **Thau F. (1973)**. Observing the state of non-linear dynamic systems. *International Journal of Control*, 18 :471–479.
- [TRA08] **D. Traore.** Commande non linéaire sans capteur de la machine asynchrone, Thèse de doctorat, École Centrale de Nantes, Septembre 2008.
- [WAN96] **Wang et al., 1996 H.O. Wang, K. Tanaka, et M. Griffin.** An approach to fuzzy control of nonlinear systems: Stability and design issues. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*,4 (1) :14–23, 1996.
- [YON08] **Li Yongdong and Zhu Hao.** Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor-A Survey, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Harbin, China, 3-5 September 2008.

- [YONE08] **J. Yoneyama**, H_{∞} output feedback control for fuzzy systems with immeasurable premise variables: Discrete-time case, *Applied Soft Computing* 8 (2008) 949 – 958.
- [ZEM08] **Zemouche, A., Boutayeb, M., et Bara, G. I. (2008)**. Observers for a class of Lipschitz systems with extension to ∞ performance analysis. *Systems & Control Letters*, 57(1) :18–27.
- [ZHU00] **G. Zhu, L.A. Dessaint, O. Akhrif, and A.A. Kaddouri**, “Speed tracking control of a permanent-magnet synchronous motor with state and load torque observer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 47, pp.346–55, 2000.