

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ MOHAMED KHIDER - BISKRA

FACULTÉ DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE



Thèse de Doctorat

En vue de l'obtention du diplôme de docteur en science en génie électrique

Contribution à la commande et à l'observation dans l'association convertisseurs machine

Réalisé par: **Mohamed Yacine HAMMOUDI**

Soutenue publiquement le: 07/10/2015

Devant le jury composé de:

Ammar MOUSSI	Professeur	Université de Biskra	Président
Abdelkarim ALLAG	Professeur	Université d'Eloued	Rapporteur
Abdennacer ABOUBOU	Professeur	Université de Biskra	Examinateur
Houssine LABAR	Professeur	Université de Annaba	Examinateur
Djilali BENATTOUS	Professeur	Université d'Eloued	Examinateur
Mohamed GUIATNI	Maître de conférences	EMP, Alger	Examinateur

Année Universitaire 2014/2015

Dédicace

*À mes très chers parents,
À ma femme et mes enfants,
À mes frères et sœurs,
À La mémoire de mes grand parents,
Et À tous ceux qui comptent pour moi.*

Remerciements



Je tiens premièrement à prosterner remerciant Allah le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour terminer ce travail.

Je tiens à exprimer ma plus profonde gratitude et reconnaissance à mon directeur de thèse et professeur à l'université d'Eloued monsieur Abdelkarim ALLAG. Leur disponibilité, soutien et surtout patience ont été des éléments déterminants dans la réussite de ma thèse.

J'adresse mes respectueux remerciements aux membres du jury :

Monsieur Ammar MOUSSI, Professeur à l'université de Biskra, de m'avoir fait l'honneur de présider ma thèse. Monsieur Abdennacer ABOUBOU, professeur à l'université de Biskra, monsieur Djilali BENATTOUS, professeur à l'université d'Eloued, monsieur Housine LABAR professeur à l'université de Annaba, et particulièrement, monsieur Mohamed GUIATNI Maitre de conférences à l'école militaire polytechnique Alger pour avoir accepté de faire partie de mon jury.

Je souhaite également exprimer mes remerciements aux collègues et aux amis ainsi qu'à ma famille (mes parents, ma femme, mes frères Amine, Foued et Walid, et mes soeurs Amira et Nissrine) pour leurs encouragements et soutien. Merci à tous !!

Résumé

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse portent sur l'estimation d'état, la commande, et le diagnostic des systèmes non linéaires représentés par des multi-modèles flous de type Takagi-Sugeno. Une nouvelle technique basée sur la théorie des valeurs moyennes, celle-ci permet d'écrire l'erreur d'estimation sous forme quasi-LPV, et par la suite, l'utilisation de la décomposition en secteurs non linéaire nous permet de réécrire le nouveau système sous forme des polytopes sans perte d'information. Cette forme est ensuite utile pour la synthèse d'un observateur robuste vis-à-vis aux entrées inconnus afin de reconstruire les états du système et les entrées inconnus. L'observateur robuste est utilisée pour le diagnostic des défauts statoriques dans une machine asynchrone. Concernant la commande de la machine, une méthodologie de synthèse de loi de commande de type retour d'état basée observateur pour la classe des multi-modèles de Takagi-Sugeno a été proposée. Pour ce faire, des conditions des inégalités matricielles linéaires (LMI's) ont été obtenus sur la base de la théorie de Lyapunov et le principe de séparation.

Mots-Clés: Système non linéaire, multi-modèles de Takagi-Sugeno, reconstruction d'état, retour d'état à base d'observateur, diagnostic des défauts, machine asynchrone. inégalités matricielles linéaire.

Abstract

*T*his work deals with state estimation, control and fault diagnosis of nonlinear systems represented by fuzzy Takagi-Sugeno models. First, new approach based on the mean value theorem and the sector nonlinearity transformation have been proposed, it consists in transforming the state error into a fuzzy TS model, this transformation cases no information loss, then, the robust observer synthesis with repet to perturbations and unknown inputs is afterward presented for state and unknown input estimation. Fault diagnosis for induction motor is performed using the robust observer to generate the residual signals. New observer based state feedback controller of induction motor is proposed. The stability conditions are written into LMIs based on the second Lyapunov method.

Key words: Nonlinear system, Takagi-Sugeno multi model, state estimation, state feedback based observer, fault diagnosis, induction motor, LMI

ملخص:

إن العمل المنجز في هذه المذكرة يتمثل في التحكم و كشف و تحديد الأعطاب التي تصيب النماذج الغير الخطية الممثلة بأنظمة متعددة غامضة من نمط Takagi-Sugeno.

في البداية قمنا بتحويل النموذج الغير الخطي إلى نموذج متكون من مجموعة من الأنظمة الخطية بالاعتماد على تقنية القطاعات غير خطية، هذا التحويل يتم بدون أي ضياع للمعلومة.

هذا التمثيل الجديد للنظام يسمح لنا باستحداث ملاحظ غير خطي فعال و مقاوم للمداخل المجهولة و ذلك بالاعتماد على نظرية القيم المتوسطة.

في المرحلة الثانية قمنا بتطبيق تقنيات كشف و تحديد الأعطاب لمحرك لا متزامن وذلك بالاعتماد على الملاحظ غير الخطي المستحدث سابقا، و بخصوص التحكم بالمحرك، قمنا باستخدام تقنية تعتمد على دوال Lyapunov وكذا تقنية (Parallel Distributed Compensation) وذلك لتطويع المحرك.

النتائج المحصل عليها تبين مدى فعالية الملاحظ سواء في تقدير متغيرات النظام أو في الكشف الأعطاب عن وتحديدتها

كلمات مفتاحية:

أنظمة لا خطية - تقدير متغيرات النظام - أنظمة متعددة غامضة - التحكم بواسطة الملاحظ - التشخيص - محرك لا متزامن.

Contribution à la commande et aux diagnostics des
défauts dans les associations convertisseurs-machines

Mohamed Yacine HAMMOUDI

October 7, 2015

Table des Matières

<i>Introduction Générale</i>	4
1 <i>État de l'Art sur: les Observateurs des Systèmes Non-Linéaires et Diagnostic</i>	8
1.1 Introduction	9
1.2 Vers la représentation multi-modèles	9
1.2.1 Espace de fonctionnement:	10
1.2.2 Zone de fonctionnement:	11
1.2.3 Sous-modèle	11
1.2.4 Variable de prémisse	12
1.2.5 Fonction d'activation	12
1.2.6 Multi-modèles:	12
1.3 Obtention d'une structure multi-modèles couplée	14
1.3.1 Multi-modèles par identification	14
1.3.2 Multi-modèles par linéarisation	15
1.3.3 Modélisation par l'approche des secteurs non linéaires:	15
1.4 Stabilité et stabilisation des systèmes flous de Takagi-Sugeno:	17
1.4.1 Stabilité quadratique des systèmes flous de Takagi-Sugeno	17
1.4.2 Stabilisation quadratique des multi-modèles TS	18
1.5 État de l'art sur l'observabilité des systèmes non linéaires	24
1.5.1 Les différents types d'observateurs des systèmes non linéaires	25
1.5.2 Observateur d'état des multi-modèles de Takagi-Sugeno	27
1.6 État de l'art sur le diagnostic des défauts	29
1.6.1 Types des défauts	31
1.6.2 Méthodes de Diagnostic	31
1.7 Conclusion	36
2 <i>Reconstruction d'état, et stabilisation par retour d'état des systèmes non linéaires</i>	37
2.1 Introduction :	38

2.2	Synthèse d'observateur par l'approche DMVT:	39
2.2.1	Position du problème	39
2.2.2	Théorème de la valeur moyenne	41
2.2.3	Synthèse d'observateur par l'approche DMVT	43
2.2.4	Amélioration des performances dynamiques	46
2.2.5	Placement de pôles	48
2.3	Stabilisation par retour d'état basé observateur	49
2.3.1	Stabilisation H_∞ basé observateur	51
2.3.2	Formulation du problème	52
2.3.3	Synthèse de la commande H_∞	52
2.4	Conclusion:	54
3	<i>Estimation d'États et Commande par Retour d'État de la Machine Asynchrone</i>	56
3.1	Introduction :	57
3.2	Modélisation de la machine asynchrone :	57
3.2.1	Présentation de la machine asynchrone triphasée:	57
3.2.2	Équations électriques:	59
3.2.3	Équations magnétiques:	59
3.2.4	Équations mécaniques de la machine:	60
3.2.5	Transformation de Park:	60
3.2.6	Modèle d'état de la machine asynchrone:	63
3.3	Modélisation de l'onduleur de tension	64
3.4	Commande vectorielle à flux rotorique orienté:	66
3.5	Résultats issus de simulations:	70
3.5.1	Test de simulation à vide:	72
3.5.2	Test de simulation en charge:	76
3.6	Résultats issus des expérimentations:	80
3.6.1	Test expérimental à vide:	80
3.6.2	Test expérimental en charge:	84
3.7	Résultats de simulation de la commande H_∞	87
3.7.1	Variation paramétrique:	93
3.8	Conclusion:	99

4	<i>Diagnostic des Défaits de la Machine Asynchrone</i>	101
4.1	Introduction :	102
4.2	Modèle de la machine asynchrone avec défaut	102
4.2.1	Modèle des défauts	102
4.3	Génération des résidus à l'aide d'observateur:	104
4.4	Isolation et localisation des défauts:	105
4.5	Résultats de simulation:	107
4.6	Conclusion:	115
	 <i>Conclusion Générale</i>	 116

Liste des Figures

1.1	Complexité et précision de la représentation des système non linéaire	10
1.2	Schéma de principe de l'approche multi-modèles <i>a)</i> - Système non linéaire , <i>b</i> – <i>c)</i> - Représentation multi-modèles	11
1.3	Secteurs non linéaires	16
1.4	Principe du contrôleur PDC	19
1.5	Structure de contrôle par retour de sortie	24
1.6	Différentes méthodes de diagnostic	32
1.7	Différentes étapes du diagnostic à base de modèle	35
2.1	Principe d'observateur à gain constant	39
2.2	Région LMI	47
2.3	Structure de commande par retour d'état basée observateur	49
2.4	Structure de commande par retour d'état avec l'action intégrale	53
3.1	Systèmes d'axes triphasé (a, b,c) et diphasé (d,q)	61
3.2	Schéma d'une association onduleur de tension triphasé - machine asynchrone.	64
3.3	Schéma du contrôle de l'association onduleur de tension triphasé - machine asynchrone.	71
3.4	Réponse de vitesse à un cycle dynamique avec le contrôleur-P à base <i>DMVT</i>	73
3.5	<i>a)</i> - Erreur entre la vitesse de référence et mesurée , <i>b)</i> - Erreur entre la vitesse mesurée et estimée	73
3.6	<i>a)</i> - Courant sur l'axe-d i_{sd} , <i>b)</i> - Courant sur l'axe-q i_{sq}	74
3.7	<i>a)</i> - Erreur entre le courant i_{sd} de référence et mesuré , <i>b)</i> - Erreur entre le courant i_{sq} de référence et mesuré , <i>c)</i> - Erreur entre le courant i_{sd} mesuré et estimé , <i>d)</i> - Erreur entre le courant i_{sq} mesuré et estimé	74
3.8	<i>a)</i> - Flux sur l'axe-d ϕ_{rd} , <i>b)</i> - Flux sur l'axe-q ϕ_{rq}	75

3.9	a)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} de référence et mesuré , b)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} de référence et mesuré , c)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} mesuré et estimé , d)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} mesuré et estimé	75
3.10	1 ^{er} profil en vitesse de référence et en couple de charge	76
3.11	Réponse de vitesse mécanique à un cycle dynamique avec le contrôleur-P	77
3.12	a)- Erreur entre vitesse de référence mesurée , b)- Erreur entre vitesse mesurée et estimée	77
3.13	a)- Courant sur l'axe-d i_{sd} , b)- Courant sur l'axe-q i_{sq}	78
3.14	a)- Erreur entre le courant i_{sd} de référence et mesuré , b)- Erreur entre le courant i_{sq} de référence et mesuré , c)- Erreur entre le courant i_{sd} mesuré et estimé , d)- Erreur entre le courant i_{sq} mesuré et estimé	78
3.15	a)- Flux sur l'axe-d ϕ_{rd} , b)- Flux sur l'axe-q ϕ_{rq}	79
3.16	a)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} de référence et mesuré , b)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} de référence et mesuré , c)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} mesuré et estimé , d)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} mesuré et estimé	79
3.17	Photo de la plateforme expérimentale	81
3.18	Réponse de vitesse à un cycle dynamique à vide avec le contrôleur-P à base <i>DMVT</i> . Résultats expérimentaux	82
3.19	Erreur de vitesse avec le contrôleur-P . Résultats expérimentaux	82
3.20	Courants dans l'axe <i>dq</i> . Résultats expérimentaux	83
3.21	Tension $V_{sa}(V)$	83
3.22	Réponse de vitesse à un cycle dynamique à vide avec le contrôleur-P . Résultats expérimentaux	84
3.23	Réponse de vitesse à un cycle dynamique en charge ($C_r = 5Nm$) avec le contrôleur-P . Résultats expérimentaux	85
3.24	Courant dans l'axe <i>d</i> . Résultats expérimentaux	85
3.25	Courant dans l'axe <i>q</i> . Résultats expérimentaux	86
3.26	Tension $V_{sa}(V)$	86
3.27	Réponse expérimentale en vitesse avec le retour d'état (Contrôleur-P): essai en charge $C_r = 15Nm$	87
3.28	2 ^{eme} profil en vitesse de référence et en couple de charge	88
3.29	Réponse de vitesse avec un contrôleur-PI à base <i>DMVT</i>	89

3.30	a)- Erreur entre la vitesse de référence et mesurée , b)- Erreur entre la vitesse mesurée et estimée	89
3.31	Courant sur l'axe-d i_{sd}	90
3.32	Courant sur l'axe-d i_{sq}	90
3.33	a)- Erreur entre le courant i_{sd} de référence et mesuré , b)- Erreur entre le courant i_{sq} de référence et mesuré	91
3.34	a)- Erreur entre le courant i_{sd} mesuré et estimé , b)- Erreur entre le courant i_{sq} mesuré et estimé	91
3.35	a)- Flux sur l'axe-d ϕ_{rd} , b)- Flux sur l'axe-q ϕ_{rq}	92
3.36	a)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} de référence et mesuré , b)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} de référence et mesuré , c)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} mesuré et estimé , d)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} mesuré et estimé	92
3.37	Couple électromagnétique et résistant	93
3.38	courants statoriques	93
3.39	Réponse de vitesse avec une variation de 100% de R_r	94
3.40	a)- Erreur entre la vitesse de référence et mesurée , b)- Erreur entre la vitesse mesurée et estimée	95
3.41	a)- Courant sur l'axe-d i_{sd} , b)- Courant sur l'axe-q i_{sq}	95
3.42	a)- Flux sur l'axe-d i_{sd} , b)- Flux sur l'axe-q i_{sq}	96
3.43	Courants statoriques avec variation de 100% de R_r	96
3.44	Couple électromagnétique et couple de charge	97
3.45	Réponse de vitesse avec une variation de 50% de J	97
3.46	a)- Courant sur l'axe-d i_{sd} , b)- Courant sur l'axe-q i_{sq}	98
3.47	Courants statoriques avec une variation de 50% de J	98
3.48	Couple électromagnétique et couple de charge	99
4.1	Profil de vitesse de référence, Couple de charge et défaut appliqué	108
4.2	Réponse de vitesse mécanique avec $N_{cc} = 2$ spires	108
4.3	Erreur de vitesse mécanique mesuré et estimé	109
4.4	Courants sur l'axe dq i_{sd} et i_{sq}	109
4.5	Résidu sur le courant i_{sd}	110
4.6	Résidu sur le courant i_{sq}	110
4.7	Couple de charge	111

4.8	Amplitude du défaut	111
4.9	Signaux d'erreurs e_a, e_b, e_c	112
4.10	Réponse de vitesse mécanique avec $N_{cc} = 5$ spires	112
4.11	Erreur de vitesse mécanique mesuré et estimé	113
4.12	Courants sur l'axe dq i_{sd} et i_{sq}	113
4.13	Résidu sur les courants i_{sd} et i_{sq}	114
4.14	Couple de charge	114
4.15	Amplitude de défaut	115

Nomenclature

Acronymes

BMI	Inégalité matricielle bilinéaire (Bilinear Matrix Inequality)
FDI	Détection des défauts et identification (Fault Detection and Identification)
FOC	Commande par orientation du flux (Field Oriented Control)
LMI	Inégalité matricielle linéaire (Linear Matrix Inequality)
LPV	Linéaire à Paramètres Variable (Linear Parameter Varying)
MVT	Théorème de la valeur moyenne (Mean Value Theorem)
MM	Multi-modèles
PDC	Compensation distribuée parallèle (Parallel Distributed Compensation)
TS	Takagi-Sugeno
VDM	Variable de décision mesurable

{Everything should be made as simple as possible, but not simpler.}

Albert Einstein (1879-1955)

Introduction Générale

Présentation générale

Dans le domaine d'automatique, la modélisation d'un processus s'avère une tâche indispensable et fondamentale. Un système physique peut se décrire selon deux types de représentation, la première dite implicite, et la seconde, la plus souvent utilisée, est dite explicite. Ces représentations qui doivent tendre à ressembler le mieux possible à la réalité, relient les grandeurs de sorties et d'entrées par le biais d'un vecteur d'état décrivant l'évolution du système.

Les procédés réels sont souvent de nature non linéaire, cette non linéarité est due soit à la complexité des phénomènes décrits, soit à la nature des bouclages utilisés. La complexité de ces systèmes conduisent alors, au développement des approches de représentation adaptées aux modèles linéaires, parmi ces techniques, la représentation multi-modèles flous de type Takagi-Sugeno (*TS*). Celle-ci s'appuie sur l'obtention d'un ensemble de polytopes interconnectés par des fonctions non linéaires, vérifiant la propriété de somme convexe. Chaque sous-modèle décrit le comportement du système non linéaire dans une zone de fonctionnement particulière. Deux grandes familles des modèles flous TS sont largement utilisées dans la littérature, la première est dite les modèles TS couplés, celle-ci est obtenue par trois méthodes, par l'identification [BMR99], [Gas00], cette approche est utilisée dans le cas où il ya une difficulté de décrire le système à l'aide d'un modèle analytique, la deuxième méthode repose sur la linéarisation du système autour de différentes points de fonctionnement [MSH98], une dernière approche repose sur la transformation polytopique convexe des termes non linéaires du système, est dite décomposition (transformation) en secteurs non linéaires [KTIT92],[TW04], [Bez13], elle permet d'obtenir une représentation équivalente au modèle non linéaire initial, évitant les pertes d'information par rapport aux deux autres approches. Notons que cette dernière approche sera utilisée dans le cadre de cette thèse. La seconde famille est dite les multi-modèles flous TS

hétérogènes [Fil91], cette représentation est dédiée aux systèmes complexes présentant des changements de structure engendrés par leur mode de fonctionnement, dont chaque sous modèle possède un espace d'état propre dans lequel il évolue indépendamment, Ce type de modèle introduit une certaine flexibilité dans les problèmes d'identification. Les fonctions d'activation (fonctions non linéaires) dépendent des variables dites variables de décision ou bien de prémisses, ces dernières peuvent être mesurables (*VDM*) ou non mesurable (*VDNM*).

Suite à la phase de modélisation, l'estimation des variables d'états du système, est une étape importante voire indispensable pour la synthèse des lois de commande ou pour le diagnostic des processus industriels. Cette estimation s'opère par le biais d'un système dynamique, souvent appelé estimateur d'état ou bien observateur.

L'observateur, est un système auxiliaire qui permet de reconstruire de façon dynamique l'état interne du système, dont les entrées sont les (entrées-sorties) mesurées du système, et les sorties sont les variables d'états estimées.

La commande dite compensation parallèle distribuée (*PDC*) propose une alternative aux systèmes représentés par les multi-modèles de Takagi-Sugeno, elle est basée sur des contrôleurs linéaires conçus pour chaque sous système linéaire, et la stabilité du système non linéaire en boucle fermée est garantie par l'intermédiaire d'une fonction de Lyapunov commune à tous les sous-systèmes, dans ce contexte, ces fonctions de Lyapunov soit de nature quadratique [CGAO99], ou non quadratique [CMR⁺02], où on obtient un ensemble d'inégalités linéaires matricielles (LMI's) qui peuvent être résolues aisément avec des outils d'optimisation. La stabilisation par retour d'état à base d'observateur a été abordée pour plusieurs classes des systèmes non linéaires, néanmoins, pour les multi-modèles T-S, les conditions de stabilité dans ce cas sont obtenues sous forme d'inégalités bilinéaires matricielles (BMI's) qui peuvent être résolues d'une manière indirecte avec des algorithmes séquentiels, mais l'existence d'une solution optimale n'est pas garantie.

La tâche de diagnostic des défauts suite celle d'estimation d'états, elle s'appuie sur la détection de façon très rapide de toute anomalie de fonctionnement, ce dernier, peut avoir comme origine de défauts des capteurs, d'actionneurs, ou bien des défauts du système. La détection des défauts est basée essentiellement sur la comparaison entre les signatures de l'état sain du système et celle donnée par l'observateur.

Contributions

Dans ce mémoire, le thème proposé concerne la commande et le diagnostic des défauts dans les associations convertisseurs machines. L'association onduleur-machine asynchrone constitue un variateur dont l'utilisation industrielle est de plus en plus importante. De point de vue de l'automatique, la machine asynchrone est un système dynamique non linéaire fortement couplé, en plus la mesure de certaines variables n'est pas disponible. L'idée maitresse de ce travail s'articule autour de deux points:

- Développement d'une méthode de diagnostic permettant la surveillance de la machine asynchrone, en s'appuyant sur l'approche de génération des résidus à base d'observateur, dans ce contexte, en basant sur la théorie des valeurs moyennes (MVT) et la décomposition en secteurs non linéaires pour réécrire le système obtenu sous une forme (LPV), un observateur est défini afin de pouvoir estimer les variables d'état de la machine en présence d'entrées inconnues.
- Synthèse d'une loi de commande du type retour d'état à base d'observateur sans et avec action intégrale pour assurer la stabilisation du système.

En effet, quelques tests expérimentaux abordent le retour d'état appliqué à la machine, ainsi l'estimation d'état par un observateur.

Organisation de la thèse

Les travaux présentés dans ce manuscrit s'articulent autour de quatre chapitres.

Une revue bibliographique constitue le **premier chapitre**, où quelques concepts fondamentaux pour la représentation multi-modèles flous de type Takagi-Sugeno. L'étude du problème de stabilité et la stabilisation des systèmes non linéaires sont présentés. De plus, les principales approches de conception des observateurs sont ensuite introduites. Nous présentons également un bref rappel sur les méthodes de diagnostic des procédés. Le **deuxième chapitre** est consacré à l'étude du problème d'estimation d'état des multi-modèles flous TS, dans ce contexte, la théorie des valeurs moyennes nous permet d'écrire l'erreur d'estimation sous forme quasi-LPV, et par la suite, la décomposition en secteurs non linéaires permet de réécrire le système obtenu sous forme d'un ensemble des polytopes.

L'exploitation de la deuxième théorie de Lyapunov conduit à l'obtention des conditions garantissant la convergence de l'erreur d'estimation vers le zéro sous la forme des inégalités matricielles linéaire (LMI), afin d'obtenir les gains d'observateur. Dans la deuxième partie de ce chapitre, une loi de commande par retour d'état est synthétisée pour assurer la stabilité globale du système (observateur-contrôleur-système) en boucle fermée en présence des entrées inconnues. Le **troisième chapitre** est consacré aux applications des méthodes de synthèse d'observation et de commande à la machine asynchrone. Tout d'abord, le modèle non linéaire de la machine est reformulé afin de le mettre sous la forme des multi-modèles T-S traités dans le deuxième chapitre. En exploitant les résultats sur l'observation et la commande établis précédemment. Le **dernier chapitre**, l'observateur conçu précédemment peut être directement mise à profit face aux problèmes posés par le diagnostic des défauts, une application au diagnostic des défauts de type court-circuit statoriques d'une machine asynchrone est également considérée.

État de l'Art sur: les Observateurs des Systèmes Non-Linéaires et Diagnostic

1.1	Introduction	9
1.2	Vers la représentation multi-modèles	9
1.2.1	Espace de fonctionnement:	10
1.2.2	Zone de fonctionnement:	11
1.2.3	Sous-modèle	11
1.2.4	Variable de prémisse	12
1.2.5	Fonction d'activation	12
1.2.6	Multi-modèles:	12
1.3	Obtention d'une structure multi-modèles couplée	14
1.3.1	Multi-modèles par identification	14
1.3.2	Multi-modèles par linéarisation	15
1.3.3	Modélisation par l'approche des secteurs non linéaires:	15
1.4	Stabilité et stabilisation des systèmes flous de Takagi-Sugeno:	17
1.4.1	Stabilité quadratique des systèmes flous de Takagi-Sugeno	17
1.4.2	Stabilisation quadratique des multi-modèles TS	18
1.5	État de l'art sur l'observabilité des systèmes non linéaires	24
1.5.1	Les différents types d'observateurs des systèmes non linéaires	25
1.5.2	Observateur d'état des multi-modèles de Takagi-Sugeno	27
1.6	État de l'art sur le diagnostic des défauts	29
1.6.1	Types des défauts	31
1.6.2	Méthodes de Diagnostic	31
1.7	Conclusion	36

1.1 Introduction

Dans ce chapitre nous présentons d'une part, quelques définitions et théorèmes fondamentaux nécessaires pour une bonne compréhension des outils présentés dans ce mémoire, et d'autre part, une synthèse bibliographique de quelques problèmes liés aux systèmes non linéaires, plus précisément ceux dédiés à l'observation et la stabilisation des systèmes non linéaires représentés par des multi-modèles TS et le diagnostic des défauts.

Ce chapitre est organisé de la façon suivante. Dans la première section, nous commençons par une introduction aux systèmes non linéaire et l'approche multi-modèles TS, après nous intéressons au principe d'estimation d'état et la synthèse des observateurs pour les systèmes non linéaires ainsi le principe de base de la stabilité et la stabilisation des multi-modèles flous de Takagi-Sugeno. Dans la dernière partie, nous fournissons un état de l'art sur le diagnostic des défauts à base d'un observateur.

1.2 Vers la représentation multi-modèles

Les processus physiques sont très souvent représentés par des modèles décrits sous la forme suivante (représentation d'état explicite):

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x(t), u(t)) \\ y = h(x(t)) \end{cases} \quad (1.1)$$

Où x représente les variables d'état décrivant l'état interne du système, u et y sont respectivement les grandeurs d'entrée et de sortie du système et f et h représentent les fonctions linéaires et/ou non linéaires.

La commande d'un processus repose généralement sur une bonne modélisation du système, cette dernière devient plus délicate lorsqu'il s'agit des systèmes complexes et fortement non-linéaires, c'est pour cela, il ya deux situation, soit, en utilise des hypothèses simplificatrices et dans ce cas le modèle obtenu ne tienne pas compte toute la complexité du système, ou bien, en obtient un modèle très complexe ce qui le rend par fois inex-

exploitable pour la commande. En effet, la représentation multi-modèles est une approche pratique et alternative pour appréhender le comportement d'un processus dans différentes zones de fonctionnement [Son81]. A ce moment là, deux méthodes pour représenter un système par une structure multi-modèles [Nag10], soit par la construction direct de la forme multi-modèles, mais l'inconvénient de cette méthode, est la perte d'information due à la linéarisation du système, ou bien, en utilisant l'approche par secteur non linéaire [TW04] qui est la plus souvent utilisée.

Actuellement l'approche multi-modèles (MM) , et un outil très utilisé pour la modélisation des systèmes non linéaires. Dans la littérature, plusieurs terminologies, qui sont équivalentes, pour définir ce type de modèles: le multi-modèles [MSJ], le modèle flou de Takagi-Sugeno [TS85], le modèle linéaire polytopique [Ang01]. L'idée principale de cette approche est s'appuie sur la contribution de sous-modèles au modèle global du système, cette contribution qui quantifiée par une fonction de pondération (fonction d'activation), est une combinaison convexe des sous-systèmes.

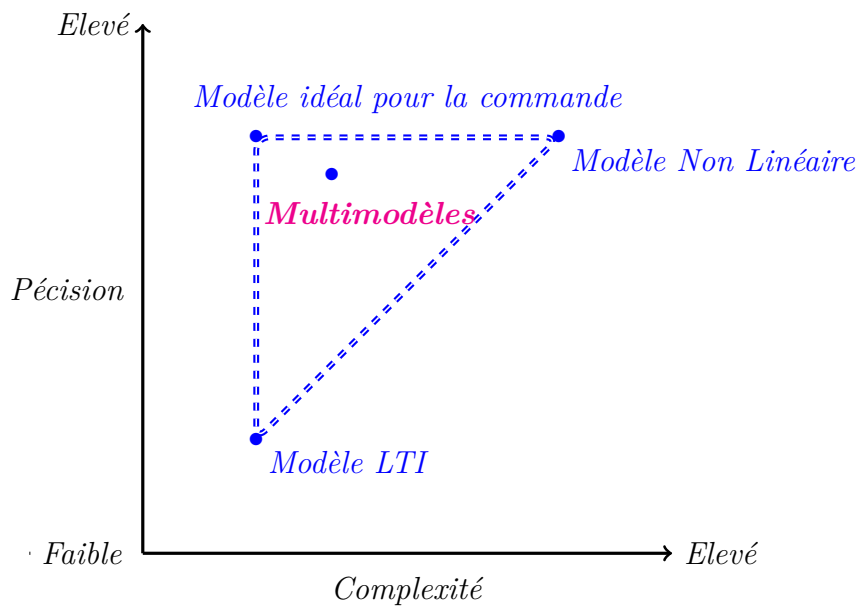


Fig 1.1: Complexité et précision de la représentation des système non linéaire

1.2.1 Espace de fonctionnement:

C'est un espace vectoriel à l'intérieur duquel les variables du système évoluent.

1.2.2 Zone de fonctionnement:

Les zones de fonctionnements représentent les domaines de validité des modèles locaux, chaque domaine est défini autour d'un point de fonctionnement [Kso99]. Ces domaines peuvent être de validité disjoints ou bien avec recouvrement comme l'indique dans la figure (1.2).

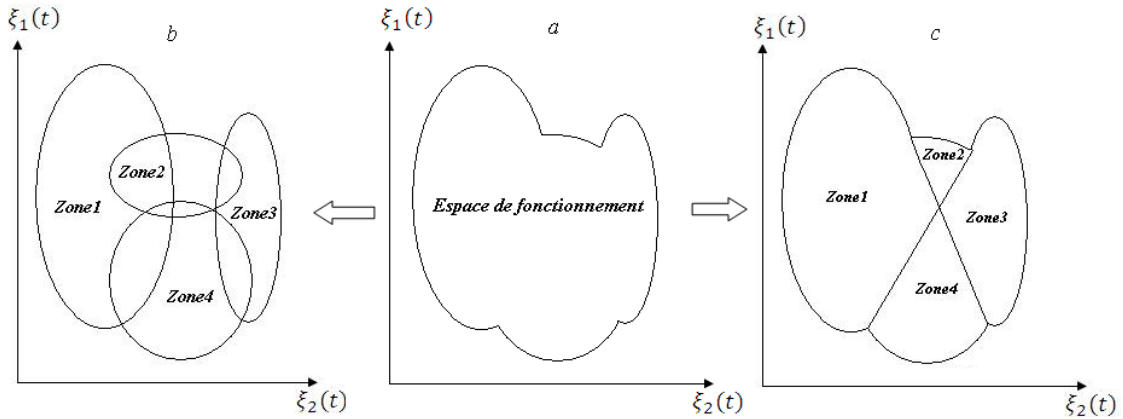


Fig 1.2: Schéma de principe de l'approche multi-modèles
 a)- Système non linéaire , b - c)- Représentation multi-modèles

Dans le cas où le domaine est de validité disjoint, les fonctions d'activation ne peuvent prendre que des valeurs 0 ou 1 et à un instant donné, il n'y a qu'un seul modèle qui est valable et les autres sont nulles. Ce type de partitionnement est fréquent dans le cas des systèmes à configurations multiples ou à plusieurs modes de fonctionnement, le modèle obtenu est appelé (*affine par morceaux*) [Rew03][Son81]. L'autre situation qui peut être aussi rencontrée dans une description multi-modèles est le cas où les domaines de validité se chevauchent ou possèdent des zones communes, cet chevauchement dû à la substitution des fonctions d'activation à front tendu par des fonctions à pente douce. Dans ce cas, ces fonctions deviennent des fonctions à dérivés continues dont la pente détermine la vitesse de passage d'un modèle à un autre.

1.2.3 Sous-modèle

C'est le modèle qui représente le comportement du système non linéaire dans une zone de fonctionnement spécifique.

1.2.4 Variable de prémisse

Appelée aussi variable de décision $\xi(t)$, est une variable vectorielle caractéristique du système intervenant dans les fonctions de pondération $\mu(t)$. Cette variable peut englober une ou plusieurs variables internes ou externes du système. Ces variables peuvent être soit accessibles à la mesure comme des variables d'états mesurables ou bien des signaux d'entrée du système, soit inaccessibles à la mesure.

1.2.5 Fonction d'activation

C'est une fonction qui détermine le degré d'activation du sous modèle local associé. Selon la zone où évolue le système, cette fonction indique la contribution plus ou moins importante du modèle local correspondant dans le modèle global. Elle assure un passage progressif de ce modèle aux modèles locaux voisins. Ces fonctions dépendent des variables de décision.

$$h_i(\xi(t)) = \frac{\mu_i(\xi(t))}{\sum_{i=1}^n \mu_i(\xi(t))} \quad (1.2)$$

Les fonctions d'activation peuvent être construites soit à partir des fonctions à dérivées discontinues (des fonctions triangulaires ou trapézoïdales), soit à partir des fonctions à dérivées continues (des fonctions gaussiennes). Elles sont choisies de façon à vérifier les propriétés de somme convexe suivantes :

$$\begin{cases} 0 \leq h_i(\xi(t)) \leq 1 \\ \sum_{i=1}^n h_i(\xi(t)) = 1 \end{cases}$$

Les fonctions d'activation construites à partir d'une loi exponentielle sont souvent utilisées pour le cas continu [ACMR04].

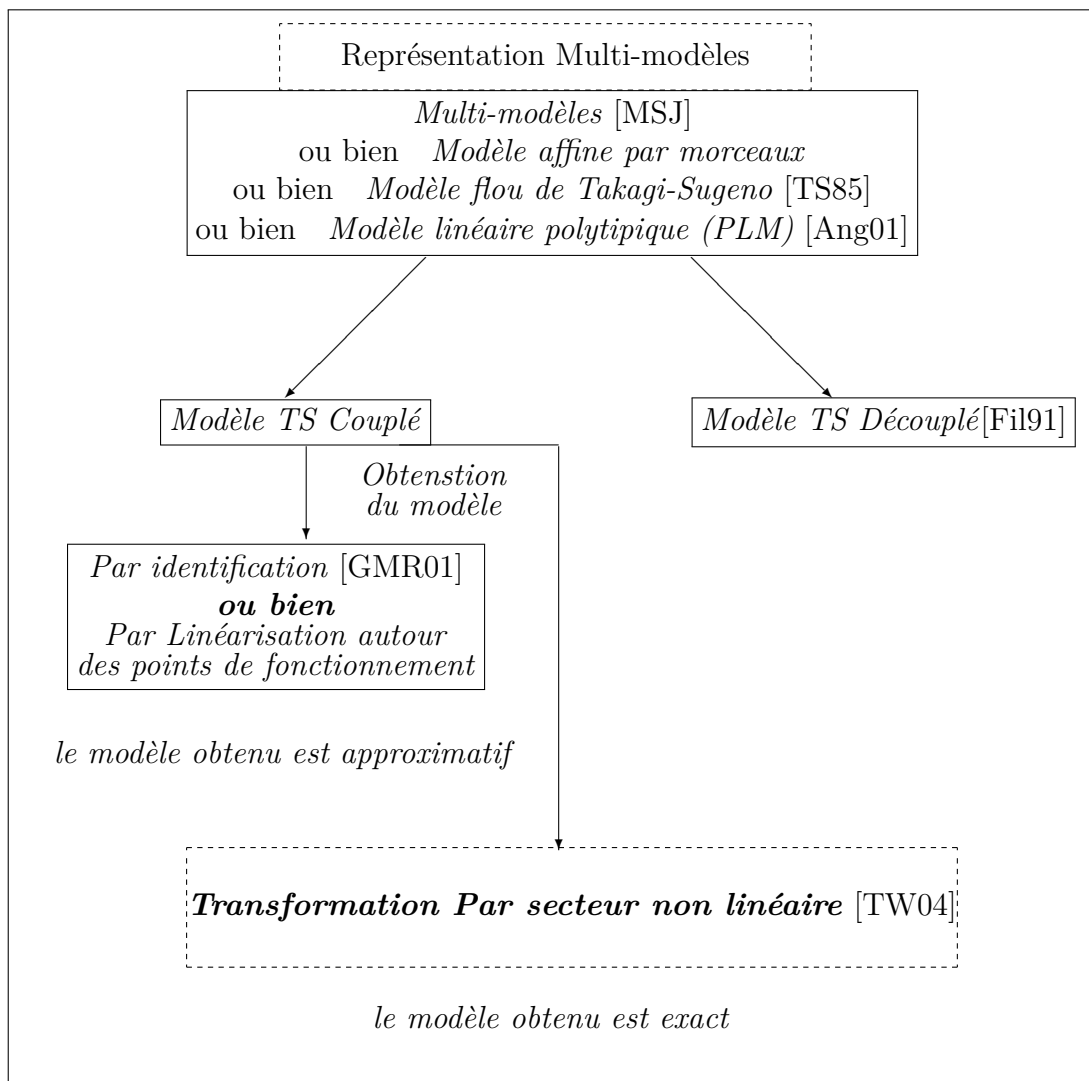
1.2.6 Multi-modèles:

C'est un ensemble de sous modèles agrégés par un mécanisme d'interpolation permettant de caractériser le comportement dynamique global d'un système. Un multi-modèles se caractérise par le nombre de ses sous-modèles, par leur structure et par le choix des fonc-

tions de pondération [Orj08]. Dans la littérature, deux grandes familles de multi-modèles sont recensées selon l'utilisation du vecteur d'état [Nag10], [Fil91].

1.2.6.1 Structure couplée

La structure couplée, où le vecteur d'état étant une somme pondérée des états des modèles locaux, s'appelle aussi le modèle flou de Takagi-Sugeno (*Fuzzy T-S model*), qui a été proposé par [TS85], et elle est basée sur des règles du type **SI** prémisse **Alors** conséquence, dans cette situation la représentation multimodèle est obtenue par interpolation de r modèles locaux linéaires.



Cette représentation (structure couplée) étant la plus largement utilisée, et par l'utilisation de la transformation par secteurs non linéaires, on peut déduire facilement le modèle sans aucune perte d'information.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = C_i x(t) \end{cases} \quad (1.3)$$

1.2.6.2 Structure découplée

La deuxième famille c'est la structure découplée ou bien les multi-modèles locaux, elle est proposée par [Fil91] où il ya plusieurs vecteurs d'états. Elle suppose que le processus est composé de modèles locaux découplés et admet des vecteurs d'états indépendants, et peut être vue comme la connexion parallèle de r modèles affines pondérés par leurs poids de pondération [Ham12]. Dans le contexte d'identification des paramètres cette structure est très utile car elle permet d'ajuster les dimensions des sous-modèles à la complexité des différents comportements d'un processus.

$$\begin{cases} \dot{x}_i(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t))(A_i x_i(t) + B_i u(t)) \\ y_i(t) = C_i x_i(t) \end{cases} \quad (1.4)$$

1.3 Obtention d'une structure multi-modèles couplée

Dans cette section, nous décrivons les trois méthodes d'obtention d'une structure multi-modèles couplée à partir d'un modèle non linéaire.

1.3.1 Multi-modèles par identification

En représentant un système non linéaire sous forme multi-modèles, le problème d'identification des systèmes non linéaires est réduit à l'identification des sous-systèmes définis par des modèles locaux linéaires et des fonctions d'activation. Les méthodes d'optimisation numérique sont alors utilisées pour estimer ces paramètres.

Pour l'estimation des paramètres, plusieurs méthodes d'optimisation numérique peuvent être utilisées, selon les informations disponibles a priori. Elles sont généralement basées sur la minimisation de la fonction d'écart entre la sortie estimée du multi-modèles $\hat{y}(t)$ et la sortie mesurée du système $y_m(t)$.

1.3.2 Multi-modèles par linéarisation

Dans ce cas, on dispose de la forme analytique du modèle non linéaire du processus physique qu'on linéarise autour de différents points de fonctionnement judicieusement choisis [Oud08]. Considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t), u(t)) \end{cases} \quad (1.5)$$

Où $(f, h) \in \mathbb{R}^{2n}$ sont des fonctions non linéaires continues, $x(t) \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état et $u(t) \in \mathbb{R}^m$ est le vecteur d'entrée. Par la suite, nous représenterons le système non linéaire (1.5) par un multi-modèles, composé de plusieurs modèles locaux linéaires ou affines obtenus en linéarisant le système non linéaire autour d'un point de fonctionnement arbitraire $(x_i, u_i) \in \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^m$, [MSJ], [Gas00], [Oud08]:

$$\begin{cases} \dot{x}_m(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t))(A_i x_m(t) + B_i u(t) + D_i) \\ y_m(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t))(C_i x_m(t) + E_i u(t) + N_i) \end{cases} \quad (1.6)$$

avec

$$A_i = \frac{\partial f(x, u)}{\partial x} \Big|_{(x, u) = (x_i, u_i)}, \quad B_i = \frac{\partial f(x, u)}{\partial u} \Big|_{(x, u) = (x_i, u_i)}$$

$$C_i = \frac{\partial h(x, u)}{\partial x} \Big|_{(x, u) = (x_i, u_i)}, \quad E_i = \frac{\partial h(x, u)}{\partial u} \Big|_{(x, u) = (x_i, u_i)}$$

$$D_i = f(x_i, u_i) - A_i x_i - B_i u_i, \quad N_i = h(x_i, u_i) - C_i x_i - E_i u_i$$

Notons que dans ce cas, le nombre des modèles locaux (r) dépend de la précision de modélisation souhaitée, de la complexité du système non linéaire et du choix de la structure des fonctions d'activation.

1.3.3 Modélisation par l'approche des secteurs non linéaires:

La modélisation des systèmes flous de Takagi-Sugeno par l'approche des secteurs non linéaires, est introduite pour la première fois dans les travaux de [KTIT92], et par la suite, a été étendue par [TW04]. Cette approche consiste à représenter le système non linéaire de façon exacte dans un espace compact des variables d'état. Dans ce contexte, parfois, il est difficile de trouver un secteur global pour le système non linéaire, c'est pour cette raison on considère un secteur non linéaire local, comme il est indiqué dans la figure (1.3).

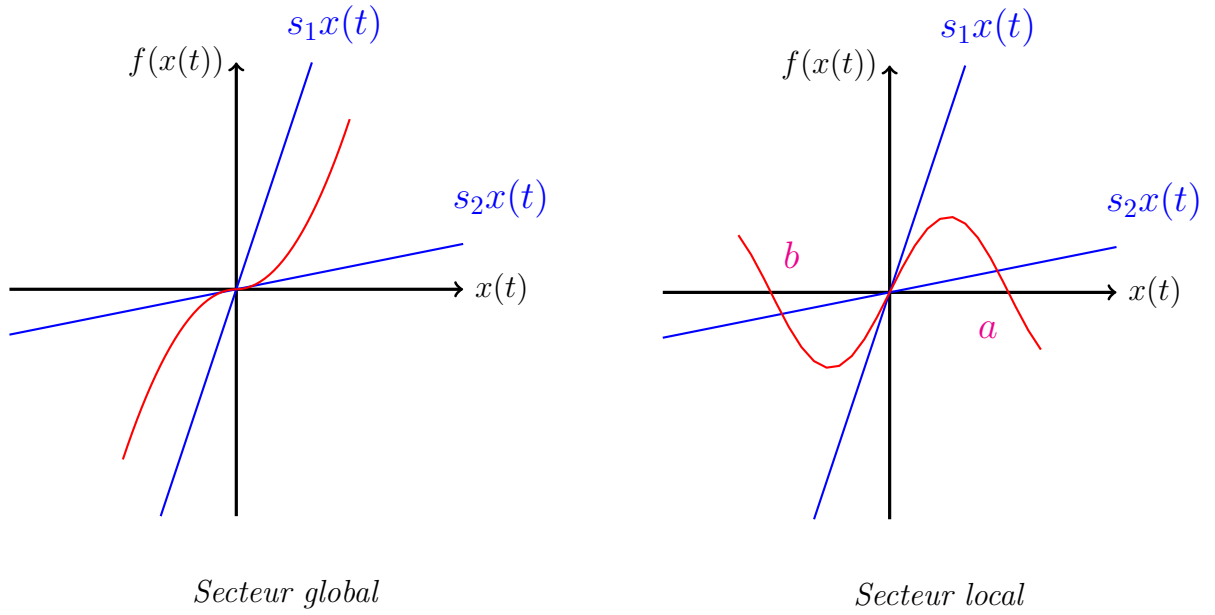


Fig 1.3: Secteurs non linéaires

Soit le système non linéaire décrit par:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x(t), u(t)) \\ y(t) = h(x(t)) \end{cases} \quad (1.7)$$

Avec $x(t)$, $y(t)$ et $u(t)$ représentent respectivement, l'état du système, la sortie, et la commande. On peut écrire le système (1.7) sous une forme LPV:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = F(\xi(t))x(t) + G(\xi(t))u(t) \\ y(t) = H(\xi(t))x(t) \end{cases} \quad (1.8)$$

Soit k le nombre des fonctions non linéaires présentes dans le système (1.8). On les note f_i ou $i = 1, \dots, k$ Supposons qu'il existe un compact C des variables $\xi(t)$ où les non-linéarités sont bornées [Ich09]:

$$f_i \in [f_{min}^i, f_{max}^i], \text{ pour } i = 1, \dots, k \quad (1.9)$$

Les non-linéarités f_i peuvent alors s'écrire sous la forme suivante:

$$\begin{cases} f_i(\xi(t)) = f_{min}^i w_{max}^i(\xi(t)) + f_{max}^i w_{min}^i(\xi(t)) \\ w_{max}^i(\xi(t)) = \frac{f_{max}^i - f_i(\xi(t))}{f_{max}^i - f_{min}^i} \\ w_{min}^i = 1 - w_{max}^i(\xi(t)) \end{cases} \quad (1.10)$$

À partir des fonctions des poids w_{max}^i, w_{min}^i , on peut définir les fonctions d'activation $h_i(\xi(t))$ comme suit:

$$h_r(\xi(t)) = \prod_{i=1}^k w_{\ell}^i(\xi(t)) \quad r = 1, \dots, 2^k \text{ et } \ell = 1, 2 \quad (1.11)$$

Le système (1.7) qui possède $r = 2^k \in \mathbb{N}$ sous-modèles linéaires, devient par la transformation par secteur non linéaire sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^{r=2^k} h_i(\xi(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = \sum_{i=1}^{r=2^k} h_i(\xi(t))(C_i x(t)) \end{cases} \quad (1.12)$$

1.4 Stabilité et stabilisation des systèmes flous de Takagi-Sugeno:

La stabilité des systèmes non linéaires a fait l'objet de nombreux travaux. La théorie de Lyapunov, est l'outil fondamental. Le concept principal de cette théorie est basé sur l'idée que; si il y a une fonction ayant forme énergétique soit dissipée dans le temps, alors elle tend vers un point d'équilibre. Dans ce contexte, l'utilisation de la fonction de Lyapunov est une mesure de distance entre les variables d'état et le point d'équilibre.

La difficulté de cette méthode repose sur la détermination de ces fonctions, cependant, il existe deux grandes familles des fonctions de Lyapunov (les fonctions quadratiques et non quadratiques). Dans cet mémoire, on s'intéresse à la stabilité par des fonctions de Lyapunov quadratiques.

1.4.1 Stabilité quadratique des systèmes flous de Takagi-Sugeno

Notre objectif est d'assurer la stabilité des systèmes flous de Takagi-Sugeno, et nous avons privilégié l'utilisation de la stabilisation quadratique du système par la seconde méthode de Lyapunov[BEGFB94]. Cette stabilité est garantie, si les conditions sous la forme d'un ensemble d'inégalités matricielles linéaires LMI's des théorèmes suivants sont satisfaites.

Théorème 1.4.1:

Le multi-modèle flou TS décrit par (1.3), est asymptotiquement stable s'il existe une matrice P définie positive telle que les LMI suivantes soient vérifiées:

$$A_i^T P + P A_i < 0 \quad i = 1, \dots, r \quad (1.13)$$

Nous attirons l'attention du lecteur sur le fait que nombreux exemples montrent qu'un système flou de T.S comporte des sous-modèles instables, mais il est peut être stable et vice versa.

Les conditions de stabilité du théorème 1 sont conservatives puisque les variables de prémisses ne sont pas prises en compte. Le problème de conservatisme des conditions de stabilité se réduit au prix d'un nombre important des LMI's . Dans la littérature, des travaux ont été proposés pour minimiser l'effet de ces sources de conservatisme [Cha02],[Kru07] et [Mor01].

1.4.2 Stabilisation quadratique des multi-modèles TS

Au cours des dernières années, de nombreux travaux ont été menés pour enquêter sur la stabilité et la stabilisation des multi-modèles de types Takagi-Sugeno par des contrôleurs. Ceux-ci sont basés sur la seconde méthode de Lyapunov de manière à aboutir, lorsque cela est possible, à la formulation sous forme d'inégalités linéaires matricielles. La stabilisation la plus répandue se base sur les lois de commande de type compensation parallèle distribuée (PDC, Parallel Distributed Compensation) [WTG96], [TIW98], et ses dérivées (PDC proportionnelle (PPDC)) [EL02]. ainsi la loi de commande de type compensation par division et Fusion CDF [GVDB99],[PKP01]. Lorsque l'état du système n'est pas disponible, la stabilisation par retour de sortie peut être envisagée. Dans ce contexte, on distingue trois approches:

- **Retour de sortie statique**

Ce type des contrôleurs s'avère particulièrement simple et permet de minimiser le coût de calcul en ligne [Cha02], [NTHB07], [Tah09].

- **Retour de sortie dynamique**

La commande par retour de sortie dynamique permet d'améliorer les performances du contrôleur par l'introduisant des spécifications relatives à la dynamique souhaitée

en boucle fermée. Notons que ce type d'approche s'avère conservatif à cause l'apparition des termes croisés au sein des LMI [Yon09], [GBM09], [ZGM08].

- **Retour de sortie à base d'observateur**

Ce type de contrôleur, consiste à introduire un observateur afin d'estimer les variables d'état non mesurées, une loi de commande statique par retour d'état permet alors la stabilisation du système [GKVT06], [CEH07].

Dans un premier temps,

1.4.2.1 Stabilisation par le contrôleur PDC

L'approche PDC est utilisée pour élaborer une loi de commande pour les systèmes décrit par les multi-modèles. L'intérêt majeur de ce type de contrôleurs est qu'ils possèdent la même structure d'inter-connection que les multi-modèles à partir desquels ils sont synthétisés. Cette particularité permet alors d'étendre, pour les systèmes non linéaires, certaines théories issues de la commande des systèmes linéaires. La Figure (3.3) illustre le concept du régulateur PDC.

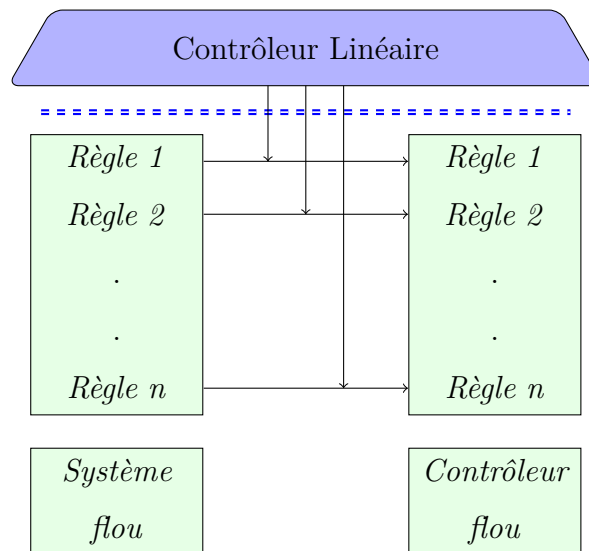


Fig 1.4: Principe du contrôleur PDC

Pour les systèmes (1.3), La réalisation du régulateur PDC se fait de la façon suivante:
Si z_1 est $M_i1 \dots z_p$ est M_ip **alors:**

$$u(t) = -F_i x(t) \tag{1.14}$$

Finalement, le contrôleur est de la forme:

$$u(t) = - \sum_{i=1}^n h_i(\xi(t)) F_i x(t) \quad (1.15)$$

avec $F_i \in \mathbb{R}^{m \times n}$ représentent les gains du contrôleur. La synthèse du correcteur PDC consiste alors à déterminer les gains de retour d'état F_i . Le système (1.3) commandé par un contrôleur PDC (1.15), s'écrit alors:

$$\dot{x}(t) = \left(\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n h_i(\xi(t)) h_j(\xi(t)) (A_i - B_i F_j) \right) x(t) \quad (1.16)$$

On distingue ici les termes croisés i et j , et les termes non croisés (seulement i). L'objet de la commande PDC, se retrouve dans les termes non croisés. Les termes croisés sont par conséquent des termes non désirés que l'on voudra peu déstabilisant ou le plus petit possible en norme [Bla01].

$$\dot{x}(t) = \left(\sum_{i=1}^n h_i^2(\xi(t)) G_{ii} + 2 \sum_{i=1}^n \sum_{j \neq i}^n h_i(\xi(t)) h_j(\xi(t)) \frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) x(t) \quad (1.17)$$

Avec

$$G_{ij} = (A_i - B_i F_j) \quad i < j \quad i, j = 1, 2, \dots, n$$

Plusieurs relaxations de système (1.16) ont été proposées dans la littérature. Alors en se basant seulement sur les relaxations de Tanaka [TW04].

Théorème 1.4.2:

L'équilibre du modèle flou continu (1.16) est asymptotiquement stable, s'il existe une matrice définie positive $P > 0$ telle que :

$$\begin{aligned} G_{ii}^T P + P G_{ii} &< 0 \\ \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right)^T P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2} \right) &< 0, \quad i < j \end{aligned} \quad (1.18)$$

pour tout $i, j = 1, 2, \dots, n$, exceptées les paires (i, j) telles que $\forall t, h_i(\xi(t)) h_j(\xi(t)) = 0$.

L'élaboration d'un contrôleur PDC consiste alors à déterminer les gains du régulateur vérifiant les conditions (1.18),

Le fait d'utiliser les conditions (1.18) permet de réduire un peu le conservatisme des résultats puisqu'il n'est pas obligatoire d'avoir tous les sous modèles croisés stables.

dans ce contexte, un changements des variables bijectifs est nécessaire afin de rendre le problème à des LMI's.

$$X = P^{-1} \text{ et } M_i = F_i X$$

On peut ré-écrire l'équation (1.18) sous la forme:

$$\begin{aligned} X - (A_i X - B_i M_i)^T X^{-1} (A_i X - B_i M_i) &> 0 \\ X - \frac{1}{2}(A_i X + A_j X - B_i M_j - B_j M_i)^T X^{-1} & \\ (A_i X + A_j X - B_i M_j - B_j M_i) &> 0 \end{aligned} \quad (1.19)$$

Par utilisation du complément de Schur [BEGFB94], l'inégalité (1.19) peut être converti sous forme LMI:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X & (A_i X - B_i M_i)^T \\ A_i X - B_i M_i & X \end{bmatrix} &\geq 0 \\ \text{et} & \\ \begin{bmatrix} X & \frac{1}{2}(A_i X + A_j X - B_i M_j - B_j M_i)^T \\ \frac{1}{2}(A_i X + A_j X - B_i M_j - B_j M_i) & X \end{bmatrix} &\geq 0 \end{aligned} \quad (1.20)$$

Les gains du contrôleur sont donnés par:

$$F_i = M_i X^{-1} \quad (1.21)$$

Remarque:

La solution obtenue en termes de gains de commande par les problèmes LMI est souvent de faible qualité. Elle ne garantit ni robustesse, ni performances, de nombreux travaux ont eu trait à ces deux besoins indispensables que sont la robustesse et une garantie de performances.

Amélioration des performances du contrôleur PDC

• **Stabilité relaxée:**

Lorsque le nombre de règles du système devient très grand, il est difficile de trouver une matrice commune définie positive P . Par conséquent, des conditions de stabilité relaxées ont été proposées dans [TIW98].

Théorème 1.4.3:

À un moment donné t , le nombre de règles s est inférieur ou égal à n ($1 < s \leq r$). Le système (1.16) est asymptotiquement stable s'il existe une matrice P définie positive, et une matrice Q semi-définie positive telle que:

$$\begin{aligned} G_{ii}^T P + P G_{ii} + (s - 1)Q &< 0 \\ \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2}\right)^T P + P \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2}\right) - Q &< 0, \quad i < j \end{aligned} \quad (1.22)$$

pour tout $i, j = 1, 2, \dots, n$, exceptées les paires (i, j) telles que $\forall t, h_i(\xi(t))h_j(\xi(t)) = 0$

1.4.2.2 Stabilisation par retour d'état

Dans la littérature, la stabilisation par retour d'état a été abordée pour plusieurs types des modèles flous de Takagi-Sugeno et les modèles avec incertitudes paramétriques bornées [MMG⁺09], les modèles avec retard [CF01]. Deux cas de stabilisation par retour d'état sont communément considérées, le retour d'état statique (classique) [LWHL06], [WTG96] et le retour d'état à base d'observateur [TW04]. Pour les contrôleurs à base d'un observateur on distingue deux possibilités, à savoir la disponibilité des variables de décision; mesurables (Stabilisation des systèmes T-S à VDM) ou non mesurables (Stabilisation des systèmes T-S à VDM). Dans ce cadre, une loi de commande statique par retour d'état nous permet la stabilisation du système, où les variables d'états sont données par l'observateur.

La loi de commande par retour d'état qui stabilise le système (1.3) est donnée par:

$$u(t) = - \sum_{i=1}^n h_i(\xi(t)) K_i x(t) \quad (1.23)$$

La boucle fermée du système flou (1.3) et sa commande est donnée par l'expression suivante:

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n h_i(\xi(t)) h_j(\xi(t)) (A_i - B_i K_j) x(t) \quad (1.24)$$

Si on pose $G_{ij} = A_i - B_i K_j$, alors l'équation (1.23) devient :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^n h_i^2(\xi(t)) G_{ii} x(t) + 2 \sum_{j>i}^n h_i(\xi(t)) h_j(\xi(t)) \left(\frac{G_{ij} + G_{ji}}{2}\right) x(t) \quad (1.25)$$

La conception du contrôleur (1.23) revient à chercher les gains K_i qui assurent la stabilité du système en boucle fermée. En utilisant le théorème 1 dans l'expression (1.25)

$$\begin{cases} V(x(t)) = x^T(t)Px(t) \\ \dot{V}(x(t)) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n h_i(\xi(t))h_j(\xi(t))(A_i^T P + PA_i - K_j^T B_i^T P - PB_i K_j) < 0 \end{cases} \quad (1.26)$$

Le problème se formule sous des contraintes de type BMI (bilinear matrix inequality), plusieurs approche sont envisageables pour ramener le problème à des LMI's. Un simple changement des termes bilinéaires rend le problème sous une forme LMI.

$$\begin{cases} \dot{V}(x(t)) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n h_i(\xi(t))h_j(\xi(t))(XA_i^T + A_i X - M_j^T B_i^T - B_i M_j) < 0 \\ M_j = K_j X \text{ et } X = P^{-1} \end{cases} \quad (1.27)$$

Théorème 1.4.4:

L'équilibre du système flou (1.3) est asymptotiquement stable s'il existe une matrice P définie positive ($P = P^T > 0$) tel que: pour tous $i < j = 1, \dots, n$, exceptées les paires (i, j) telles que: $\forall t h_i(\xi(t))h_j(\xi(t)) = 0$ [TIW98]

$$\begin{cases} \Gamma_{ii} < 0 \\ \Gamma_{ij} + \Gamma_{ji} < 0 \\ \text{Avec } \Gamma_{ij} = G_{ij}^T P + P G_{ij} \end{cases} \quad (1.28)$$

Par l'utilisation des outils d'optimisation convexe, O on peut déduire les gains du contrôleur qui stabilise le système en boucle fermée. On peut aussi agir sur la dynamique des sous-modèles en boucle fermée par l'introduction de l'approche de placement des pôles dans les régions LMI's [MH⁺06].

Remarque:

On attire l'attention ici que le retour d'état à base d'un observateur est un cas particulier de la commande par retour de sortie dynamique.

1.4.2.3 Stabilisation par retour de sortie

La stabilisation par retour de sortie peut être envisagée pour les systèmes où les variables d'états (ou partiellement) ne sont pas mesurables. Dans ce contexte, deux méthodes de stabilisation sont considérées. Les contrôleurs statiques par retour de sortie

[BGM09],[HN07], l'avantage de cet approche, est la simplicité d'implémentation et la minimisation du coût de calcul en ligne. Par contre, les contrôleurs dynamiques permettent d'améliorer les performances en boucle fermée du système [GBM09], [LWNT00], néanmoins, ces contrôleurs, conduisent à des conditions de stabilisation LMI's qui sont assez conservatives.

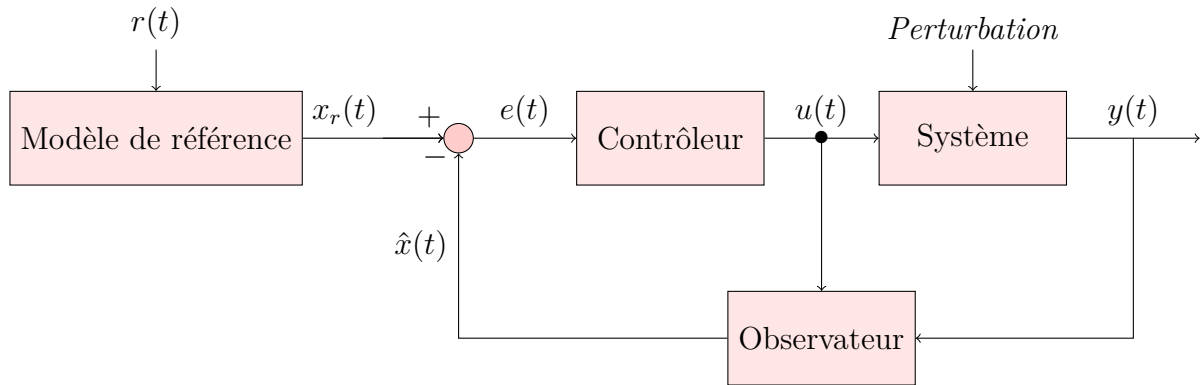


Fig 1.5: Structure de contrôle par retour de sortie

1.5 État de l'art sur l'observabilité des systèmes non linéaires

La commande et le diagnostic d'un processus sont les principaux enjeux de la théorie d'observation. En effet, le problème de la synthèse des observateurs a suscité l'intérêt de beaucoup des chercheurs et a fait l'objet d'un grand nombre de travaux. L'état du système n'est pas toujours accessible et ceci est dû aux contraintes technologiques (certaines grandeurs physiques ne sont pas mesurables), et aux contraintes économiques. La synthèse des observateurs dépend essentiellement de la classe du système (les systèmes à paramètres variants, systèmes bilinéaires, systèmes singuliers).

Cette section consiste en une introduction au problème d'observation de l'état des systèmes non linéaires. Nous présentons en particulier quelques définitions sur la notion d'observabilité. Le problème d'observabilité des systèmes non linéaires est plus compliqué que celui des cas linéaires. L'observabilité peut dépendre des entrées appliquées et des conditions initiales, et elle est définie à partir de la notion de distinguabilité.

Le système non linéaire considéré est celui de la forme (1.1)

Définition 1 (*Indistinguabilité*). une paire d'états (x_0, x'_0) est dite indistinguable si pour toute entrée $u(t)$ et pour tout $t \geq 0$

$$y(x_0, u, t) = y(x'_0, u, t)$$

Définition 2 (*Observabilité et l'observabilité locale faible*). Le système non linéaire (1.1) est observable s'il n'admet pas de paire indistinguable. Par contre, un système est faiblement observable en $x_0 \in V$, s'il existe un voisinage ouvert $V'(x_0) \subset V$ contenant x_0 , tel que pour tout voisinage $V'' \subset V'(x_0)$ de x_0 , pour tout point $x_1 \in V''(x_0)$, les couples (x_0, x_1) sont distinguables.

Définition 3 (*Espace d'observabilité*). l'espace d'observation pour un système non linéaire est définie comme la plus petite espace vectorielle réelle $(O(h))$ de fonction de classe \mathbb{C} qui contient les composants de $h(h_1, h_2, \dots, h_n)$ et qui est fermé par la dérivation de Lie.

Définition 4 (*Observateur*). On appelle un observateur du système dynamique (1.1) tout système dynamique auxiliaire sous la forme suivante:

$$\dot{\hat{x}}(t) = \hat{f}(\hat{x}(t), u(t), y(t)) \quad (1.29)$$

On dit que l'observateur (1.29) est un observateur global si l'erreur d'estimation $e(t)$ vérifie la condition suivante:

$$\|e(t)\| = \|x(t) - \hat{x}(t)\| \longrightarrow 0 \text{ quand } t \longrightarrow \infty \quad (1.30)$$

1.5.1 Les différents types d'observateurs des systèmes non linéaires

Dans la littérature, de nombreux travaux concernant le développement d'observateurs pour tout type de systèmes ont été réalisés depuis les travaux fondateurs de Luenberger. La synthèse d'observateurs d'état des systèmes non linéaires est plus difficile que celles des systèmes linéaires. En général, il ya trois approches pour la synthèse des observateurs:

1.5.1.1 Les observateurs étendus:

Le filtre de Kalman étendu (*EKF*) est une technique fondée sur la linéarisation du système autour d'un point de fonctionnement.

- **Le filtre de Kalman étendu:** Le filtre de Kalman, conçu initialement pour les systèmes linéaires stochastiques, le filtre étendu *EKF* consiste à utiliser les équations du filtre de Kalman standard sur le modèle non linéaire après une linéarisation autour d'un point de fonctionnement [BA99]. Malgré que les preuves de stabilité et de convergence établies dans le cas des systèmes linéaires ne peuvent pas être étendues de manière générale au cas des systèmes non linéaires, cette méthode reste la plus populaire et largement étudiée dans le domaine d'observation des systèmes non linéaires [SG92].
- **L'observateur de Luenberger étendu:** Ce type d'observateur intervient, soit au niveau du système original avec un gain constant qui doit être calculé par placement de pôles, soit par le biais d'un changement de coordonnées avec un gain dépendant de l'état à estimer [Zer11]. Ce type d'observateur, peut provoquer des instabilités qui se manifestent en s'éloignant du point de fonctionnement, c'est pour cela, il est rarement utilisé dans la pratique.

1.5.1.2 Observateurs sous forme canonique:

Ces techniques sont basées sur le changement des coordonnées afin d'utiliser la transformation non-linéaire par la méthode de Lie, le nouveau système s'écrit sous une forme canonique quasi linéaire [BEN]. L'avantage de ces approches est qu'après la transformation, la synthèse de l'observateur est simple, mais le problème réside dans la caractérisation du système ayant une forme canonique d'observabilité demandée [KI83], [LB01].

1.5.1.3 Observateurs à grand gain (*Observateur de Lipschitz*):

Sont des observateurs basés sur les conditions de stabilité de Lyapunov. Les premiers travaux de ce type d'observateurs sont réalisés par [Tha73]. Ce type d'observateur est utilisé en général pour les systèmes de forme lipschitzien, son nom (*grand gain*) est dû au fait que le gain de l'observateur est suffisamment grand pour compenser la non-linéarité du système. Le problème majeur de cette technique réside dans la sensibilité aux bruits de mesure quand les gains obtenus sont importants.

1.5.1.4 Observateurs de Luenberger généralisés

L'observateur de Luenberger généralisé a été proposé par [AK01], l'idée de cette technique est d'ajouter un deuxième gain à l'intérieur de la partie non linéaire du système au gain de l'observateur de Luenberger. une extension de la technique (*OLG*) au cas des systèmes monotones multi-variables a été proposée par [FA03]. L'inconvénient de *OLG* se trouve dans le fait qu'elle est applicable aux systèmes dont la jacobienne de chaque composante de la fonction non linéaire est une matrice carrée.

1.5.1.5 Observateurs basés sur la théorie de la contraction

Cette nouvelle technique d'observation a été introduite dans [LS98] elle est basé sur la théorie de la contraction comme un outil d'analyse de la convergence entre l'observateur et le modèle [Zem07]

1.5.2 Observateur d'état des multi-modèles de Takagi-Sugeno

Considérons le modèle T-S suivant dans lequel la sortie est une fonction linéaire de l'état :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\xi(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (1.31)$$

Dans la littérature, la plus part des observateurs dédiés aux modèles flous de Takagi-Sugeno sont une extension de l'observateur de Luenberger proposé pour les systèmes linéaires [Dav71], qui est décrit par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{\xi}(t))(A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i(y(t) - \hat{y}(t))) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (1.32)$$

$\hat{x}(t)$ et $\hat{\xi}$ représentent respectivement l'état estimé et les variables de décision estimées $\xi(t)$. Le problème de la synthèse d'observateur (1.32) revient à déterminer les gains constant L_i , assurant la convergence asymptotique de l'erreur d'estimation vers zéro. Cette détermination, passe par l'étude de la stabilité du système générant l'erreur d'estimation d'état qui étant définie par:

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (1.33)$$

L'erreur d'estimation (1.33), est un système d'équation qui dépend des variables de décision (*prémisse*) $\xi(t)$. Ces variables peuvent être de natures mesurables (*entrées/sortie du système*) ou non mesurables (*états non mesurables*). Ce dernier cas, est le plus large dans les systèmes basés sur la structure de Takagi-Sugeno.

1.5.2.1 Variables de décision mesurables (VDM)

La majorité des travaux effectués sur la synthèse d'observateurs d'état pour les systèmes décrit par la représentation TS, suppose que les Variables de décision sont mesurables $\hat{\xi}(t) = \xi(t)$, ceci implique, que l'observateur partage les mêmes variables de décision que le modèle du système, et par conséquence, une factorisation par les fonctions d'activation est possible dans l'évaluation de la dynamique de l'erreur d'estimation (1.33), que l'on peut écrire sous la forme:

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^n h_i(\xi(t))(A_i - L_i C)e(t) \quad (1.34)$$

Afin de déterminer les gains L_i de l'observateur, une analyse de stabilité du système (1.34) est nécessaire pour l'obtention des conditions LMI's par l'introduction d'une fonction quadratique de la forme $V(x(t)) = x^T(t)Px(t)$.

Théorème 1.5.1:

L'erreur d'estimation d'état converge asymptotiquement vers zéro s'il existe une matrice $P = P^T > 0 \in \mathbb{R}^{n \times n}$ et des matrices $K_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$ telles que les conditions suivantes soient satisfaites [PCLT98] :

$$PA_i + A_i^T P - K_i C - C^T K_i^T < 0 \quad i = 1, \dots, r \quad (1.35)$$

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

$$L_i = P^{-1} K_i \quad (1.36)$$

Des nombreuses recherches ont été menées sur ce sujet, notamment, pour l'amélioration des performances de l'observateur [PCLT98], l'utilisation des fonctions de Lyapunov non quadratiques pour étudier la stabilité du système [Kru07], [THW03], ainsi, que la conception d'un observateur à entrées inconnues proposé par [ACR⁺06].

1.5.2.2 Variables de décision non mesurables (VDNM):

Les processus réels, sont généralement de nature non linéaire à variables de décision non mesurables. Dans la littérature, peux de travaux discutent ce genre des situations, on cite ici : [IMRM10],[BPD01] et [NKMM⁺10]. Dans [BP00] l'approche de Thau-Luenberger est proposée en prenant en compte des conditions de convergence d'estimation d'état vers zéro. La dynamique de l'erreur d'estimation (1.34) s'écrit alors sous la forme :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^n h_i(\xi(t))(A_i x(t) + B_i u(t)) - \sum_{i=1}^n h_i(\hat{\xi}(t))(A_i \hat{x}(t) + B_i u(t) + L_i C e(t)) \quad (1.37)$$

Théorème 1.5.2:

L'erreur d'estimation d'état entre le modèle TS et l'observateur converge asymptotiquement vers zéro, s'il existe des matrices symétriques et définies positives $P, Q \in \mathbb{R}^{n \times n}$ et des matrices $K_i \in \mathbb{R}^{n \times m}$ ainsi qu'un scalaire positif γ tels que:

$$P A_i + A_i^T P - K_i C - C^T K_i^T < Q \quad i = 1, \dots, r \quad (1.38)$$

$$\begin{bmatrix} -Q + \gamma^2 I & P \\ P & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (1.39)$$

1.6 État de l'art sur le diagnostic des défauts

Les systèmes automatiques modernes s'appuient sur la théorie de contrôle sophistiquée pour améliorer leurs performances et leur sécurité. Dans ce contexte, le diagnostic est un des domaines de contrôle particulièrement actif depuis le début des années soixante dix, il a attiré l'attention du plusieurs communautés scientifiques. Le rôle d'un système de diagnostic est de rendre compte de l'apparition d'un défaut le plus rapidement possible. Différentes définitions pour la même notion dans le domaine de diagnostic se trouvent dans la littérature, c'est pour cela, le comité technique (IFA) (*International Federation of Automatic Control*) a lancé une initiative visant à définir une terminologie commune [Ham12], [Mar11].

- **Erreur (error):** tout écart entre la valeur mesurée ou calculée, et la valeur réelle.

- **Défaut (fault):** Écart non acceptable d'au moins une caractéristique d'un système par rapport à sa valeur normales.
- **Défaillance (failure):** Interruption permanente de la capacité d'un système à assurer une fonction requise dans des conditions opérationnelles spécifiées.
- **Panne (break-down):** État d'un système incapable d'assurer le service spécifié à la suite d'une défaillance.
- **Perturbation (disturbance):** Phénomène considéré comme normal influençant un processus, mais non ou mal pris en compte dans le modèle censé le présenter.
- **Incertitude (uncertainty):** Voir Talel 50376-2013
- **Résidus (residues):** signal conçu comme indicateur d'anomalie fonctionnelle ou comportementale.
- **Symptôme (symptom):** Événement ou ensemble de données au travers duquel le système de détection identifie le passage du procédé dans un fonctionnement anormal.
- **Diagnostic (diagnosis):** Le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test.

Le diagnostic consiste donc en la détermination du type, de l'amplitude, de la localisation et de l'instant d'occurrence d'un défaut. Il comprend trois étapes:

- **Détection du défaut:** C'est une fonction qui consiste à déterminer l'apparition et l'instant d'occurrence d'un défaut. cette fonction peut être obtenue en utilisant le signal du résidu généré en comparant le comportement du modèle du système à celui du système réel.
- **Localisation du défaut:** Après la détection d'un défaut dans un système, il est important de pouvoir situer le composant affecté. cette étape s'appelle localisation de défauts . Elle est basée sur la génération de résidus de manière à ce qu'un ensemble de ces résidus soit sensible a certains défauts et insensible aux autres défauts.

- **Identification du défaut:** L'identification (estimation) de défauts vise à caractériser leurs amplitudes et leurs évolutions temporelles. La connaissance de l'amplitude de la défaillance permet de concevoir un système tolérant aux défauts ou auto adaptatif.

1.6.1 Types des défauts

Trois principaux types de défauts peuvent toucher les différents éléments d'un processus, défauts d'actionneurs, défauts des capteurs et défauts du système.

Défaut d'actionneur: Un défaut d'actionneur représente un dysfonctionnement d'un dispositif agissant sur la dynamique du système, par exemple le blocage d'un vérin qui ne répond plus au signal de commande.

Défaut de capteur: Un défaut de capteur représente l'écart entre la valeur réelle d'une grandeur physique et sa mesure, il est peut être partiel ou total. le premier produit un signal avec plus ou moins d'adéquation avec la valeur vraie, ce type de défaut, apparaît sous forme d'un biais, d'une dérive, baisse d'efficacité ou bien d'un défaut de calibrage. Le second défaut produit une valeur qui n'est pas en rapport avec la grandeur à mesurer, il est due par exemple à une déconnexion totale entre la source d'information et le capteur.

Défaut de processus: Les défauts du processus sont quant à eux des changements dans les paramètres internes du système qui entraînent une modification de sa dynamique. Ce type de défaut est difficile à diagnostiquer à cause de la diversité des situations de défaillances.

1.6.2 Méthodes de Diagnostic

Les méthodes de diagnostic des défaillances utilisées dans les différents secteurs industriels sont très variées et peuvent être groupées en deux grandes familles: celles qui n'en utilisent pas les modèles mathématiques (sans modèle), et celles qui utilisent les modèles mathématiques du système (diagnostic à base modèle), ces dernières approches sont plus simples et moins coûteuses que la première approche figure (1.6) . Pour plus de détails, le lecteur peut consulter [Kor04].

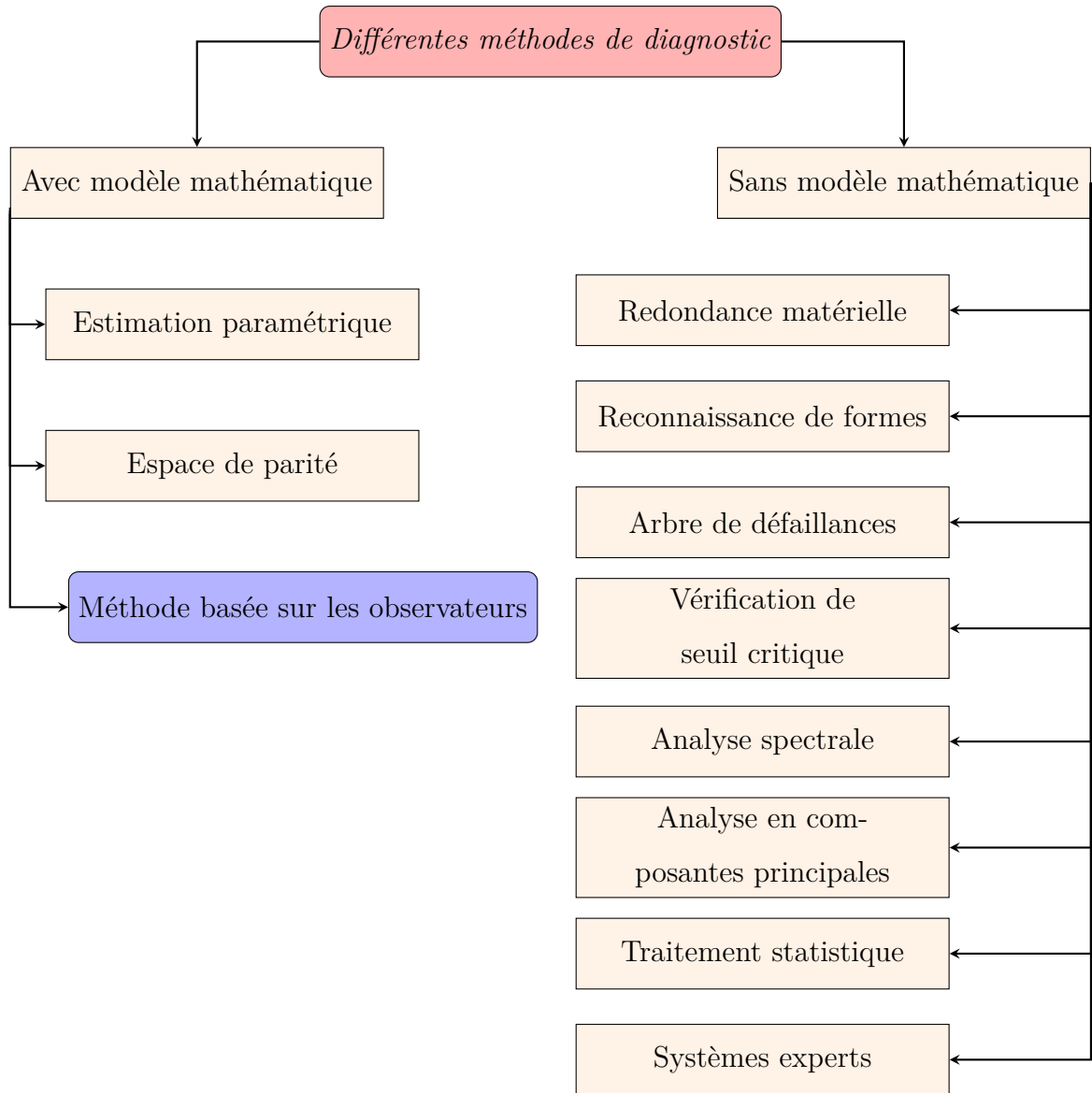


Fig 1.6: Différentes méthodes de diagnostic

1.6.2.1 Méthodes sans modèles mathématique:

Les approches de diagnostic dites sans modèles mathématiques reposent sur l'idée de la non-disponibilité du modèle. Elles sont souvent appliquées lorsqu'une modélisation d'un système avec défauts est difficile à obtenir. Ces méthodes sont plutôt basées sur des algorithmes d'apprentissage. Parmi ces approches, la méthode de **redondance matérielle** (*physique*), qui consiste à ajouter des capteurs pour obtenir des informations supplémentaires sur l'état du système. Cette méthode souffre d'inconvénients majeur, tels que le coût (prix élevés de capteurs), et les contraintes ergonomiques liées à l'installation des capteurs (manque de place) [Kra91]. L'une des approches ayant du succès dans le do-

maine de diagnostic est la méthode basée sur *l'analyse en composantes principales* (ACP) [LYC⁺04], [GC05], [DZD⁺10] elle est basée sur l'utilisation des mesures des entrées et sorties uniquement, une extension de la méthode a été examinée par [LYVCQ00], et [WKL03], où le premier utilise l'analyse en composantes indépendantes, et le second exploite le (*PLS*) (Partial Least Squares). On cite aussi, la méthode par la *reconnaissance de formes* qui est basée sur la comparaison entre une forme à partir d'observations bruitées par rapport à des classes connues [Dub90]. D'autres techniques n'utilisant pas les modèles s'appuient sur le traitement statistique [BN⁺93], l'analyse des signaux [Ste88], et le raisonnement logique [Vil88], et peuvent également être mises en œuvre [Kor04].

1.6.2.2 Méthodes avec modèles mathématiques:

L'utilisation des modèles adoptés pour la surveillance des systèmes dynamiques, remontent au début des années soixante dix. Plusieurs travaux ont traité cette seconde approche pour différentes classes de systèmes [CP12], [Rod05], [Ham12]. De nombreux auteurs [Sal13], [Tha12], décomposent alors ces méthodes de diagnostic en trois approches: l'identification paramétrique, l'espace de parité, et l'observation d'état.

Approche basée sur identification paramétrique: Les méthodes d'estimation paramétriques ont pour principe d'estimer d'une façon continue les paramètres du système par l'exploitation des mesures d'entrée-sortie. La présence d'un défaut affecte les paramètres du système estimé. Par une comparaison des paramètres nominaux du système en bon fonctionnement à ceux estimés, des résidus sont générés à partir de l'erreur d'estimation [Ise06], [IDIDTDD03] et [CP12]. Un des inconvénients majeurs de cette technique réside dans l'augmentation de la taille du vecteur de paramètres lorsque le nombre de défauts augmente, ce qui rend difficile le calcul pour estimer ce vecteur.

Approche basée sur espace de parité: L'une des méthodes les plus souvent utilisées dans le domaine de diagnostic à base de modèle est l'approche par espace de parité ou la redondance analytique [CW84]. Elle consiste à utiliser des relations de redondance analytique entre les entrées et les sorties du système sans l'apparition des inconnues et les variables d'état par la projection des équations du système dans un espace particulier appelé espace de parité. Les résidus sont cette fois engendrés par le test de cohérence entre les mesures obtenues et les équations de parité. L'extension de l'approche à certaines classes de systèmes non linéaires a été examinée. La conception des relations de

redondance analytique pour les système non linéaires est décrite dans [Shu07]. Une extension aux systèmes affines en état est présentée en [HPK01] et aux systèmes affines en commande en [LWC05].

Approche basée sur les observateurs: Les méthodes de détection et de localisation de défauts à base d'observateur sont parmi les plus utilisées [FD97]. Elles s'appuient sur la reconstruction de l'état à l'aide d'observateurs dans le cas déterministe ou par des filtres dans le cas stochastique [Nun97], [Zol96]. L'erreur d'estimation de sortie est sensible aux défauts, et peut être utilisée comme résidu. Plusieurs types d'observateurs ont été proposés ,on cite ici : l'observateur à entrées inconnues, l'observateur à modes glissants, l'observateur adaptatif et l'observateur à grand gain.

Plusieurs travaux sur le diagnostic de défauts des systèmes en présence d'incertitudes à base d'un observateur à entrée inconnue ont été publiés [DP01], [MKG03], [Koe05]. L'idée principale s'appuie sur la génération des résidus sensibles aux défauts et insensibles aux incertitudes. Peu de travaux ont été effectués pour la synthèse d'observateurs à entrée inconnue pour les systèmes non linéaires et tous les approches envisageables utilisent des algorithmes linéaires appliqués à une approximation des systèmes non linéaires. On peut citer par exemple l'observateur à entrées inconnues pour les systèmes singuliers non linéaires [KT92], [HRM⁺09]. les systèmes de type Lipschitz dans [CS06], [PMZ05], et les systèmes de type multi-modèle de T-S par [CS07], [IMM⁺12]. L'estimation d'état du système multi-modèle de T-S s'effectue en général par utilisation d'un multi-observateur. Dans ce contexte, [PRP11], [IAM11], proposent une nouvelle stratégie d'estimation dédiées aux systèmes T-S par l'introduction de la théorie des valeurs moyennes. Une extension de l'approche au problème des observateurs avec multi-gains a été proposée par [HAB⁺14]. On trouve également les observateurs à mode glissant qui sont très en vogue [YE08], [JSC04]. Pour les observateurs adaptatifs et grand gain le lecteur peut se référer aux travaux publiés dans [XZ04], [ZPP10], et [Bes03].

Remarque:

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons aux méthodes qui s'articulent sur le diagnostic avec modèle mathématique à base des observateurs.

Quelle que soit la méthode de détection des défauts, la procédure de diagnostic se décompose en deux phases essentielles: génération des résidus, et la prise de décision (figure (1.7)).

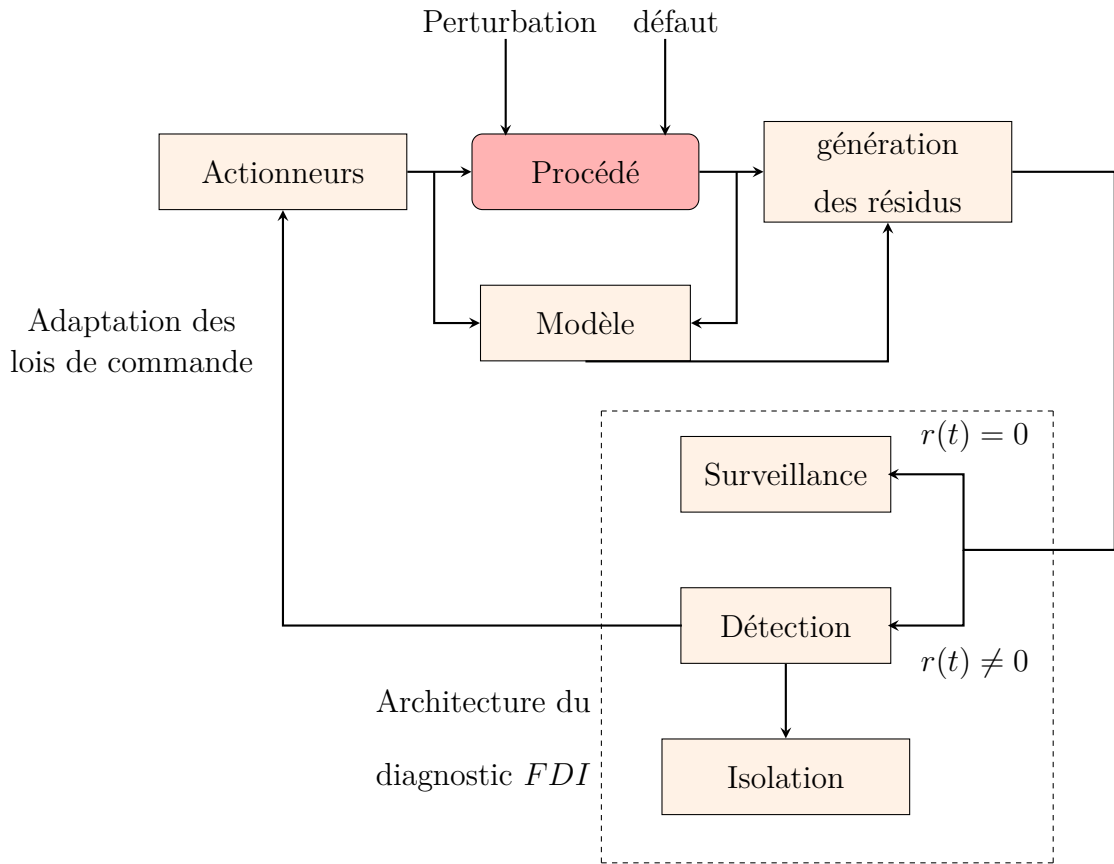


Fig 1.7: Différentes étapes du diagnostic à base de modèle

Génération des résidus

La détection de défauts est basée sur l'évaluation des différents résidus générés par la différence entre la sortie mesurée et celle observée, cette évaluation consiste à définir un seuil afin de détecter la présence de changements. D'une manière générale, ces résidus doivent être robustes ou faiblement sensibles aux perturbations et incertitudes, afin d'éviter les fausses alarmes.

Prise de décision

La tâche de décision permet d'identifier et de localiser la cause de l'anomalie dans le système.

1.7 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à un rappel de quelques définitions relatives à la conception d'observateur d'état ainsi la stabilisation des systèmes non linéaires présentés par des multi-modèles de Takagi-Sugeno . Tout d'abord, nous avons présenté les différentes techniques pour l'obtention d'un multi-modèles. Ensuite, nous avons exposé quelques types des contrôleurs pour assurer la stabilisation quadratique de ce genre de systèmes. Des conditions de stabilité avec introduction de relaxation pour les multi-modèles ont été également présentées. Nous avons exposé aussi un état de l'art sur les différentes méthodes le diagnostic des défauts.

Reconstruction d'état, et stabilisation par retour d'état des systèmes non linéaires

2.1	Introduction :	38
2.2	Synthèse d'observateur par l'approche DMVT:	39
2.2.1	Position du problème	39
2.2.2	Théorème de la valeur moyenne	41
2.2.3	Synthèse d'observateur par l'approche DMVT	43
2.2.4	Amélioration des performances dynamiques	46
2.2.5	Placement de pôles	48
2.3	Stabilisation par retour d'état basé observateur	49
2.3.1	Stabilisation H_∞ basé observateur	51
2.3.2	Formulation du problème	52
2.3.3	Synthèse de la commande H_∞	52
2.4	Conclusion:	54

2.1 Introduction :

Le but de ce chapitre est d'aborder d'une part le problème de synthèse d'observateurs d'état pour les systèmes non linéaires décrits par les multi-modèles de type Takagi-Sugeno à variables de décision mesurables, et d'autre part la synthèse des contrôleurs de type retour d'état et retour d'état à base d'observateur.

Après la description de la problématique nous passerons à l'établissement de l'approche proposée pour la synthèse de l'observateur d'état dans la section (2.2.2), cet algorithme d'estimation offrant de nombreux avantages en termes de coût, de flexibilité et de simplicité d'installation.

La mise en œuvre des lois de commande pour les processus industriels, requiert la connaissance de l'évolution des variables d'état du système. Cependant, il arrive souvent que l'ensemble des variables d'états ne correspondent pas toujours aux mesures du système.

Par le biais des observateurs, la reconstruction d'état se propose de fournir l'estimation des variables d'états à partir des entrées et des sorties du système. Cependant, différentes approches, conduisant à une estimation d'état pour les systèmes décrits par des multi-modèles TS, ont été proposées dans la littérature (le lecteur peut consulter [Bes07], [Ich09], [Orj08]).

L'approche utilisée consiste à utiliser le théorème des accroissements finis (valeurs moyennes) [Zem07], [Ich09], [Pha11], et la transformation par secteurs non linéaires, ceci permet d'exprimer l'erreur d'estimation sous forme d'une combinaison convexe des valeurs des dérivées de la fonction non linéaire.

Le gain qui garantit la convergence de l'observateur proposé est facilement calculée par des LMI's qui sont traitées par des techniques d'optimisation.

Dans la seconde partie de ce chapitre, nous nous intéresserons à la synthèse de deux lois de commande pour les multi-modèles TS.

Remarque:

Ce travail a été motivé par le fait que dans la plupart des travaux dédiés à l'estimation d'état des multi-modèles TS, soient à variable de décision mesurable/non mesurable ([Ich09], [Nag10], [BEN]), l'observateur obtenu est à gain multiple (multi-gain L_i). Le but principal est de développer un capteur logiciel pour les multi-modèles TS avec un seul gain statique L_0 .

2.2 Synthèse d'observateur par l'approche DMVT:

Cette section aborde la conception d'un observateur d'état à gain constant pour un système non linéaire présenté par un multi-modèles de type TS.

2.2.1 Position du problème

Un observateur est un système dynamique qui permet la reconstruction asymptotique ou exponentielle de l'état d'un système à partir de ses entrées, de ses sorties, et de la connaissance de son modèle dynamique.

Soit le système non linéaire décrit par la forme suivante:

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

Où $x(t) \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}^p$, et $y(t) \in \mathbb{R}^m$ représentent respectivement le vecteur d'état, le vecteur des entrées, et le vecteur des sorties. $A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B_i \in \mathbb{R}^{n \times p}$, et $C \in \mathbb{R}^{m \times n}$ sont des matrices appropriées. $h_i(x(t))$ représentent les fonctions d'activation.

Dans la littérature, la structure d'observateur la plus utilisée pour les systèmes représentés par des multi-modèles TS, est celle de l'observateur de Luenberger dédiée pour les systèmes linéaires.

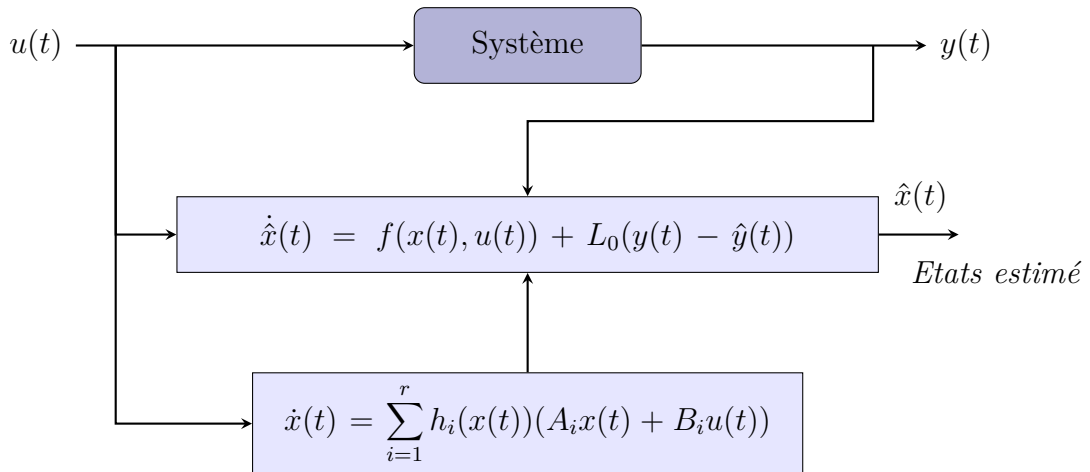


Fig 2.1: Principe d'observateur à gain constant

L'observateur d'état correspondant au système (2.1) présentée sur la figure (2.1) ayant

la structure suivante:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(A_i\hat{x}(t) + B_iu(t) + L_0(y(t) - \hat{y}(t))) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.2)$$

Où $\hat{x}(t)$ est l'état estimé de $x(t)$. En définissant l'erreur d'estimation par $e(t) = x(t) - \hat{x}$, L_0 représente le gain d'observateur.

En utilisant les équations (2.1) et (2.2), la dynamique de l'erreur d'estimation est donnée par :

$$\dot{e}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(A_ix(t) + B_iu(t)) - \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(A_i\hat{x}(t) + B_iu(t)) + L_0Ce(t) \quad (2.3)$$

Pour des raisons de réécriture de la dynamique de l'erreur d'estimation d'état (2.3) en deux termes, une transformation sur le système (2.1) est nécessaire.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_0x(t) + B_0u(t) + \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(\bar{A}_ix(t) + \bar{B}_iu(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.4)$$

tel que

$$\begin{cases} A_0 = \frac{1}{r} \sum_{i=1}^r A_i \\ B_0 = \frac{1}{r} \sum_{i=1}^r B_i \\ \bar{A}_i = A_i - A_0 \\ \bar{B}_i = B_i - B_0 \end{cases} \quad (2.5)$$

Les matrices A_0 et B_0 représentent les matrices moyennes des matrices A_i et B_i . Alors, l'observateur (2.2), et la dynamique de l'erreur d'estimation (2.3) ayant les formes suivantes:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}(t) = A_0\hat{x}(t) + B_0u(t) + L_0(y(t) - \hat{y}(t)) + \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(\bar{A}_i\hat{x}(t) + \bar{B}_iu(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) = (A_0 - LC)e(t) + \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(\bar{A}_ix(t) + \bar{B}_iu(t)) \\ - \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(\bar{A}_i\hat{x}(t) + \bar{B}_iu(t)) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Notre objectif est d'assurer la convergence asymptotique de l'erreur d'estimation vers zéro. Afin de formuler les conditions de stabilité sous forme des *LMI*s pour déterminer le gain statique L_0 de l'équation (2.2), des techniques mathématiques sont nécessaires.

2.2.2 Théorème de la valeur moyenne

Dans cette section nous présentons l'approche des accroissements finis (Differential Mean Value Theorem "DMVT") pour les fonctions scalaires et vectorielles. Ceci permet ensuite d'écrire la dynamique non linéaire de l'erreur d'estimation sous forme d'un système Linéaire à Paramètres Variants (LPV), qui sera utilisé dans la phase suivante.

Les définitions suivantes sont nécessaires:

Théorème 2.2.1:

DMVT des fonctions scalaires:

Soit $x, y \in \mathbb{R}^n$, nous définissons l'ensemble convexe $Co(x, y)$ par:

$$Co(x, y) = \lambda x + (1 - \lambda)y, \text{ telque } \lambda \in [0, 1] \quad (2.8)$$

Définition 5 (*Base canonique*). Soit la fonction vectorielle $f(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^q$, tel que $f(x) = [f_1(x), f_2(x), \dots, f_i(x), \dots, f_q(x)]^T$, avec $f_i(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ est la i^{me} composante de $f(x)$. Considérons un ensemble E_s définit par:

$$\begin{cases} e_s(i) = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0], \text{ pour } i = 1, 2, \dots, s \\ E_s = e_s(i) \end{cases} \quad (2.9)$$

Par l'utilisation de la définition de E_s , on peut ré-écrire la fonction $f(x)$ sous la forme:

$$f(x) = \sum_{i=1}^q e_q(i) f_i(x) \quad (2.10)$$

Théorème 2.2.2:

DMVT des fonctions vectorielles:

Soit $f(x) \in \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$, une fonction différentiable sur l'intervalle $[a, b] \in \mathbb{R}^n$, il existe une constante $c \in]a, b[$ nous définissons l'ensemble convexe $Co(x, y)$ telle que :

$$f(a) - f(b) = \nabla f(c)(a - b) \quad (2.11)$$

En utilisant le théorème (2.2.2) à (2.9), on obtient le DMVT modifier

Théorème 2.2.3:
DMVT modifier des fonctions vectorielles

Soit $f(x) \in \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$, une fonction continue sur l'intervalle $[a, b] \in \mathbb{R}^n$ et différentiable dans $Co(a, b)$, il existe un vecteur $c \in Co(a, b)$, $c_i \neq a, c_i \neq b$ pour $i = 1, \dots, n$, tel que [Pha11]:

$$f(a) - f(b) = \left[\sum_{i,j,k=1}^{n,n,2} H_{ijk}(c_j) \delta_{ijk} \right] (a - b) \quad (2.12)$$

tel que

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_{ij1} = \frac{[\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_j)]^{max} - \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_j)}{[\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_j)]^{max} - [\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_j)]^{min}} \\ \delta_{ij2} = \frac{[\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_j)]^{min} - \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_j)}{[\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_j)]^{max} - [\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_j)]^{min}} \end{array} \right. \quad (2.13)$$

$$\delta_{ijk} \geq 0 \quad \text{et} \quad \delta_{ij1} + \delta_{ij2} = 1$$

$$H_{ij1} = e_n(i) e_n^T(j) \left[\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_j) \right]^{max} \quad (2.14)$$

$$H_{ij1} = \begin{matrix} & & i & & & & \\ & & & & & & \\ & & & & & & \\ j & \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ : & & : & : & : & & : \\ 0 & \dots & [\frac{\partial f_i}{\partial x_j}]^{max} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ : & & : & : & : & & : \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} & & & & \end{matrix} \quad (2.15)$$

$$H_{ij2} = e_n(i) e_n^T(j) \left[\frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_j) \right]^{min} \quad (2.16)$$

Avec

$$\begin{cases} \Phi(x(t), u(t)) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(\bar{A}_i x(t) + B_i u(t)) \\ \Phi(\hat{x}(t), u(t)) = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(\bar{A}_i \hat{x}(t) + \bar{B}_i u(t)) \end{cases} \quad (2.19)$$

La plupart des travaux concernant la conception des observateurs d'état pour les systèmes décrits par les multi-modèles TS, suppose que les variables de décisions sont mesurables ($\xi = \hat{\xi}$). Pour résoudre ce problème, nous utilisons la théorie des valeurs moyennes modifiée (Théorème 2.2.2) et l'approche de transformation par secteurs non linéaires, qui nous permettent d'exprimer la dynamique de l'erreur d'estimation sous une forme d'un système T-S autonome.

Dans ce contexte, il existe un vecteur $c(t) \in Co(x, \hat{x})$ tel que:

$$\Phi(x(t), \hat{x}(t), u(t)) = \Phi(x(t), u(t)) - \Phi(\hat{x}(t), u(t)) \quad (2.20)$$

$$\Phi(x(t), \hat{x}(t), u(t)) = \left(\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n^T(j) \frac{\partial \Phi_i(c_i(t))}{\partial x_j} \Big|_{\hat{x}_i < c_i < x_i} \right) (x(t) - \hat{x}(t)) \quad (2.21)$$

En exploitant l'approche de transformation par secteurs non linéaires pour réécrire les quantités $\frac{\partial \Phi_i(c_i(t))}{\partial x_j}$ sous forme des sommes comme suit:

$$\frac{\partial \Phi_i(c_i(t))}{\partial x_j} = \sum_{k=1}^2 H_{ijk}(c_j) \delta_{ijk}(c_j) \quad (2.22)$$

Alors, la dynamique de l'erreur d'estimation (2.18) peut être représentée par:

$$\dot{e}(t) = \left(A_0 - L_0 C + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^2 H_{ijk}(c_j) \delta_{ijk}(c_j) \right) e(t) \quad (2.23)$$

Pour des raisons de simplification, nous définissons :

$$\begin{aligned} X_{ij} &= H_{ij} c_j(t) \delta_{ij} c_j(t) \\ &= A_0 - L_0 C + \mathcal{F}_i \end{aligned} \quad (2.24)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation d'état peut être représentée sous la forme suivante:

$$\dot{e}(t) = \left(\sum_{i=1}^q h_i(x(t)) X_i(t) \right) e(t) \quad \text{avec } q = 2^{(n)^2} \quad (2.25)$$

Comme le système (2.25) est un système autonome sous forme LPV (Linear Parameter Variable), des résultats classiques de stabilité des multi-modèles à variables de décision mesurables et non mesurables peuvent être appliqués [THW03],[Ich09].

Le problème revient à déterminer le gain L_0 assurant la convergence asymptotique de l'erreur d'estimation vers zéro.

En se basant sur une fonction de Lyapunov quadratique de la forme suivante:

$$V(e(t)) = e^T(t)Pe(t) \quad \text{tel que } P = P^T > 0 \quad (2.26)$$

Théorème 2.2.4:

L'erreur d'estimation d'état converge asymptotiquement vers zéro, s'il existe une matrice symétrique et définie positives $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ et une matrice $M \in \mathbb{R}^{n \times m}$ tel que les inégalités linéaires matricielles suivantes soient satisfaites:

$$PA_0 + P\mathcal{F}_i - MC + A_0^T P + \mathcal{F}_i^T P - C^T M^T < 0 \quad (2.27)$$

La convergence de l'observateur (2.2) est conditionnée par l'existence d'une matrice symétrique P et une matrice de gain M vérifiant la relation (2.25).

Le gain de l'observateur se déduit alors à l'aide de l'équation:

$$L_0 = P^{-1}M \quad (2.28)$$

2.2.3.1 Démonstration

La démonstration du théorème (2.2.4) est établie en utilisant une fonction de Lyapunov quadratique tel que:

$$V(e(t)) = e(t)^T P e(t) \quad \text{avec } P = P^T > 0 \quad (2.29)$$

L'erreur d'estimation converge asymptotiquement vers zéro si les deux conditions suivantes sont vérifiées :

$$\begin{cases} V(e(t)) > 0 \\ \dot{V}(e(t)) < 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

Puisque la matrice P est définie positive alors la première condition est satisfaite pour tout $e(t) \neq 0$, il reste à vérifier la condition $\dot{V}(e(t)) < 0$.

La dérivée de $V(e(t))$ par rapport au temps est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{V}(e(t)) = e^T(t) & \left(\left(\sum_{i=1}^q h_i(x(t)) (A_0 - L_0 C + \mathcal{F}_i) \right)^T P \right. \\ & \left. + P \left(\sum_{i=1}^q h_i(x(t)) (A_0 - L_0 C + \mathcal{F}_i) \right) \right) e(t) \end{aligned} \quad (2.31)$$

Dès que la quantité $\sum h_i(x(t))X_i(t)$ est une fonction affine, alors on peut utiliser le principe de convexité défini dans [BV97].

$$(A_0 - L_0C + \mathcal{F}_i)^T P + P(A_0 - L_0C + \mathcal{F}_i) \implies \dot{V}(e(t)) < 0 \quad (2.32)$$

En effectuant le changement de variable $M = PL_0$, on trouve que l'équation (2.32) est équivalente à (2.27), et le gain de l'observateur est donné par:

$$L_0 = P^{-1}M \quad (2.33)$$

Remarque:

Pour un nombre élevé de sous-modèles du système, les conditions (2.27) peuvent être conservatrices, dans ce cas il est difficile de trouver une matrice P unique respectant tous les conditions (2.27). Afin de réduire ce conservatisme, des approches efficaces capables d'offrir des solutions à ce problème. Dans ce contexte, [FLK⁺06], [Cha02] proposent des fonctions de Lyapunov, poly-quadratiques. Les conditions de stabilité exprimées en terme d'inégalités matricielles bilinéaires (*BMI*), sont fournies par l'introduction des fonctions de Lyapunov de type non quadratiques [BEGFB94], [Joh03].

2.2.4 Amélioration des performances dynamiques

Afin d'améliorer les performances dynamiques de l'observateur (2.2) en particulier en ce qui concerne la vitesse de convergence vers zéro de l'erreur d'estimation d'état, il est conseillé d'introduire, lors de la conception de l'observateur des contraintes additionnelles sur le gain de l'observateur. Pour cela, on fixe les valeurs propres de l'observateur dans le demi-plan ouvert de gauche du plan complexe de sorte que leurs parties réelles soient plus grandes en valeur absolue que celles de la matrice d'état du système.

L'approche par placement des pôles dans une région choisie du plan est appelée D-stabilité.

Définition 6. (*Région LMI*).

Une région du plan complexe D est une région LMI lorsqu'elle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\mathcal{D} = \{z \in \mathbb{C} : \alpha + z\beta + \bar{z}\beta^T < 0\} \quad (2.34)$$

La convergence exponentielle de l'observateur (2.2) sera établie sous le principe de placement des pôles dans une région LMI désirée. Cette dernière, doit être définie comme suit:

- **Limitation des parties imaginaires des valeurs propres:** $|\Re_e(z)| > \alpha$

Pour minimiser le taux de convergence exponentielle, on définit la fonction caractéristique de la région LMI \mathcal{D} comme suit:

$$\mathcal{D} = \{z \in \mathbb{C} : f_{\mathcal{D}}(z) = \alpha + z + \bar{z} < 0\} \quad (2.35)$$

- **Limitation d'amplitude des gains:** Rayon r

Le fixation de la pulsation naturelle, permet de limiter l'amplitude du gain d'observation.

$$\mathcal{D} = \{z \in \mathbb{C} : f_{\mathcal{D}}(z) = \begin{bmatrix} -r & z \\ \bar{z} & -r \end{bmatrix} < 0\} \quad (2.36)$$

- **Minimisation d'amortissement:** Angle θ

Pour assurer un amortissement minimal, il faut définir $f_{\mathcal{D}}$ comme suit:

$$\mathcal{D} = \{z \in \mathbb{C} : f_{\mathcal{D}}(z) = \begin{bmatrix} (z + \bar{z})\sin(\theta) & (z - \bar{z})\cos(\theta) \\ -(z - \bar{z})\cos(\theta) & (z + \bar{z})\sin(\theta) \end{bmatrix} < 0\} \quad (2.37)$$

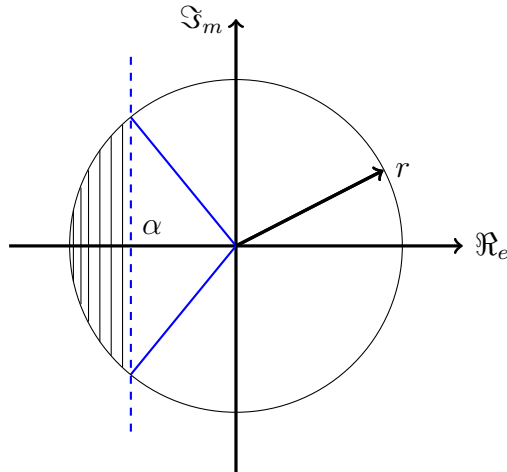


Fig 2.2: Région LMI

Le placement des valeurs propres de l'observateur d'état dans une région \mathcal{D} du plan complexe (figure (2.2)) doit être envisagé afin de prendre en compte les performances dynamiques de l'observateur.

Théorème 2.2.5:

L'erreur d'estimation converge asymptotiquement vers zéro avec un placement des pôles dans une région \mathcal{D} du plan complexe, s'il existe une matrice symétrique et définie positive $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ et une matrice $M \in \mathbb{R}^{n \times m}$ telles que les inégalités linéaires matricielles suivantes soient vérifiées:

$$PA_0 + PA_i - MC + A_0^T P + \mathcal{A}_i^T P - C^T M^T + \alpha P < 0 \quad (2.38)$$

$$\begin{bmatrix} -rP & PA_0 + PA_i - MC \\ A_0^T P + \mathcal{A}_i^T P - C^T M^T & -rp \end{bmatrix} < 0 \quad (2.39)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathcal{G}}_1 \cos(\theta) & \tilde{\mathcal{G}}_2 \sin(\theta) \\ -\tilde{\mathcal{G}}_2 \sin(\theta) & \tilde{\mathcal{G}}_1 \cos(\theta) \end{bmatrix} < 0 \quad (2.40)$$

Avec

$$\begin{cases} \tilde{\mathcal{G}}_1 = PA_0 + PA_i - MC + A_0^T P + \mathcal{A}_i^T P - C^T M^T \\ \tilde{\mathcal{G}}_2 = PA_0 + PA_i - MC - A_0^T P - \mathcal{A}_i^T P + C^T M^T \end{cases}$$

2.2.5 Placement de pôles

Dans cette section on va améliorer les performances de l'observateur Proportionnel-intégrale, notamment en ce qui concerne la vitesse de convergence vers zéro de l'erreur d'estimation. La dynamique de l'observateur proposé est choisie de telle manière qu'elle soit sensiblement plus rapide que celle du multi-modèle. Alors, on définit dans le plan complexe la région $\mathcal{D}(\alpha, r)$ comme l'intersection entre un disque, de centre $(0,0)$ et de rayon r , et du demi-plan gauche limité par une droite d'abscisse $-\alpha$, nous énonçons le corollaire suivant:

Théorème 2.2.6:

Les erreurs d'estimation d'état et d'entrées inconnues convergent asymptotiquement vers zéro avec un placement des pôles dans une région \mathcal{D} du plan complexe, s'il existe une matrice symétrique et définie positive $P \in \mathbb{R}^{(n+l) \times (n+l)}$ et une matrice

$M^a \in \mathbb{R}^{(n+l) \times (m)}$ tel que les LMIs suivantes soient vérifiées:

$$\begin{cases} \{A_i^a\}^T P + P A_i^a - C^a \{M^a\}^T - M^a C^a + 2\alpha P < 0 \\ \begin{bmatrix} -rP & P A_i^a - M^a C^a \\ \{A_i^a\}^T P - C^a \{M^a\}^T & -rp \end{bmatrix} < 0 \end{cases} \quad (2.41)$$

2.3 Stabilisation par retour d'état basé observateur

Dans la section précédente, nous avons abordé le problème d'estimation d'état pour les systèmes non linéaires décrits par les multi-modèles TS. Des conditions en termes LMI ont été proposées par le théorème (2.2.2). Il convient maintenant de synthétiser une commande qui stabilise le système en boucle fermée. Cette dernière est basée sur la disponibilité complète des variables d'état du système à tout moment. Par conséquent, dans le cas où les états ne sont pas totalement disponibles, il est possible de synthétiser soit une commande par retour de sortie [KLY⁺07],[Wu08], soit un contrôleur basé observateur [TL02], [CEH07]. Les résultats existants pour ce dernier sont très variés selon la fonction de Lyapunov choisie et selon le type de commande utilisée pour stabiliser le modèle flou.

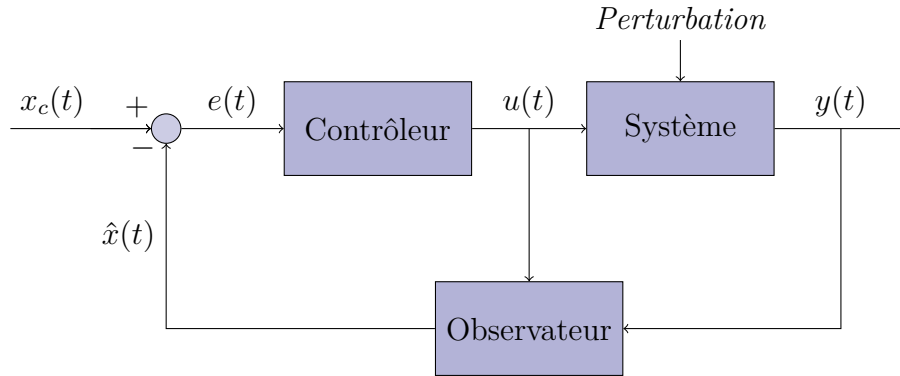


Fig 2.3: Structure de commande par retour d'état basée observateur

La structure de la loi de commande basée observateur proposée est de la forme :

$$u(t) = -K_0 (\hat{x} - x_c) \quad (2.42)$$

Où K_0 est le gain de commande à synthétiser.

Considérant le système (2.4), l'observateur (2.6), et la loi de commande (2.42), on

peut écrire:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_0x(t) - B_0K_0\hat{x}(t) + B_0K_0x_c + \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(\bar{A}_i x(t) + \bar{B}_i K_0(\hat{x} - x_c)) \\ \dot{\hat{x}}(t) = A_0\hat{x}(t) - B_0K_0\hat{x}(t) + B_0K_0x_c + L_0C(x(t) - \hat{x}(t)) \\ \quad + \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(\bar{A}_i \hat{x}(t) + \bar{B}_i K_0(\hat{x} - x_c)) \end{cases} \quad (2.43)$$

Pour des raisons de commodité, on pose :

$$\begin{cases} \Phi(x, u) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(\bar{A}_i x(t) + \bar{B}_i K_0(\hat{x}(t) - x_c(t))) \\ \Phi(\hat{x}, u) = \sum_{i=1}^r h_i(\hat{x}(t))(\bar{A}_i \hat{x}(t) + \bar{B}_i K_0(\hat{x}(t) - x_c(t))) \end{cases}$$

La dynamique de l'erreur d'estimation avec le bouclage $u(t)$ peut être exprimée par:

$$\begin{cases} e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \\ \dot{e}(t) = (A_0 + L_0C)e(t) + (\Phi(x, u) - \Phi(\hat{x}, u)) \end{cases} \quad (2.44)$$

Appliquons maintenant la théorie des valeurs moyennes, on aboutit un système augmenté décrivant la dynamique en boucle fermée comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A_0 - B_0K_0)x(t) + B_0K_0e(t) + \frac{\partial \Phi_i(\bar{c}_i(t))}{\partial x_j} \Big|_{0 < \bar{c}_i < x_i}(x(t)) + \Phi(x_c, u_c) \\ \dot{e}(t) = (A_0 + L_0C)e(t) + \frac{\partial \Phi_i(c_i(t))}{\partial x_j} \Big|_{\hat{x}_i < c_i < x_i}(x(t) - \hat{x}(t)) \end{cases} \quad (2.45)$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \left(\sum_{i=1}^q h_i(x(t))(A_0 + \mathcal{G}_i - B_0K_0) \right) x(t) + B_0K_0e(t) + \Phi(x_c, u_c) \\ \dot{e}(t) = \left(\sum_{i=1}^q h_i(x(t))(A_0 + \mathcal{F}_i - L_0C) \right) e(t) \end{cases} \quad (2.46)$$

Finalement, en considérant le vecteur d'état augmenté $\tilde{x}(t) = [x(t) \ e(t)]$, le modèle augmenté peut être représenté par :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \left(\sum_{i=1}^q h_i(x(t))\tilde{\mathcal{X}}_i \right) + E\Phi(x_c, u_c) \quad (2.47)$$

tel que:

$$\tilde{\mathcal{X}}_i = \begin{bmatrix} (A_0 + \mathcal{G}_i - B_0K_0) & B_0K_0 \\ 0 & A_0 + \mathcal{F}_i - L_0C \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad E = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

L'objectif est de synthétiser les gains L_0 et K_0 qui assurent la stabilité du système (2.45), et par conséquent le suivi des consignes du système (2.4).

Remarque:

- La quantité $\Phi(x_c, u_c)$ n'influe pas sur la stabilité du (2.47), par conséquent, il suffit d'étudier seulement la stabilité de $\left(\sum_{i=1}^q h_i(x(t))\tilde{\mathcal{X}}_i\right)$
- Lorsque les variables de prémisses ne sont pas mesurables, le modèle complet avec observateur ne permet pas d'aboutir à des résultats exploitables, cependant, il ne permet pas de conclure sur le principe de séparation [MSH98], et en plus le problème ne se met pas sous forme *LMI*.

On supposera que toutes les variables de prémisses sont mesurables ($\hat{z}(t) = z(t)$). Alors, on peut déterminer les gains de l'observateur et du contrôleur séparément à partir des conditions suivantes.

Théorème 2.3.1:

La stabilisation et l'estimation de l'état du système (2.1) par l'observateur (2.2) et sous la loi de commande (2.42) dépendent de l'existence des matrices symétriques et définies positives P et des matrices M, N de dimensions appropriées, et d'une constante réelle positive, tel que les deux inégalités linéaires matricielles suivantes soient vérifiées d'une façon séparée, $\forall i = 1, \dots, q$:

$$\begin{aligned} (A_0 + \mathcal{G}_i - B_0N)^T P + P(A_0 + \mathcal{G}_i - B_0N) + 2\alpha P &< 0 \\ (A_0 + \mathcal{F}_i - MC)^T P + P(A_0 + \mathcal{F}_i - MC) &< 0 \end{aligned} \quad (2.48)$$

Les gains de l'observateur et du contrôleur sont donnés par:

$$\begin{cases} L_0 = P^{-1}M \\ K_0 = P^{-1}N \end{cases} \quad (2.49)$$

2.3.1 Stabilisation H_∞ basé observateur

Jusqu'ici, on a considéré le cas d'une loi de commande du type proportionnel pour les systèmes non linéaires. L'inconvénient majeur de cette structure de commande est de ne pas assurer des erreurs statiques égales à zéro lorsque les perturbations externes imposées au procédé ne sont pas nulles.

Notre but dans cette section est d'étendre les conditions de stabilisation proposées dans le théorème (2.3) à la classe des systèmes non linéaires soumis à des entrées inconnues.

Le contrôleur Proportionnel-Intégral (PI) à base l'approche DMVT n'est pas la même que celle du contrôleur PI exploitée classiquement, leur différence provient de la façon dont l'action intégrale est mise à profit.

2.3.2 Formulation du problème

Considérant la classe de systèmes multi-modèles T-S soumis à des perturbations représenté sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t) + Dw(t)) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (2.50)$$

Où $x(t) \in \mathbb{R}^n$, $u(t) \in \mathbb{R}^p$, et $y(t) \in \mathbb{R}^m$ représentent respectivement le vecteur d'état, le vecteur des entrées, et le vecteur des sorties. $A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B_i \in \mathbb{R}^{n \times p}$, et $C \in \mathbb{R}^{m \times n}$ sont des matrices appropriées connues, $w(t) \in \mathbb{R}^l$ est le vecteur des entrées inconnues.

L'observateur considéré est de la forme suivante:

$$\dot{\hat{x}}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(A_i x(t) + B_i u(t) - L_0(y - \hat{y})) \quad (2.51)$$

Où $\hat{x}(t) \in \mathbb{R}^n$, $\hat{y}(t) \in \mathbb{R}^m$, et $L_0 \in \mathbb{R}^{n \times m}$ représentent respectivement le vecteur d'état, le vecteur des sorties, et le gain de l'observateur.

Soit l'erreur de poursuite définit comme suit

$$e_c(t) = \hat{x}(t) - x_c(t) \quad (2.52)$$

Alors on peut écrire la dynamique de l'erreur du multi-modèles (2-59) par la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{e}_c(t) = A_0 e_c(t) + A_i x_c(t) + B_0 u(t) + \sum_{i=1}^r h_i(x(t))(\bar{A}_i e_c(t) + \bar{B}_i u(t) + Dw(t)) \\ \dot{\tilde{e}}(t) = (A_0 - L_0 C)\tilde{e}(t) + \frac{\partial \Phi_i(c_i(t))}{\partial x_j} \Big|_{\hat{x}_i < c_i < x_i} (x(t) - \hat{x}(t)) \end{cases} \quad (2.53)$$

$$\begin{cases} \dot{e}_c(t) = A_0 e_c(t) + B_0 u(t) + A_i x_c + Dw(t) + \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) \frac{\partial \Phi_i(\bar{c}_i)}{\partial x_j} \Big|_{0 < \bar{c}_i < e_{ci}} e_c(t) \\ \dot{\tilde{e}}(t) = (A_0 - L_0 C)\tilde{e}(t) + \frac{\partial \Phi_i(c_i(t))}{\partial x_j} \Big|_{\hat{x}_i < c_i < x_i} (x(t) - \hat{x}(t)) \end{cases} \quad (2.54)$$

2.3.3 Synthèse de la commande H_∞

Dans cette section on va synthétiser un contrôleur H_∞ qui assure à la fois la stabilité du système (2-59) en boucle fermée, et la convergence de l'erreur de suivi (2.52) tout en atténuant l'influence des perturbations externes (2.4).

Définition 7. Un critère H_∞ est s'écrit sous la forme :

$$\int_0^\infty \bar{e}^T(t) \bar{e}(t) dt \leq \gamma^2 \int_0^\infty \bar{w}^T(t) \bar{w}(t) dt \quad (2.55)$$

avec γ est le taux d'atténuation désiré des perturbations extérieures .

La nouvelle loi de commande $u(t)$ basée observateur sous la performance H_∞ est de la forme suivante:

$$u(t) = -K_0 e_c(t) - F_0 \int e_c(t) dt \quad (2.56)$$

tel que K_0, F_0 : sont les gains du contrôleur PI qui doivent être désignés.

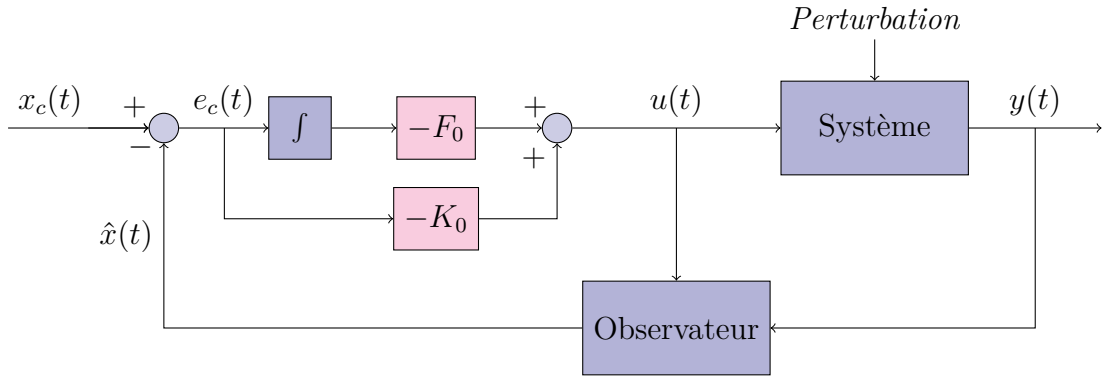


Fig 2.4: Structure de commande par retour d'état avec l'action intégrale

La dynamique de l'erreur augmentée avec la commande défini dans (2.56) est donnée par:

$$\begin{aligned} \dot{e}_c(t) &= A_0 e_c(t) - B_0 K_0 e_c(t) - B_0 F_0 \int e_c(t) dt + A_i x_c + D w(t) \\ &+ \sum_{i=1}^r h_i(x(t)) \frac{\partial \Phi_i(\bar{c}_i)}{\partial x_j} e_c(t) \end{aligned} \quad (2.57)$$

Avec

$$\bar{e}(t) = \begin{bmatrix} e_c(t) \\ \int e_c(t) dt \\ \tilde{e}(t) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \bar{D} = \begin{bmatrix} x_c(t) \\ w(t) \end{bmatrix}$$

On peut représenter la dynamique de l'erreur augmentée sous la forme suivante:

$$\dot{\bar{e}}(t) = \sum_{i=1}^q h_i(x(t)) (\bar{F} \bar{e}(t) + \bar{G}_i \bar{D}(t)) \quad (2.58)$$

\bar{F} et \bar{G}_i sont défini par:

$$\bar{F} = \begin{bmatrix} A_0 - B_0 K_0 & -B_0 F_0 & 0 \\ I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_0 - L_0 C \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \bar{G}_i = \begin{bmatrix} A_i & D \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

et

$$A_{\bar{F}} = \begin{bmatrix} A_0 & 0 \\ I & 0 \end{bmatrix}, B_{\bar{F}} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad D_{\bar{G}_i} = \begin{bmatrix} A_i & D \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le théorème suivant fournit des conditions suffisantes permettant de synthétiser une loi de commande (2.64) sous la performance H_∞ (2.63) qui assure la stabilité quadratique du système (2.62).

Théorème 2.3.2:

S'il existe un scalaire positif $\gamma > 0$, et des matrices X, M et N symétriques et définies positives tel que les inégalités matricielles suivantes sont suffisantes:

$$\begin{bmatrix} A_{\bar{F}}X + XA_{\bar{F}}^T - B_{\bar{F}}N - N^TB_{\bar{F}}^T & D_{\bar{G}_i} & X \\ & D_{\bar{G}_i}^T & -\gamma^2 I & 0 \\ & X & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (2.59)$$

$$(A_0 + \mathcal{F}_i - MC)^T P + P(A_0 + \mathcal{F}_i - MC) < 0 \quad (2.60)$$

alors, le système (2.50) en boucle fermée est asymptotiquement stable et la performance H_∞ (2.55) est garantie via la loi de commande par retour d'état (2.56).

Les gains de l'observateur et du contrôleur sont donnés par:

$$\begin{cases} L_0 = P^{-1}M \\ \bar{F}_0 = P^{-1}N \end{cases} \quad (2.61)$$

Les auteurs [MSH98], ont démontré que le régulateur et l'observateur pour les systèmes décrits par les multi-modèles, peuvent être conçus d'une façon indépendante tout en garantissant stabilisation du système en boucle fermée.

2.4 Conclusion:

Plusieurs méthodes, complémentaires, d'estimation d'état ont été proposées dans ce chapitre. L'utilisation du théorème de la valeur moyenne combiné à la transformation par secteurs non linéaires a permis de traiter le problème du conservatisme lié à la valeur de la constante de Lipschitz comme un problème d'étude de stabilité de modèles T-S. Une méthode de relaxation des conditions a été proposée pour les systèmes non linéaires. Elle est basée sur l'utilisation d'une fonction de Lyapunov quadratique. Les performances

des observateurs ont été également étudiées pour améliorer la vitesse de convergence et la réduction du phénomène oscillatoire dû aux parties imaginaires des pôles de l'observateur. La seconde partie du chapitre a traité la stabilisation des systèmes non linéaires décrits par les multi-modèles de Takagi-Sugeno. Deux approches de stabilisation, la première basée sur les contrôleurs PDC, et la seconde par retour d'état à base d'un observateur non linéaire ont été développées par la technique des valeurs moyennes.

Estimation d'États et Commande par Retour d'État de la Machine Asynchrone

3.1	Introduction :	57
3.2	Modélisation de la machine asynchrone :	57
3.2.1	Présentation de la machine asynchrone triphasée:	57
3.2.2	Équations électriques:	59
3.2.3	Équations magnétiques:	59
3.2.4	Équations mécaniques de la machine:	60
3.2.5	Transformation de Park:	60
3.2.6	Modèle d'état de la machine asynchrone:	63
3.3	Modélisation de l'onduleur de tension	64
3.4	Commande vectorielle à flux rotorique orienté:	66
3.5	Résultats issus de simulations:	70
3.5.1	Test de simulation à vide:	72
3.5.2	Test de simulation en charge:	76
3.6	Résultats issus des expérimentations:	80
3.6.1	Test expérimental à vide:	80
3.6.2	Test expérimental en charge:	84
3.7	Résultats de simulation de la commande H_∞	87
3.7.1	Variation paramétrique:	93
3.8	Conclusion:	99

3.1 Introduction :

La commande des systèmes industriels repose implicitement sur l'hypothèse que tous les états sont disponibles à chaque instant. Pour des raisons technologiques et économiques dans la plus des applications, la mesure de ces états n'est pas possible. Il est nécessaire de reconstruire ces états non mesurés. Les lois de commande classique de type PI peuvent être insuffisantes et non robustes pour les systèmes non linéaires.

Dans ce chapitre on va entamé premièrement le problème de modélisation de la machine asynchrone. Ensuite on va synthétisé une commande par retour d'état avec et sans action intégrale à base d'observateur, ce dernier est généré par l'approche MVT. Dans ce contexte, les signaux de références sont générés par l'approche d'orientation du flux. Des résultats de simulations et pratiques ont été effectués pour la commande de la machine asynchrone.

3.2 Modélisation de la machine asynchrone :

L'étude du fonctionnement de la machine consiste d'une façon systématique à rechercher l'ensemble des équations reliant les variables internes aux grandeurs externes [Chi05]et [GDLG06]. Dans cette section, on va présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone qui sera utilisé par la suite pour la synthèse d'observateur d'état et des commandes développées tout au long de cette thèse.

3.2.1 Présentation de la machine asynchrone triphasée:

Une machine asynchrone (*MAS*), connue également machine à induction est composée d'une partie fixe (stator) et une partie mobile (rotor).

- **Le stator**: est de forme cylindrique, il représente la partie statique de la machine. Il est constitué de trois enroulements identiques à p paires de pôles et décalés d'un angle électrique de $\frac{2\pi}{3}$. Ces derniers sont logés dans des encoches et relié à la source d'alimentation. Il crée un champ magnétique tournant lorsqu'il est alimenté par une source triphasé.

- **Le rotor**: est la partie tournante. Il peut prendre plusieurs aspects permettant de distinguer les différents types de machine asynchrone :
 - a) *Rotor bobiné*, de forme cylindrique portant des enroulements triphasés, couplés en étoile ou en triangle, logés dans des encoches semi fermées et sont connectés à trois bagues isolées sur les quelles frottent des balais en charbon.
un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine. Les enroulements bobinés sont généralement identiques à ceux du stator.
 - b) *Rotor à cage d'écureuil*, composé de barres métalliques en cuivre, en bronze ou en aluminium formant un cylindre et reliées entre elles à leurs extrémités par des anneaux.

L'étude des systèmes électromagnétiques ne peut se faire que moyennant des hypothèses ou des transformations mathématiques afin d'obtenir un ou plusieurs modèles simplifiés.

Les hypothèses usuelles données dans la majorité des références sont adoptées comme suit:

- les circuits magnétiques sont non-saturés.
- les pertes de fer sont négligées.
- il n'y a pas d'effet de peau.
- l'effet des encoches est négligé.
- la répartition de la force magnétomotrice est sinusoïdale.

3.2.2 Équations électriques:

Stator:

Les équations électrique du stator vont nous permettre d'associer le vecteur tension, courant ainsi le vecteur flux pour les phases statoriques.

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec:

- V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} , représentent les trois tensions statoriques.
- I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} ; $\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$, représentent respectivement les courants et les flux à travers les trois phases du stator respectivement.

Rotor:

Les courants rotoriques sont reliés aux flux magnétiques ϕ_r par les équations suivantes:

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ 0 = R_r I_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ 0 = R_r I_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (3.2)$$

Avec: I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} ; $\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$, représentent les courants et les flux à travers les trois phases du rotor.

3.2.3 Équations magnétiques:

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sous forme matricielle s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} \\ L_{rr} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \\ M_{rs} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.3)$$

Avec

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad L_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$\text{et } \begin{bmatrix} M_{sr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M \end{bmatrix} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

Où:

θ_r : c'est l'angle entre une phase statorique et celle rotorique.

L_s et L_r : sont les inductances propre d'une phase statorique et rotorique respectivement.

M_s et M_r : représentent les inductances mutuelle entre deux phases statorique et rotorique respectivement.

M_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et celle rotorique.

3.2.4 Équations mécaniques de la machine:

L'équation qui régit le fonctionnement de la machine peut se mettre sous la forme suivante:

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

C_{em} : le couple électromagnétique, qui est en fonction des trois courants statoriques et rotoriques.

Le modèle de la machine obtenu, présente l'inconvénient d'être relativement complexe dans la mesure où les matrices contiennent des éléments variables en fonction de l'angle de rotation θ .

Une des solutions de ce genre de problème consiste à appliquer un outil mathématique connu sous le nom de transformation de Park.

3.2.5 Transformation de Park:

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé (a, b, c) en un système biphasé orthogonal équivalent (d, q) . Le passage d'une représentation triphasée à une représentation biphasée est décrite sur la figure (3.1).

Cette transformation, est basée essentiellement sur les hypothèses suivantes :

- Entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligé.
- Répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer.

- Caractéristique magnétique linéaire (saturation négligée).
- Effet de la température, effet de peau, hystérésis et courant de Foucault sont négligeables.
- Un entrefer très étroit pour limiter les pertes magnétiques.

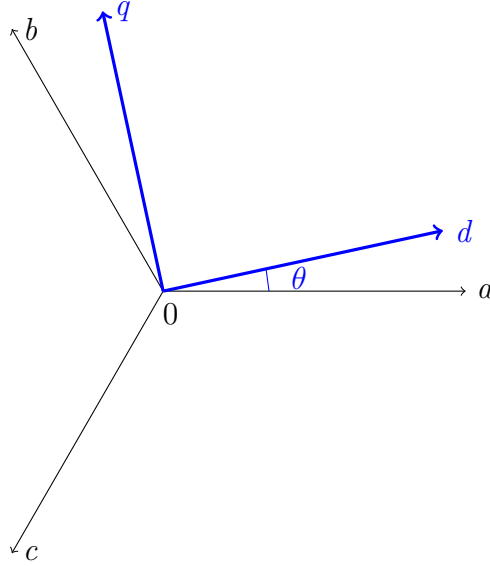


Fig 3.1: Systèmes d'axes triphasé (a, b,c) et diphasé (d,q)

Les matrices de passage directe $P(\theta)$ et inverse $P^{-1}(\theta)$ sont définies comme suit :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Le système d'axes (d, q) tourne à une vitesse ω_a . Cependant, on distingue trois types de référentiels qu'on choisi selon le cas étudié.

- **Référentiel lié au stator:** C'est le système le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées, dans ce cas on obtient un système électrique où les

grandeurs statoriques sont purement alternatives.

$$w_a = 0$$

- **Référentiel lié au rotor:** Il correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un référentiel tournant à la vitesse de synchrone. Il se traduit par la condition :

$$w_a = w_r$$

- **Référentiel lié au champ tournant:** Dans ce référentiel on obtient un système électrique purement continu, qui est très bien adapté à la commande. La condition qui régit ce cas:

$$w_a = w_s$$

Notre choix est porté sur le cas du référentiel lié au champ tournant.

La transformation de Park, appliquée aux systèmes (3.1,3.2) et (3.3) permet d'obtenir:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (3.7)$$

et

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} + \omega_m \phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_m \phi_{rd} \end{cases} \quad (3.8)$$

Avec

$$\begin{cases} J \frac{d\omega_m}{dt} = C_{em} - f\omega_m - C_r \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \end{cases} \quad (3.9)$$

Pour simplifier les écritures, nous introduisons les grandeurs suivantes:

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \tau_s = \frac{L_s}{R_s}, \quad K_s = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}$$

$$\sigma = 1 - \left(\frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \right), \quad \gamma = \left(\frac{1}{\sigma \tau_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r} \right)$$

Alors la machine peut être se modélisée sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{i}_{sd} = -\gamma i_{sd} + \varpi_s i_{sq} + \frac{K_s}{\tau_r} \phi_{rd} + K_s n_p \omega_m \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} \\ \dot{i}_{sq} = -\varpi_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - K_s n_p \omega_m \phi_{rd} + \frac{K_s}{\tau_r} \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} = \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd} + (\varpi_s - n_p \omega_m) \phi_{rq} \\ \dot{\phi}_{rq} = \frac{M}{\tau_r} i_{sq} - (\varpi_s - n_p \omega_m) \phi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq} \\ \dot{\omega}_m = \frac{n_p M}{J L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (3.10)$$

3.2.6 Modèle d'état de la machine asynchrone:

Par définition d'un vecteur d'état x et d'entrée u , on peut représenter le modèle de la machine par un système d'état non linéaire sous la forme suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) + v(t) \quad (3.11)$$

Où le vecteur d'état x , vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y sont respectivement donnés par:

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \omega_m \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad y = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Alors le modèle d'état non linéaire de la machine dans un repère tournant dq est:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{sd} + \varpi_s i_{sq} + \frac{K_s}{\tau_r} \phi_{rd} + K_s n_p \omega_m \phi_{rq} \\ -\varpi_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - K_s n_p \omega_m \phi_{rd} + \frac{K_s}{\tau_r} \phi_{rq} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd} + (\varpi_s - n_p \omega_m) \phi_{rq} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{sq} - (\varpi_s - n_p \omega_m) \phi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq} \\ \frac{n_p M}{J L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{f}{J} \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{C_r}{J} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Dans le système (3.12), le couple de charge est considéré comme une perturbation.

Dans le cadre de la commande ou le diagnostic des défauts, il est nécessaire d'estimer le couple de charge.

Le vecteur d'état x est étendu en introduisant le couple de charge C_r comme variable d'état. Nous supposons que le couple de charge varie lentement, l'équation différentielle correspondante est :

$$\frac{d(C_r)}{dt} = 0$$

Le nouveau vecteur d'état étendu est donné par:

$$x = \left[i_{sd} \quad i_{sq} \quad \phi_{rd} \quad \phi_{rq} \quad \omega_m \quad C_r \right]^T$$

Le modèle d'état non linéaire étendu de la machine asynchrone dans le repère tournant généralisé dq est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} \\ \dot{\omega}_m \\ \dot{C}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{sd} + \varpi_s i_{sq} + \frac{K_s}{\tau_r} \phi_{rd} + K_s n_p \omega_m \phi_{rq} \\ -\varpi_s i_{sd} - \gamma i_{sq} - K_s n_p \omega_m \phi_{rd} + \frac{K_s}{\tau_r} \phi_{rq} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd} + (\varpi_s - n_p \omega_m) \phi_{rq} \\ \frac{M}{\tau_r} i_{sq} - (\varpi_s - n_p \omega_m) \phi_{rd} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rq} \\ \frac{n_p M}{J L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{1}{J} C_r \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

3.3 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la transformation d'une tension continue E_{bus} en une tension alternative. Il est constitué de trois bras, chacun comporte deux cellules de commutation montées en série, généralement à *IGBT* ou *MOSFET* pour les petites et moyennes puissances et *GTO* pour les grandes puissances, munis d'une diode en anti-parallèle suivant la puissance à transmettre.

Les états des interrupteurs sont imposés par la commande *MLI*. La figure (3.2) illustre la structure d'une association onduleur triphasé - machine asynchrone.

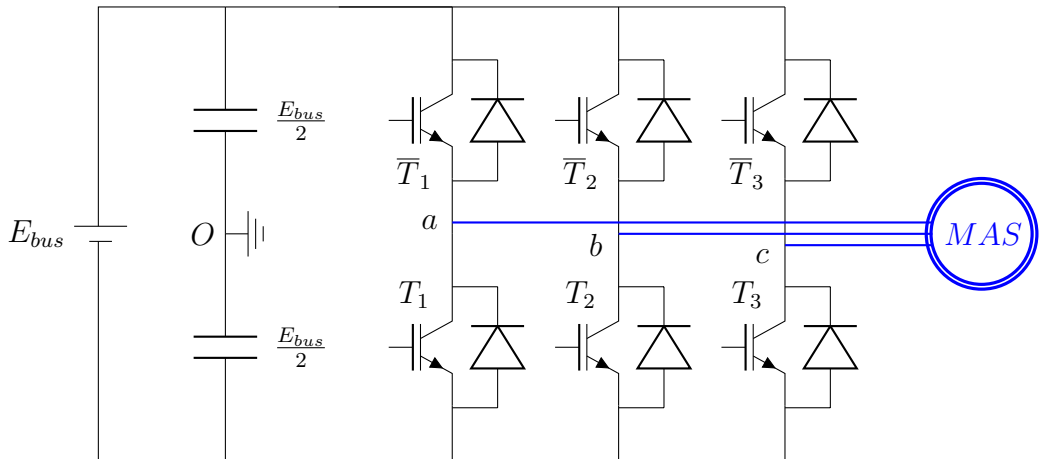


Fig 3.2: Schéma d'une association onduleur de tension triphasé - machine asynchrone.

Des hypothèses ou choix sont faites afin de modéliser l'onduleur de tension, tel que:

- La source de tension continue est modélisée comme une source idéale, sans pertes et de valeur constante.
- Les tensions de sortie de l'onduleur sont référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée O.
- Le neutre de la machine n'est pas connecté au point milieu O de l'onduleur.
- Les temps morts nécessaires pour éviter les court-circuits sont négligés.
- La machine est couplée en étoile.

La tension fournie par l'onduleur triphasé, varie instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus-continu et vice-versa, ce qui le rend non linéaire du point de vue instantané.

L'expression des tensions de sortie en fonction des tensions statoriques et du potentiel du neutre V_{N0} est donnée par :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (3.14)$$

Où V_{no} représente la tension fictive entre le neutre de la charge et le point fictif O.

Pour un système équilibré:

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (3.15)$$

Les tensions phases-point neutre N peuvent s'écrire sous la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (3.16)$$

Les interrupteurs T_i, \bar{T}_i $i \in \{1, 2, 3\}$ sont complémentaires, et les impulsions de commande logiques S_a, S_b, S_c sont transmises aux gâchettes des interrupteurs statiques des trois bras de l'onduleur [Kou08]. La détermination de S_i ($i = a, b, c$) dépend de la stratégie de commande utilisée .

Dans ce travail on va choisir l'onduleur de tension commandé par la technique de Modulation de Largeur d'impulsions (*MLI*), la modulation sinus-triangle a été choisie pour la génération des tensions d'alimentation de la machine asynchrone.

L'état $s_i = 1$ représente le mode passant de l'interrupteur T_i , et l'état $s_i = 0$ c'est le mode bloqué de T_i [34,]

$$\begin{cases} 1 & \text{Si } T_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{Si } T_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Si le neutre de la machine est isolé, les tensions statoriques simples sont déduites par :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E_{bus}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Le courant continu à l'entrée de l'onduleur aura pour expression :

$$i_f = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (3.18)$$

3.4 Commande vectorielle à flux rotorique orienté:

La commande vectorielle à flux orienté (FOC) est la stratégie la plus élaborée pour les machines asynchrones. Afin de commander la vitesse de la machine, le contrôle du couple électromagnétique est nécessaire. L'objectif du FOC est d'avoir un couple proportionnel au composante du courant statorique i_{sq} de la machine comme celui d'une machine à courant continu à flux constant.

L'idée de base consiste à transformer le système vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Dans ce cas, si on maintient la norme du flux rotorique constante, on obtient une dynamique linéaire de la vitesse. Dans la littérature, Deux approches du FOC sont souvent utilisées:

- Commande vectorielle directe: Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase (norme-position) du flux rotorique, puis son réglage par une boucle de contre-réaction (feedback).
- Commande vectorielle indirecte: Cette deuxième approche consiste à estimer seulement la position du flux rotorique.

Signaux de références

Dans cette section, on va exploiter la commande vectorielle à flux orienté pour générer les états de références . Si on remplace les états du système (3.12) par les signaux de

référence: $[i_{sdc} \ i_{sqc} \ \phi_{rdc} \ 0 \ \omega_c]^T$, on obtient:

$$\begin{cases} \dot{i}_{sdc} = -\gamma i_{sdc} + \varpi_s i_{sqc} + \frac{K_s}{\tau_r} \phi_{rdc} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sdc} \\ \dot{i}_{sqc} = -\varpi_s i_{sdc} - \gamma i_{sqc} - K_s n_p \omega_c \phi_{rdc} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sqc} \\ \dot{\phi}_{rdc} = \frac{M}{\tau_r} i_{sdc} - \frac{1}{\tau_r} \phi_{rdc} \\ 0 = -(\varpi_s - n_p \omega_c) \phi_{rdc} + \frac{M}{\tau_r} i_{sqc} \\ \dot{\omega} = \frac{n_p M}{J L_r} \phi_{rdc} i_{sqc} - \frac{f}{J} \omega_c - \frac{1}{J} C_r \end{cases} \quad (3.19)$$

A partir des deux premières équations du système (3.19), on obtient les courants statoriques de référence en boucle ouverte [ACS⁺13]:

$$\begin{cases} i_{sdc} = \frac{\phi_{rdc}}{M} + \frac{\tau_r}{M} \frac{d}{dt} \phi_{rdc} \\ i_{sqc} = \frac{J L_r}{n_p M \phi_{rdc}} \left(\frac{C_r}{J} + \frac{f}{J} \omega_c + \frac{d}{dt} \omega_c \right) \end{cases} \quad (3.20)$$

Dans ce cas, la vitesse électrique de référence est donnée par:

$$\omega_{sc} = n_p \omega_c + \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} i_{sqc} \quad (3.21)$$

Les expressions des lois de commande en boucle ouverte sont données par:

$$\begin{cases} u_{sdc} = \sigma L_s \left(\frac{d}{dt} i_{sdc} + \gamma i_{sdc} - \varpi_{sc} i_{sqc} - \frac{K_s}{\tau_r} \phi_{rdc} \right) \\ u_{sqc} = \sigma L_s \left(\frac{d}{dt} i_{sqc} + \gamma i_{sqc} + \varpi_{sc} i_{sdc} + K_s n_p \varpi_{sc} \phi_{rdc} \right) \end{cases} \quad (3.22)$$

L'orientation du vecteur flux (ϕ_{rd}, ϕ_{rq}) , c'est plutôt mettre l'axe d en phase avec le flux, c'est-à-dire :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_{rdc} \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

Pour assurer la condition (3.23), il faut que la vitesse électrique ω_s du stator dans le repère dq soit choisie comme suite:

$$\omega_s = n_p \omega + \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} i_{sq} \quad (3.24)$$

Si on remplace (ω_s) dans le modèle physique de la machine (3.12), on peut écrire le modèle non linéaire de la machine comme suit:

$$\begin{cases} \dot{x} = A(x(t))x(t) + Bu(t) + w(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (3.25)$$

Avec

$$A(x(t)) = \begin{bmatrix} -\gamma & \varpi_s & \frac{K_s}{\tau_r} & K_s n_p \omega & 0 \\ \varpi_s & -\gamma & -K_s n_p \omega & \frac{K_s}{\tau_r} & 0 \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} i_{sq} & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & -\frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} i_{sq} & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n_p M}{J L_r} i_{sq} & -\frac{n_p M}{J L_r} i_{sd} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } w(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{C_r(t)}{J} \end{bmatrix}^T$$

Pour la construction de l'observateur d'état, on applique la méthode par la théorie des valeurs moyennes développée dans le chapitre précédent pour la machine asynchrone, on obtient les matrices suivantes:

$$A_1 = 10^4 \times \begin{bmatrix} -0.0115 & 0.0314 & 0.0183 & 3.1992 & 0 & 0 \\ -0.0314 & -0.0115 & -3.1992 & 0.0183 & 0 & 0 \\ 0.0000 & 0 & -0.0002 & 0.0014 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0000 & -0.0014 & -0.0002 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.4550 & -1.4550 & -0.0000 & -0.0100 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_2 = 10^4 \times \begin{bmatrix} -0.0115 & 0.0314 & 0.0183 & -3.1992 & 0 & 0 \\ -0.0314 & -0.0115 & 3.1992 & 0.0183 & 0 & 0 \\ 0.0000 & 0 & -0.0002 & 0.0614 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0000 & -0.0614 & -0.0002 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.4550 & -1.4550 & -0.0000 & -0.0100 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_3 = 10^4 \times \begin{bmatrix} -0.0115 & 0.0314 & 0.0183 & 3.1992 & 0 & 0 \\ -0.0314 & -0.0115 & -3.1992 & 0.0183 & 0 & 0 \\ 0.0000 & 0 & -0.0002 & 0.0014 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0000 & -0.0014 & -0.0002 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1.4550 & -1.4550 & -0.0000 & -0.0100 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_4 = 10^4 \times \begin{bmatrix} -0.0115 & 0.0314 & 0.0183 & -3.1992 & 0 & 0 \\ -0.0314 & -0.0115 & 3.1992 & 0.0183 & 0 & 0 \\ 0.0000 & 0 & -0.0002 & 0.0614 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0000 & -0.0614 & -0.0002 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1.4550 & -1.4550 & -0.0000 & -0.0100 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_5 = 10^4 \times \begin{bmatrix} -0.0115 & 0.0314 & 0.0183 & 3.1992 & 0 & 0 \\ -0.0314 & -0.0115 & -3.1992 & 0.0183 & 0 & 0 \\ 0.0000 & 0 & -0.0002 & 0.0014 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0000 & -0.0014 & -0.0002 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.4550 & 1.4550 & -0.0000 & -0.0100 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_6 = 10^4 \times \begin{bmatrix} -0.0115 & 0.0314 & 0.0183 & -3.1992 & 0 & 0 \\ -0.0314 & -0.0115 & 3.1992 & 0.0183 & 0 & 0 \\ 0.0000 & 0 & -0.0002 & 0.0614 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0000 & -0.0614 & -0.0002 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1.4550 & 1.4550 & -0.0000 & -0.0100 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_7 = 10^4 \times \begin{bmatrix} -0.0115 & 0.0314 & 0.0183 & 3.1992 & 0 & 0 \\ -0.0314 & -0.0115 & -3.1992 & 0.0183 & 0 & 0 \\ 0.0000 & 0 & -0.0002 & 0.0014 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0000 & -0.0014 & -0.0002 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1.4550 & 1.4550 & -0.0000 & -0.0100 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_8 = 10^4 \times \begin{bmatrix} -0.0115 & 0.0314 & 0.0183 & -3.1992 & 0 & 0 \\ -0.0314 & -0.0115 & 3.1992 & 0.0183 & 0 & 0 \\ 0.0000 & 0 & -0.0002 & 0.0614 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0000 & -0.0614 & -0.0002 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1.4550 & 1.4550 & -0.0000 & -0.0100 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

et

$$A_0 = \begin{bmatrix} -115.1001 & 314.1593 & 183.3771 & 0 & 0 & 0 \\ -314.1593 & -115.1001 & 0 & 183.3771 & 0 & 0 \\ 0.3783 & 0 & -1.7196 & 314.1593 & 0 & 0 \\ 0 & 0.3783 & -314.1593 & -1.7196 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.0000 & -0.1000 & -100.0000 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Après la résolution des LMI's avec les paramètres $\alpha = 11$ et $r = 57$, on obtient le gain de l'observateur L_0 et du contrôleur K_0 :

$$L_0 = \begin{bmatrix} 1746.8873 & -329.0564 & 70.2136 \\ 288.4284 & 1723.1157 & 20.6733 \\ -6.8253 & -17.1862 & 218.8414 \\ 17.7386 & -4.8631 & -106.4397 \\ 50.4323 & 49.7381 & 1434.711 \\ -88.30622 & -50.68267 & -23613.7946 \end{bmatrix}$$

$$K_0 = \begin{bmatrix} 2.5630 & 4.0139 & 25.5680 & 178.7679 & 66.2605 \\ -2.8964 & 2.7674 & -248.2046 & 248.7840 & 10.1143 \end{bmatrix}$$

3.5 Résultats issus de simulations:

Afin d'illustrer les performances de l'observateur et le retour d'état à base DMVT proposés dans la partie précédente, des simulations du système expérimental (onduleur-moteur asynchrone) ont été réalisées à l'aide du logiciel Matlab/Simulink .

La figure (3.3) illustre le schéma due contrôle de l'association onduleur de tension triphasé - machine asynchrone.

Deux *Benchmarks* ont été définis pour mettre en évidence les capacités des algorithmes d'observation et de commande de la machine asynchrone pour la poursuite des profils de vitesse à différents régimes.

Le premier *Benchmark* a été défini dans le laboratoire des Systèmes et Énergies Embarqués (*SEE*) à *ESTACA* de Laval. Il a pour but de tester les performances des lois de commande appliquées aux machines électriques.

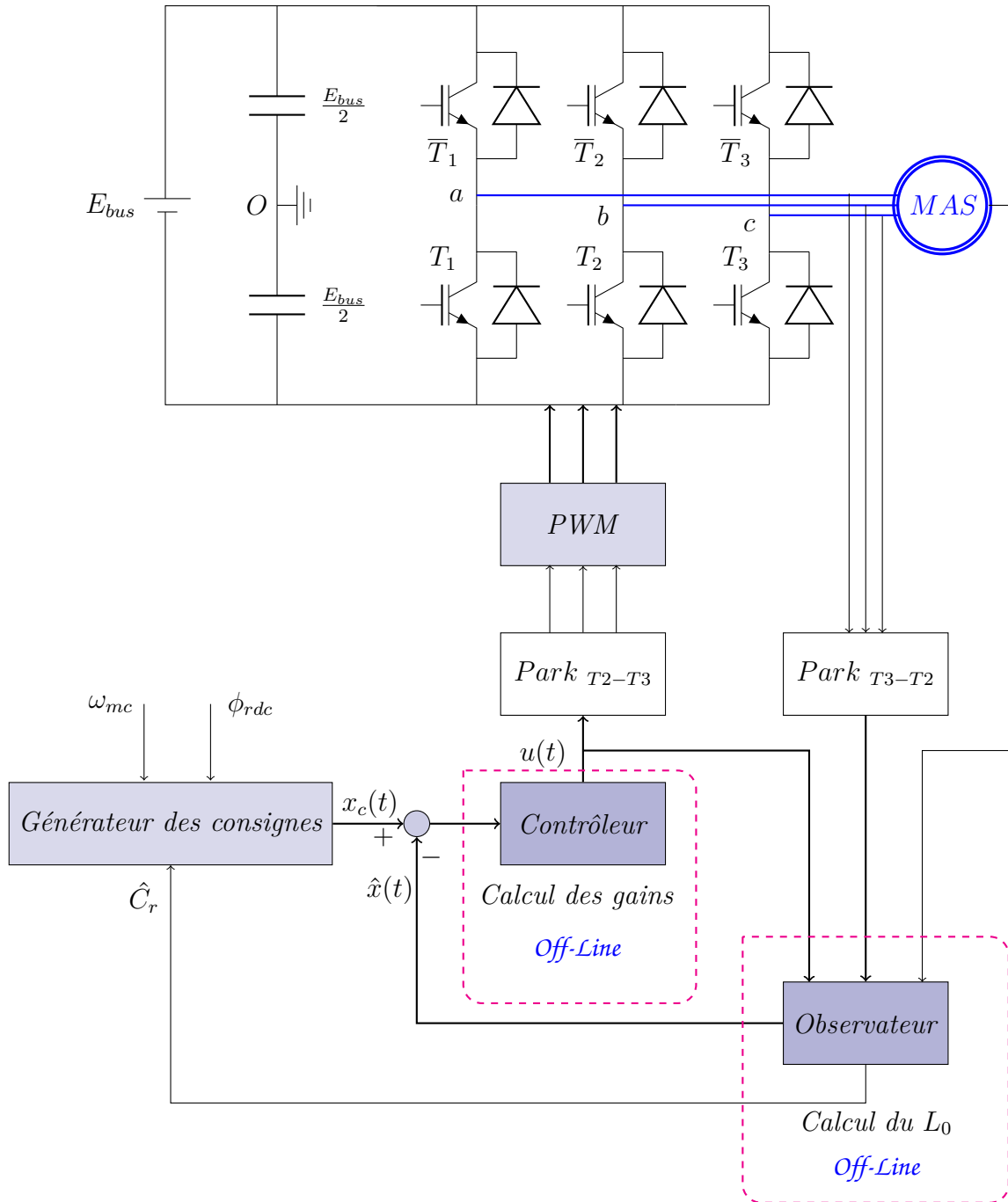


Fig 3.3: Schéma du contrôle de l'association onduleur de tension triphasé - machine asynchrone.

Le second Benchmark est une trajectoire liées notamment aux problèmes d'observabilité de la machine asynchrone à basse vitesse .

Dans le cadre des simulations du système complet (convertisseur-machine), nous considérons que les temps mort de l'onduleur de tension ne sont pas pris en compte. Nous considérons aussi que les mesures des courants et de la vitesse mécanique ne sont pas bruitées.

Les paramètres que nous choisissons pour la machine sont ceux du *Benchmark* utilisé dans le laboratoire *SEE*, et ils sont donnés sur le tableau (3.1).

Nom	Symbole	Valeur
Résistance des enroulements statoriques	R_s	0.78Ω
Résistance des enroulements rotoriques	R_r	0.31Ω
Inductance cyclique statoriques	L_s	$0.27H$
Inductance cyclique rotoriques	L_r	$0.27H$
Inductance mutuelle cyclique stator-rotor	M	$0.27H$
Nombre de paires de poles	n_p	1
Puissance	P	$7.5kW$
Coefficient des frottements visqueux	f	$0.001Nm/rad/s$

Tableau 3.1: Paramètres de la machine asynchrone

3.5.1 Test de simulation à vide:

3.5.1.1 Réponse à un cycle dynamique (Premier profil):

Dans ce premier test, on va simulé le système complet (Contrôleur-Onduleur de tension-Machine asynchrone) à vide pour analyser son comportement à un régime de changement de vitesse dynamique.

Le profil effectué et de la même forme que celui du Benchmark qui sera traité par la suite dans la partie expérimentale.

Les figures (3.4-3.9) présentent les résultats de simulation de la commande par retour d'état (Contrôleur-Proportionnel) appliquée à la machine asynchrone à vide.

Nous remarquons que la réponse du système est très satisfaisante pendant tout le cycle de fonctionnement avec une bonne dynamique de poursuite.

En régime permanent, aucune erreur statique de vitesse n'est à signaler figure (3.5-a). Nous pouvons aussi constater que l'erreur d'estimation des variables d'états est très faible, et le découplage est parfait même durant les phases transitoires avec une bonne dynamique (figure (3.6-b)).

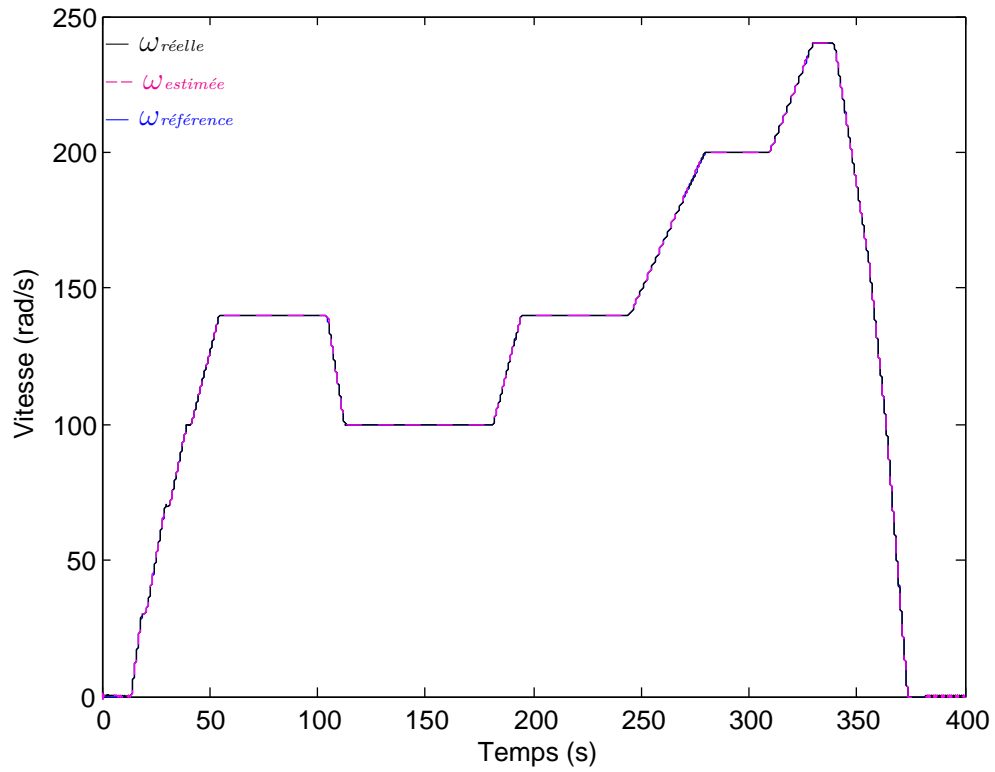


Fig 3.4: Réponse de vitesse à un cycle dynamique avec le contrôleur-P à base DMVT

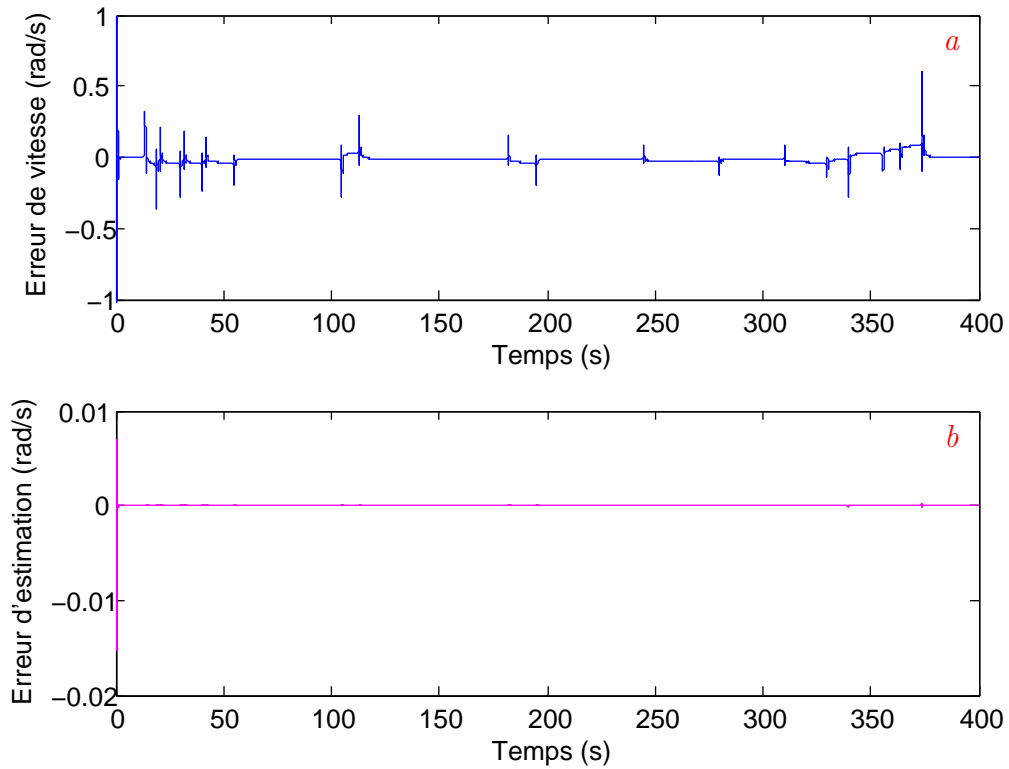


Fig 3.5: a)- Erreur entre la vitesse de référence et mesurée , b)- Erreur entre la vitesse mesurée et estimée

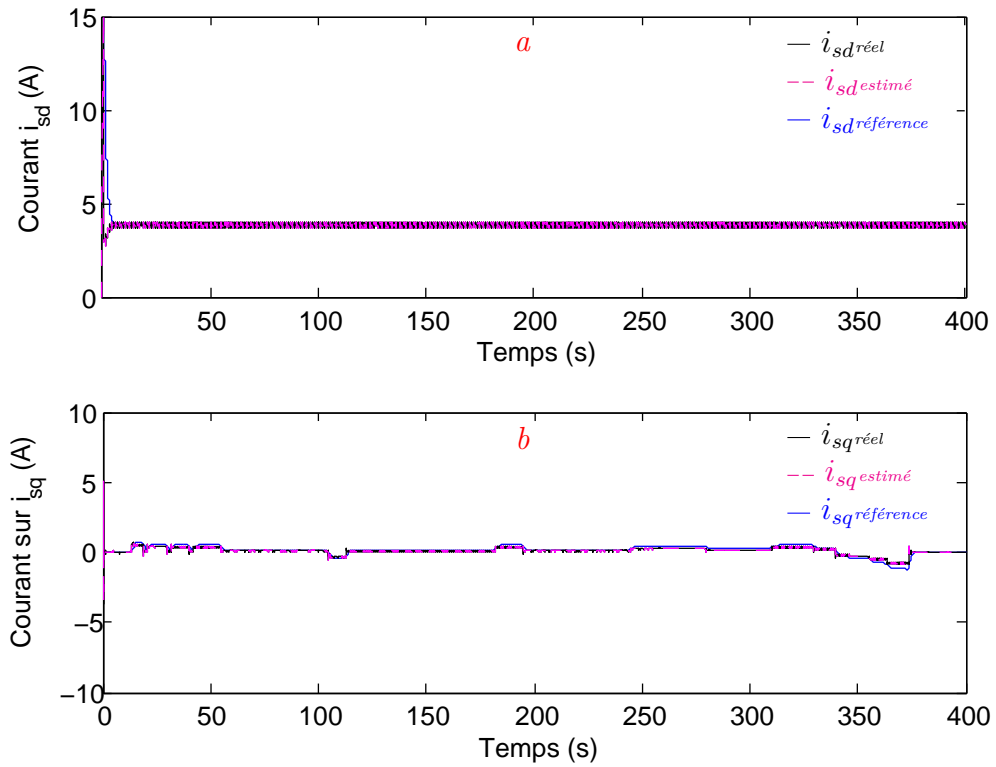


Fig 3.6: a)- Courant sur l'axe-d i_{sd} , b)- Courant sur l'axe-q i_{sq}

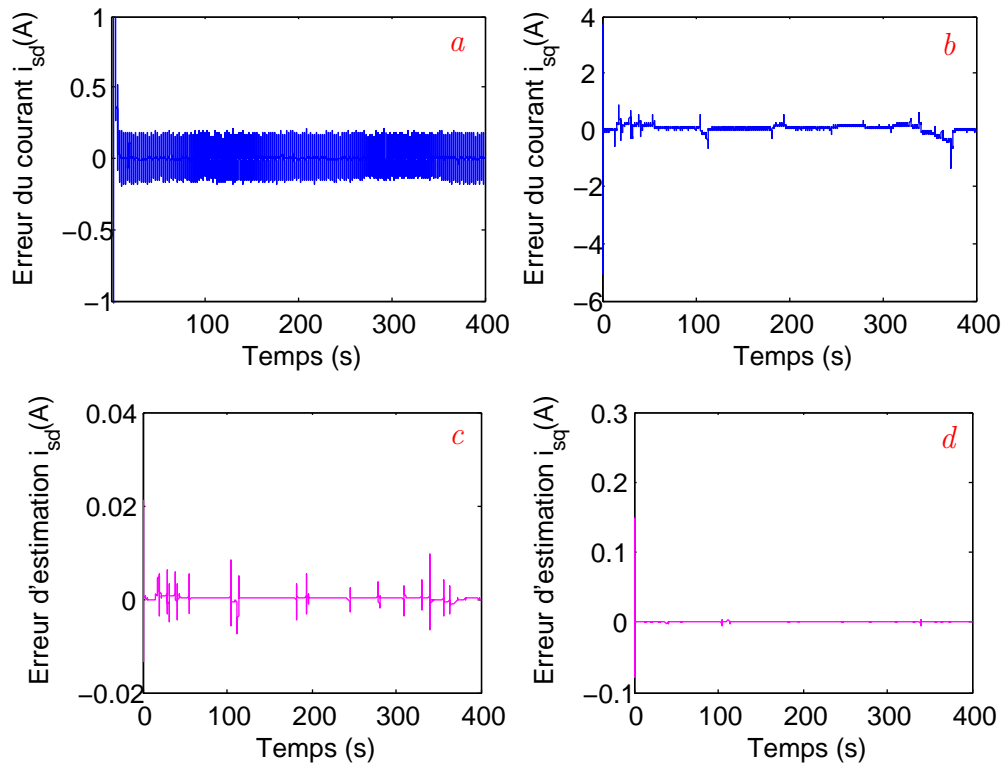


Fig 3.7: a)- Erreur entre le courant i_{sd} de référence et mesuré, b)- Erreur entre le courant i_{sq} de référence et mesuré, c)- Erreur entre le courant i_{sd} mesuré et estimé, d)- Erreur entre le courant i_{sq} mesuré et estimé

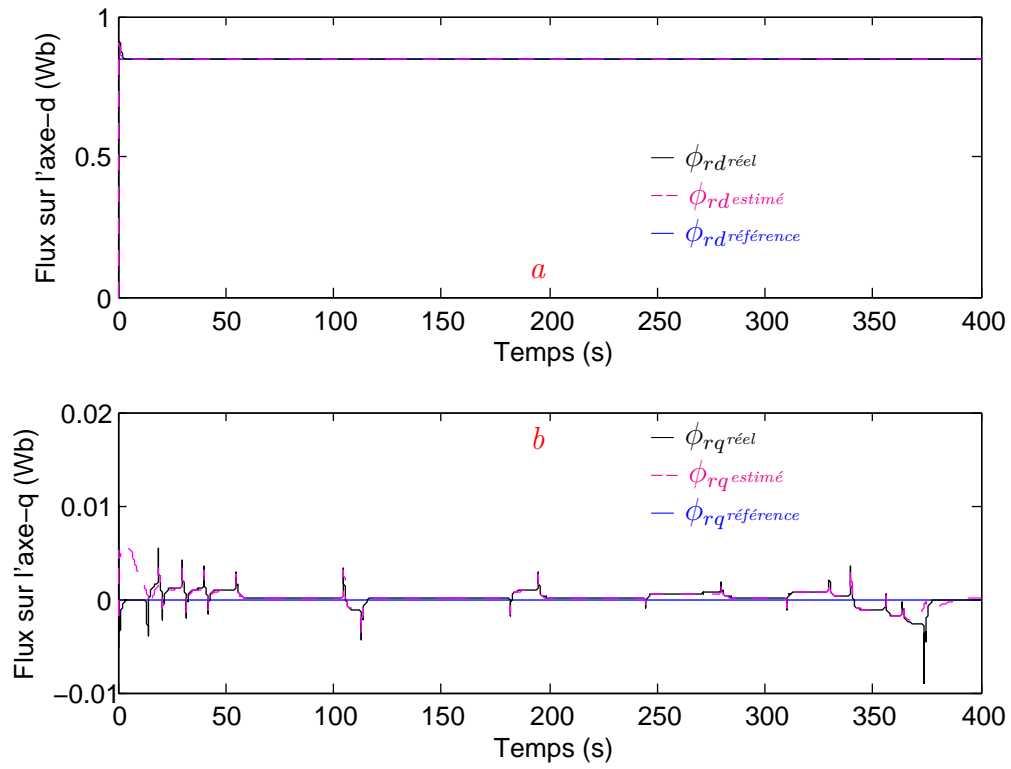


Fig 3.8: a)- Flux sur l'axe-d ϕ_{rd} , b)- Flux sur l'axe-q ϕ_{rq}

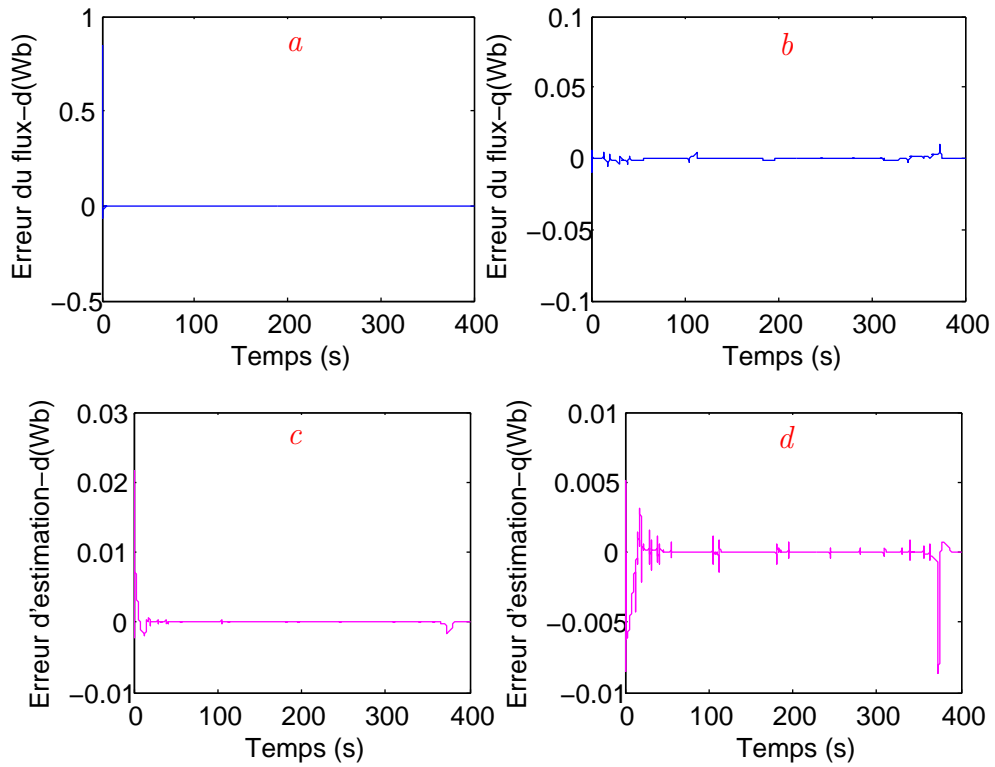


Fig 3.9: a)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} de référence et mesuré , b)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} de référence et mesuré , c)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} mesuré et estimé , d)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} mesuré et estimé

3.5.2 Test de simulation en charge:

3.5.2.1 Réponse à un cycle dynamique (deuxième profil):

La figure (3.10) illustre le profil imposé à la machine. Un démarrage à vide dont la machine subit une accélération jusqu'à une vitesse de 30 (rad/s) à $t = 1(s)$, cette dernière est de 10% de la valeur nominale, suivi d'une application de couple de charge de $25Nm$ à $t \in [2, 3](s)$.

Une décélération a été appliquée à la machine à partir de l'instant $t = 4(s)$ jusqu'à l'arrêt. Ce même cycle de vitesse se répète dans le sens inverse dans l'intervalle $[5, 10](s)$.

Ce test de simulation est réalisé avec une période d'échantillonnage de $0.1(ms)$ sur une fenêtre temporelle de $10(s)$.

Les figures (3.11-3.16), présentent les résultats de simulation de la commande par retour d'état (Contrôleur-Proportionnel) et l'observateur d'état appliquée au système complet lors du deuxième profil.

Les courbes montrent que lors du démarrage à vide tous les états du système se stabilisent après un temps de réponse très faible, la vitesse mécanique suit sa référence sans présence de dépassement (3.11). Nous constatons aussi que cette commande n'assure pas la robustesse en performance vis-à-vis au présence des perturbations (couple de charge).

Sur les figures (3.12,3.14 et 3.16), nous montrons d'une part les erreurs de poursuite, et d'autre part les erreurs d'estimation des états du système. D'après ces figures on peut voir clairement que l'erreur d'estimation converge en un temps fini vers zéro, et cela montre l'efficacité de l'approche proposée.

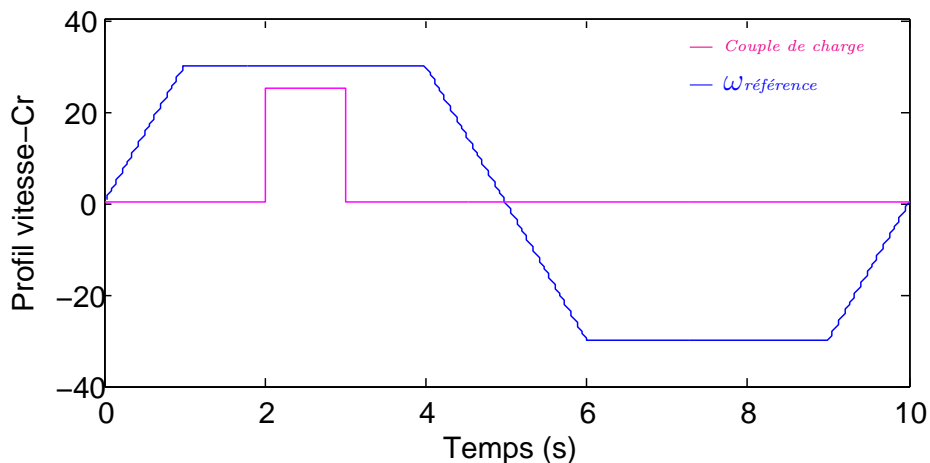


Fig 3.10: 1^{er} profil en vitesse de référence et en couple de charge

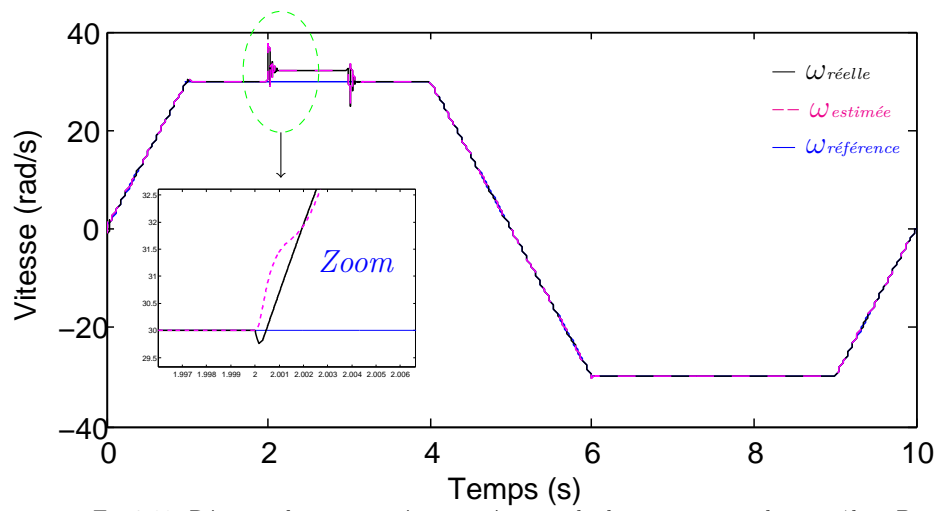


Fig 3.11: Réponse de vitesse mécanique à un cycle dynamique avec le contrôleur-P

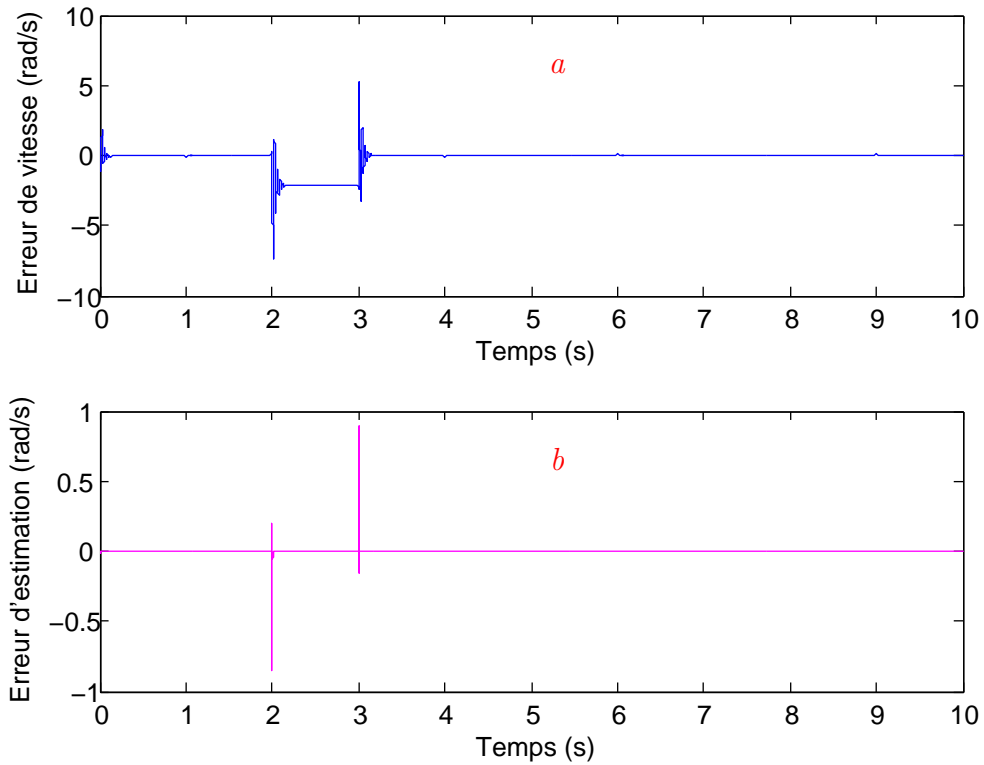


Fig 3.12: a)- Erreur entre vitesse de référence mesurée , b)- Erreur entre vitesse mesurée et estimée

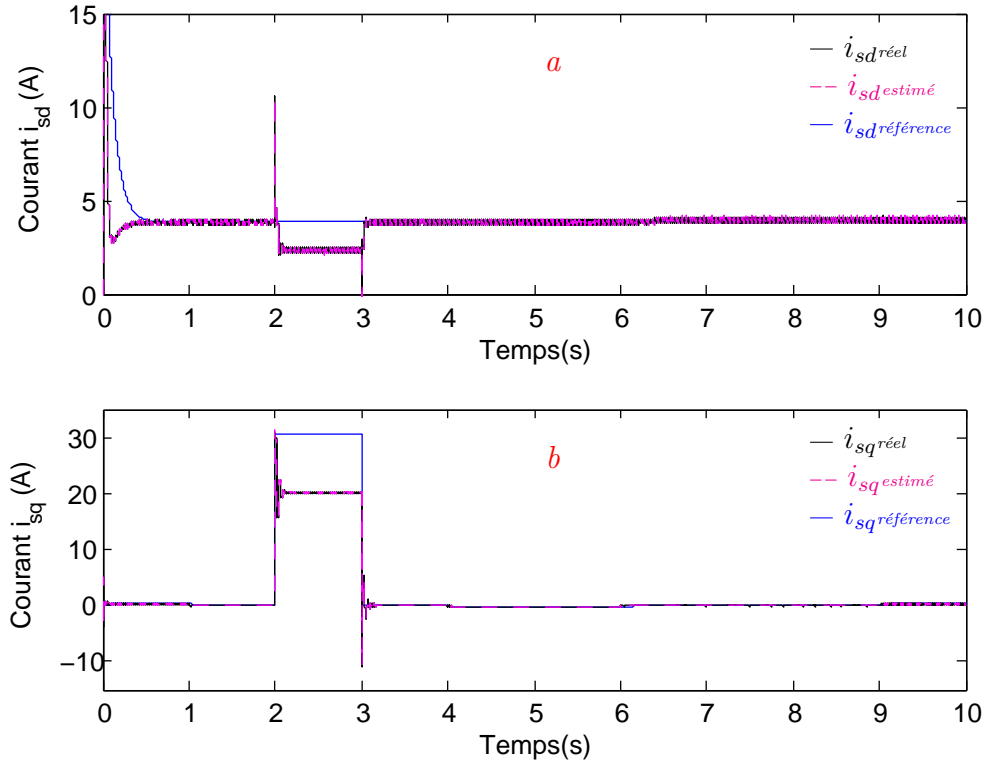


Fig 3.13: a)- Courant sur l'axe-d i_{sd} , b)- Courant sur l'axe-q i_{sq}

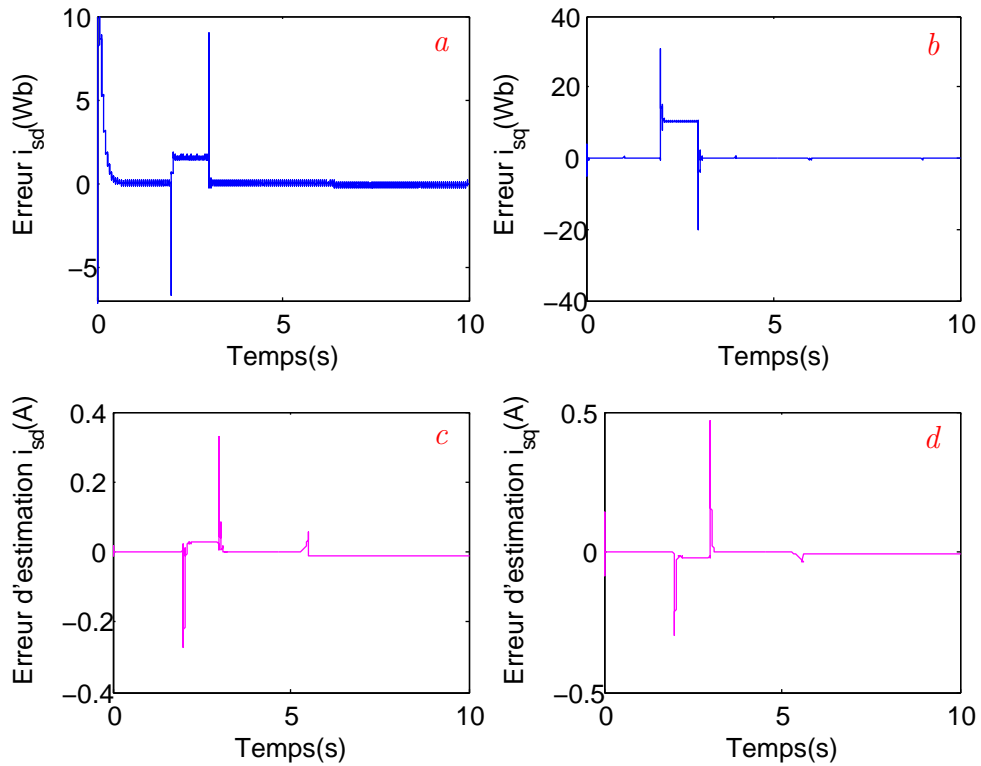


Fig 3.14: a)- Erreur entre le courant i_{sd} de référence et mesuré, b)- Erreur entre le courant i_{sq} de référence et mesuré, c)- Erreur entre le courant i_{sd} mesuré et estimé, d)- Erreur entre le courant i_{sq} mesuré et estimé

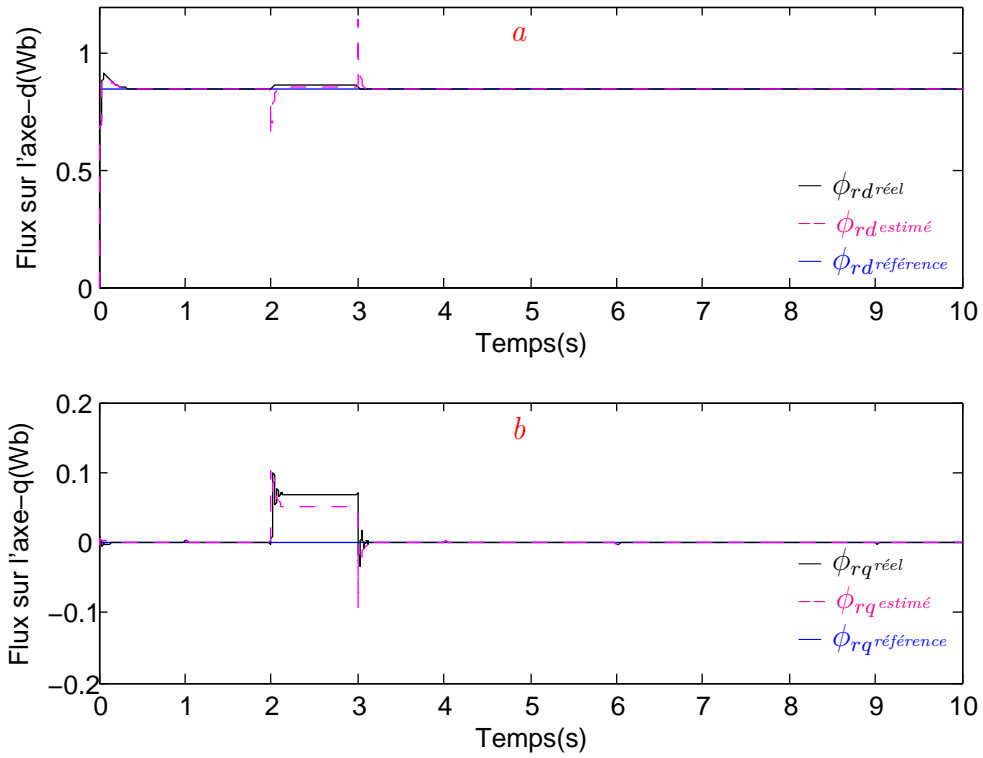


Fig 3.15: a)- Flux sur l'axe-d ϕ_{rd} , b)- Flux sur l'axe-q ϕ_{rq}

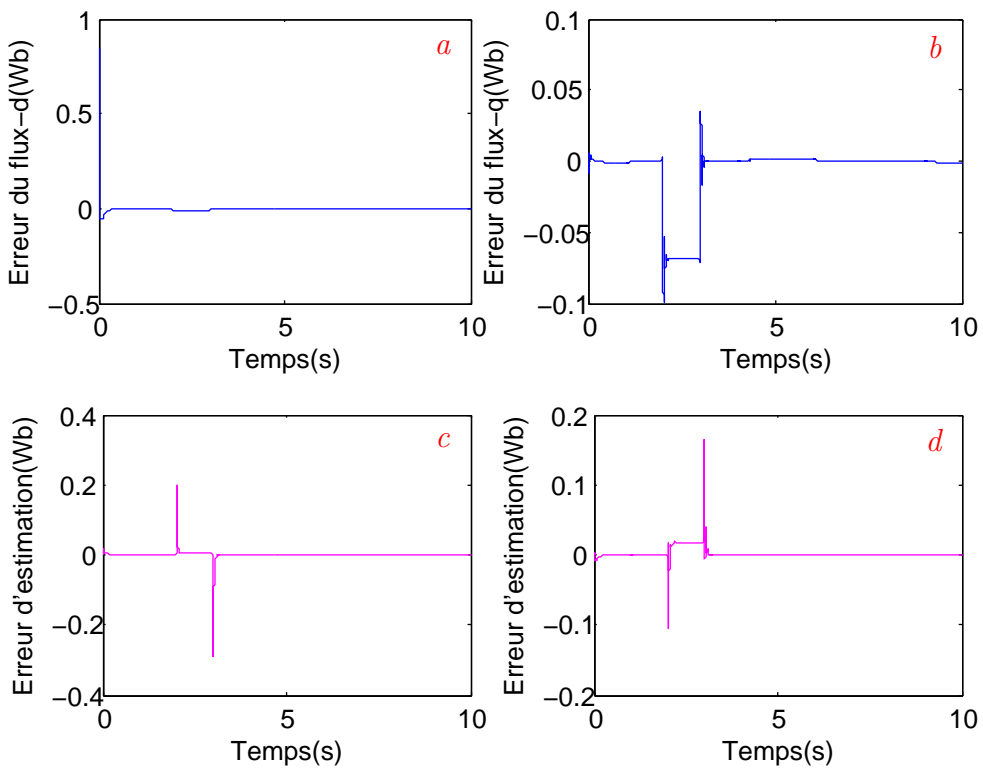


Fig 3.16: a)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} de référence et mesuré , b)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} de référence et mesuré , c)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} mesuré et estimé , d)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} mesuré et estimé

3.6 Résultats issus des expérimentations:

Afin de tester les performances d'un algorithme de contrôle, on passe souvent par l'étape de simulation. Cependant, cette dernière ne peut pas refléter complètement la réalité physique du système. De plus, les contraintes technologiques comme : les erreurs de modélisation, les bruits de mesure liées aux capteurs, le temps de traitement des données, etc sont souvent négligées.

Avant de passer à l'étape d'implémentation de la commande, une brève description du banc d'essais sera présentée.

Le banc d'essais a été réalisé dans le laboratoire des Systèmes et Énergies Embarqués à ESTACA de Laval. Il est constitué d'un moteur asynchrone de 7.5(KW), d'un moteur à courant continu, d'un onduleur de tension type (Semikron), d'un module dSpace 1104, d'un ordinateur équipé des logiciels Control Desk et Matlab, et d'une interface qui permet d'effectuer les mesures des courants, des tensions, et de la vitesse mécanique.

La figure (3.17), représente une vue sur le banc d'essais.

3.6.1 Test expérimental à vide:

L'essai à vide a été réalisé pour valider la commande par retour d'état présenté dans le chapitre précédent. Les entrées non mesurables (flux) de la commande sont fournies par l'observateur d'état proposé précédemment.

Les résultats expérimentaux dans le cas à vide sont donnés sur les figures (3.18-3.22).

La figure (3.18) montre les bonnes performances de l'ensemble "observateur-contrôleur P" en boucle fermée, en suivi de trajectoire de vitesse avec un bref temps de réponse du système, et l'erreur de vitesse est d'ordre 1(rad/s) durant tout le cycle comme il est illustré sur la figure (3.19).

Même conclusion pour les courants dans l'axe dq figure (3.20). La figure (3.21) donne une des tensions statoriques appliquée au moteur asynchrone.

La vitesse estimée au long du cycle, converge vers sa valeur réelle figure (3.22). Néanmoins, une erreur statique apparaît lors des basses vitesses de la référence. Dans ce contexte, on note aussi que la vitesse estimée possède des fluctuations qui peuvent être éliminées par l'utilisation d'un filtre adéquat.

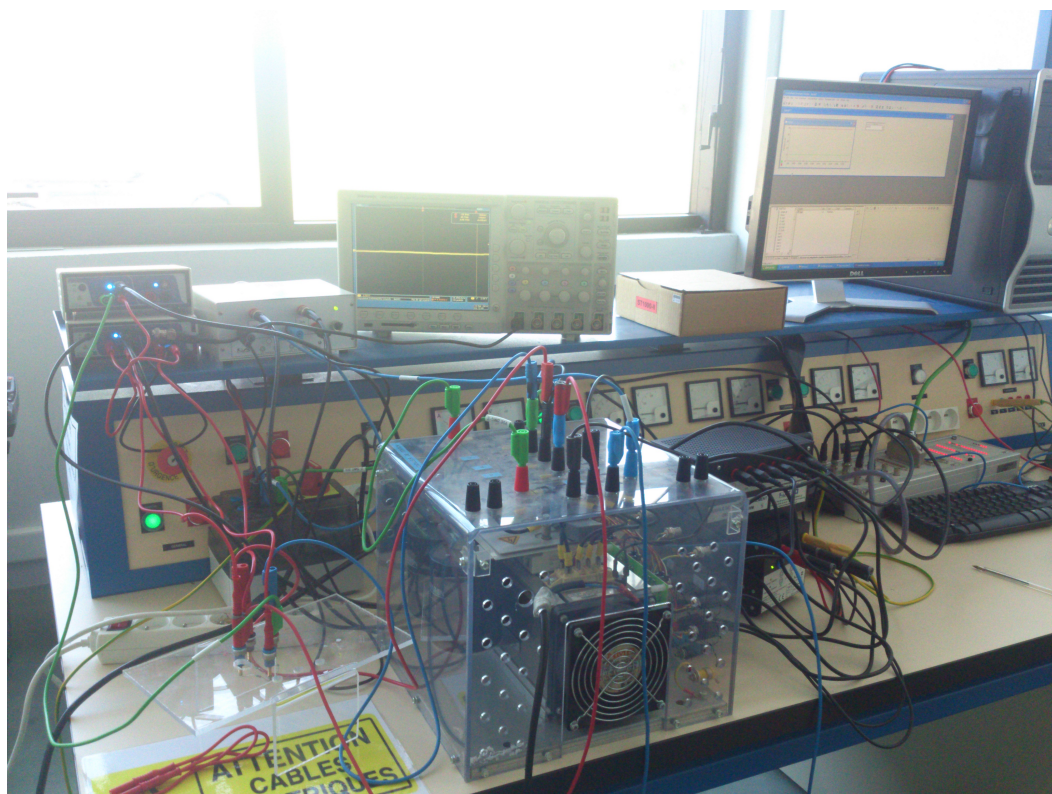
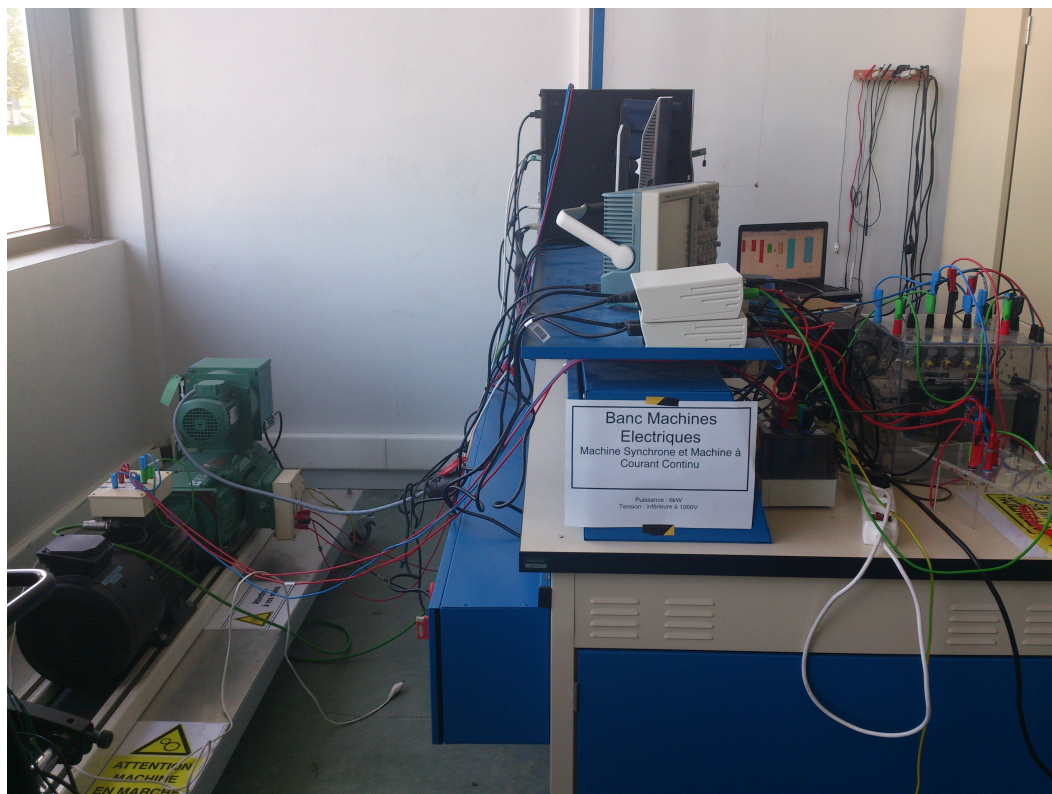


Fig 3.17: Photo de la plateforme expérimentale

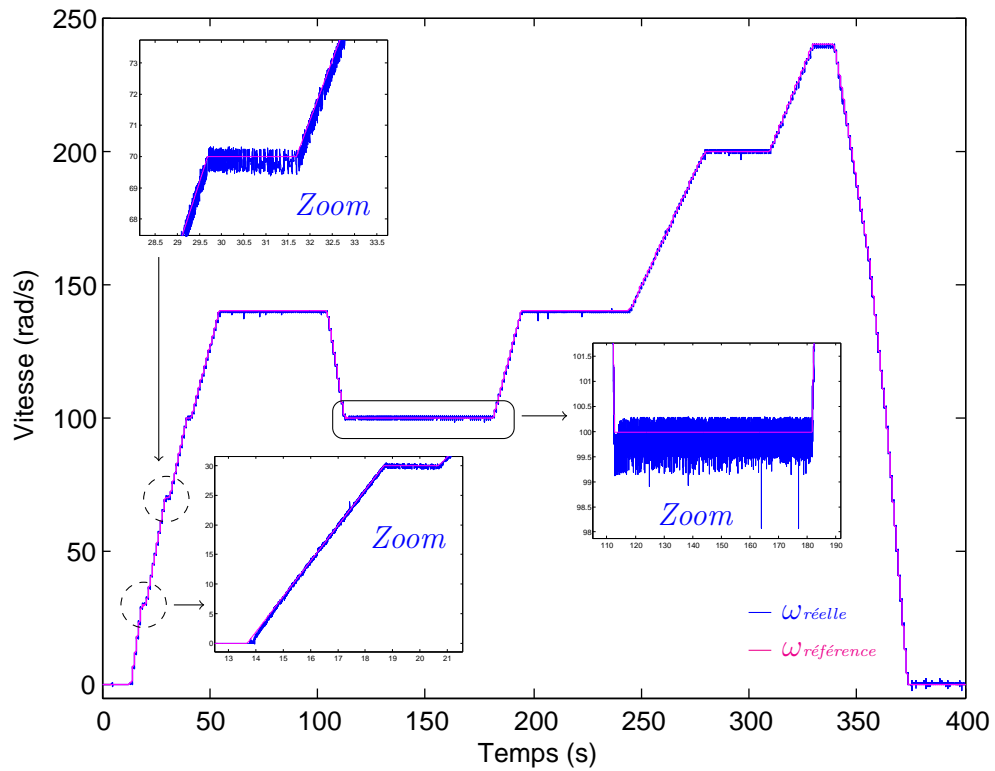


Fig 3.18: Réponse de vitesse à un cycle dynamique à vide avec le contrôleur-P à base DMVT. Résultats expérimentaux

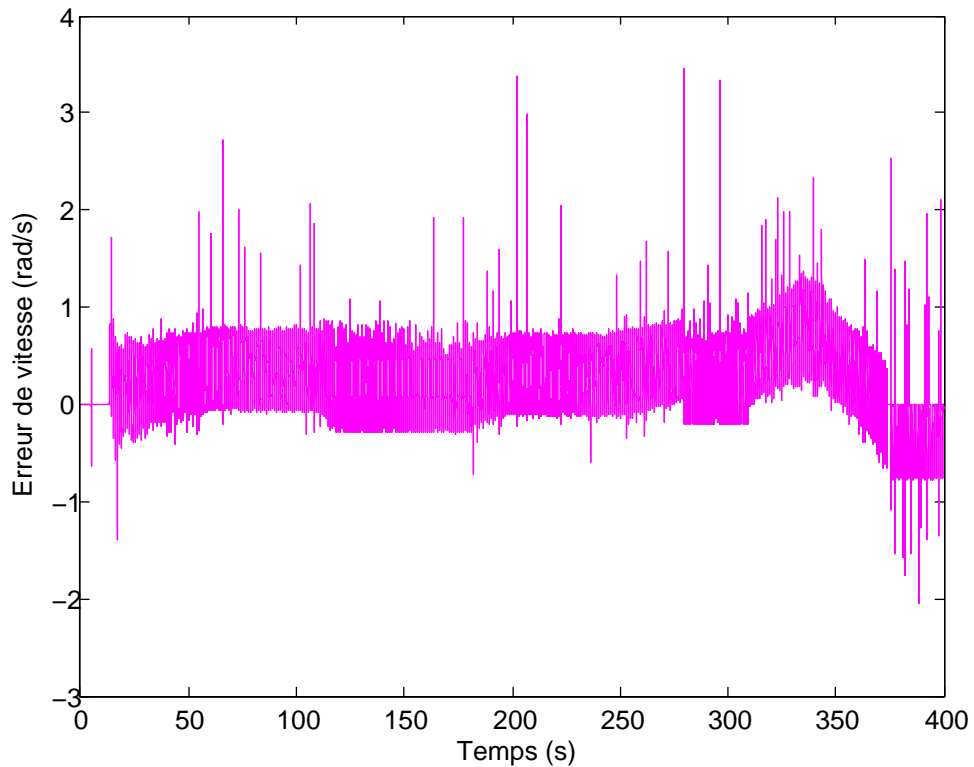


Fig 3.19: Erreur de vitesse avec le contrôleur-P . Résultats expérimentaux

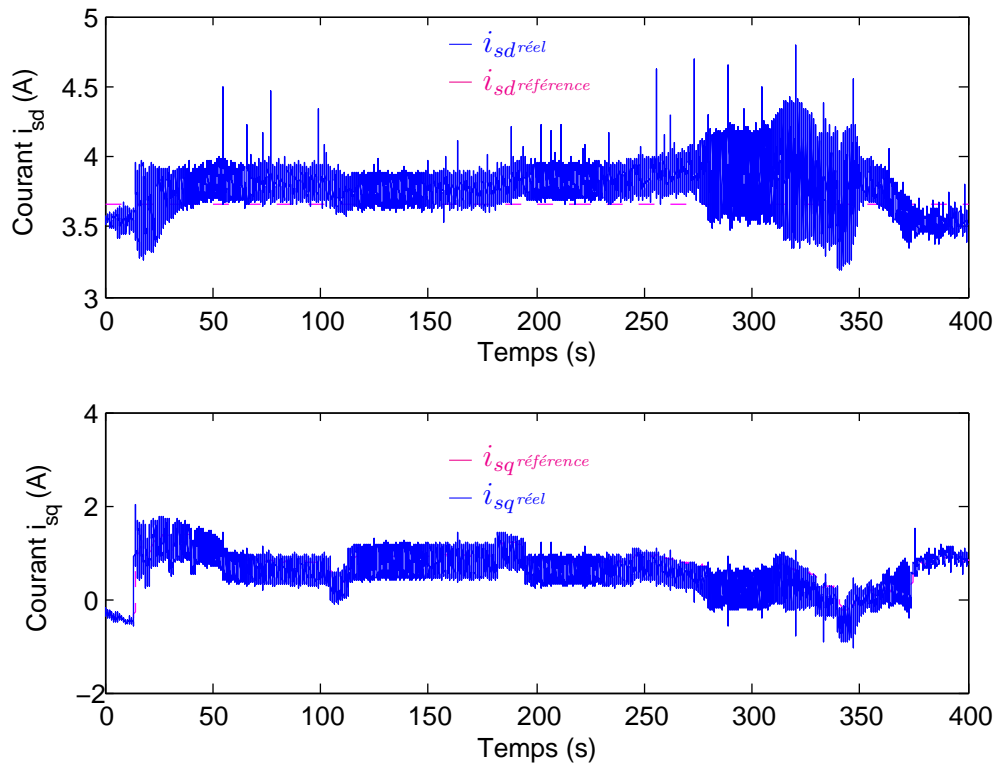


Fig 3.20: Courants dans l'axe dq . Résultats expérimentaux

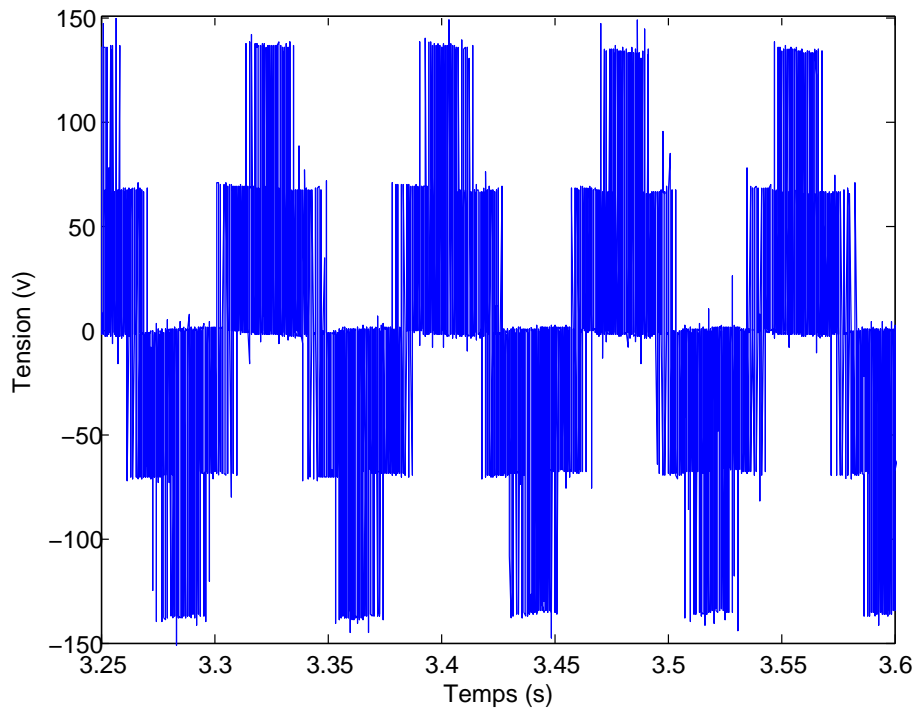


Fig 3.21: Tension V_{sa} (V)

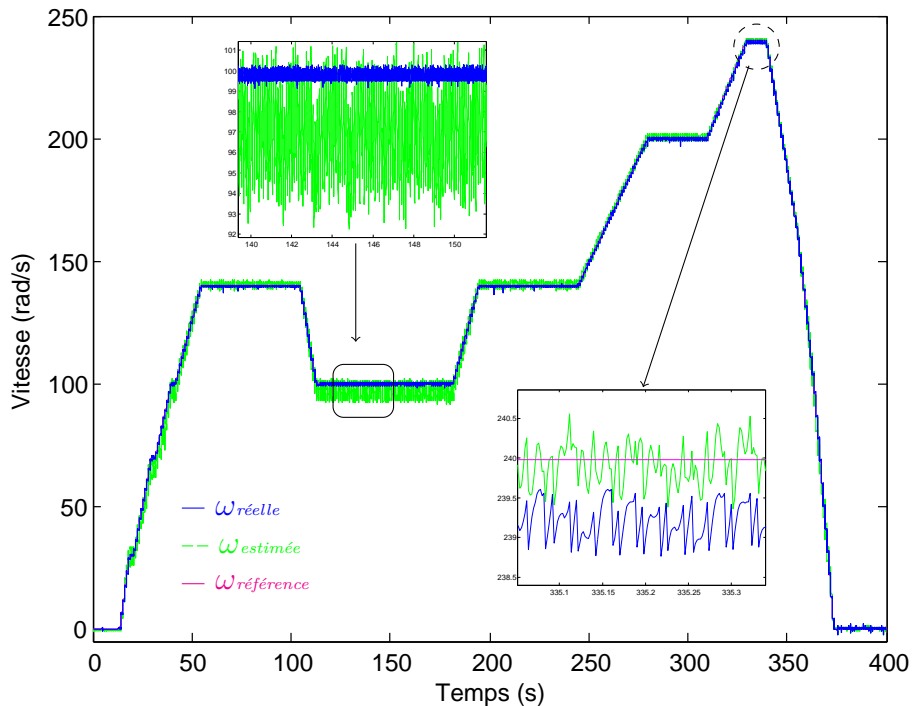


Fig 3.22: Réponse de vitesse à un cycle dynamique à vide avec le contrôleur-P . Résultats expérimentaux

3.6.2 Test expérimental en charge:

Deux essais expérimentaux présentés dans les figures (3.23,3.27) ont été réalisés afin de caractériser le comportement de la commande par retour d'état (contrôleur-proportionnel) sous la présence du couple de charge.

On note pour les deux essais, que la charge de la machine asynchrone est une génératrice à courant continu qui alimente une résistance variable, ainsi que le régime transitoire des réponses n'a pas été pris en considération.

Les figures (3.23 - 3.26) sont obtenues en appliquant un couple de charge de $5Nm$ à la machine asynchrone à l'instant $t = 3.4s$. La référence en vitesse donnée est un échelon de $80rad/s$. On peut constater d'après la figure (3.23) que la vitesse rejoint sa référence avec un temps de réponse important.

La figure (3.26) montre le signal de commande appliqué en tension. On remarque l'absence de toute variation brusque. Les courants dans l'axe dq sont donnés par les figures (3.22,3.23).

La figure (3.27) illustre la réponse de vitesse mécanique pour un échelon de $200rad/s$

avec un couple de charge constant égal à $10Nm$ appliqué à l'instant $t = 4(s)$. Nous pouvons constater facilement qu'il existe une erreur de vitesse statique de l'ordre de 3% avec un temps de réponse très important de 6 secondes.

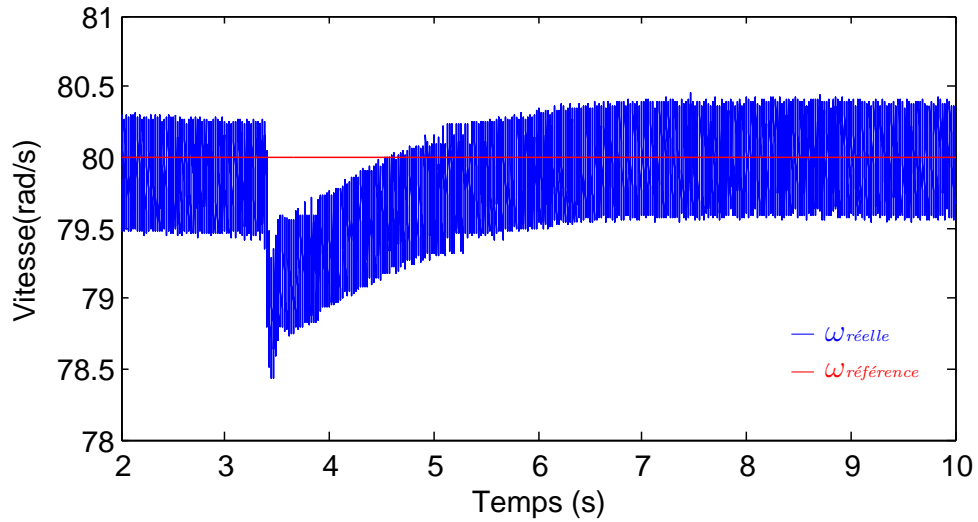


Fig 3.23: Réponse de vitesse à un cycle dynamique en charge ($C_r = 5Nm$) avec le contrôleur-P . Résultats expérimentaux

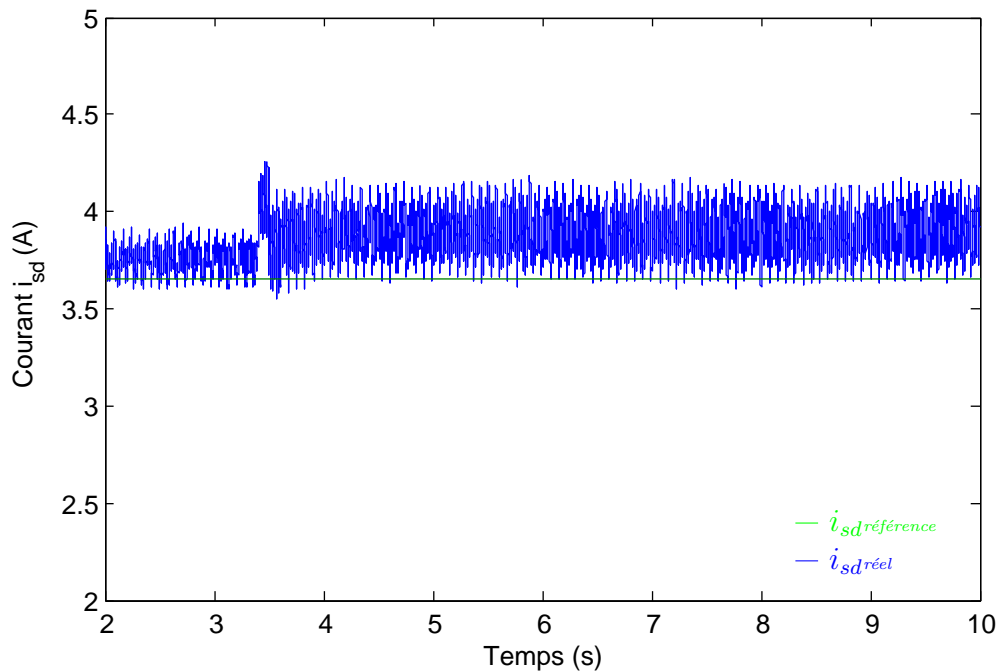


Fig 3.24: Courant dans l'axe d . Résultats expérimentaux

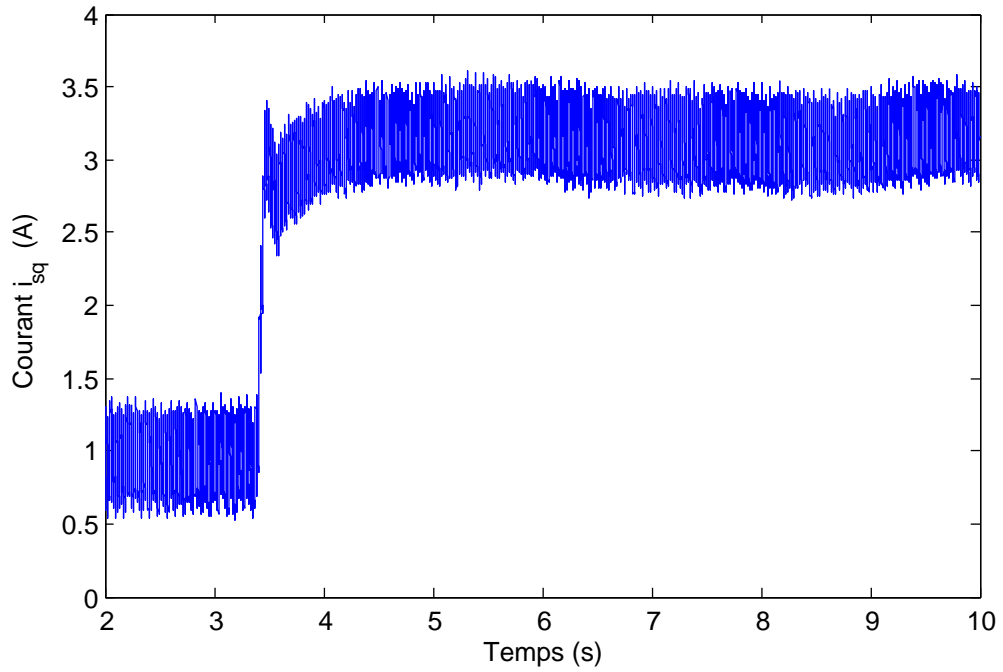


Fig 3.25: Courant dans l'axe q . Résultats expérimentaux

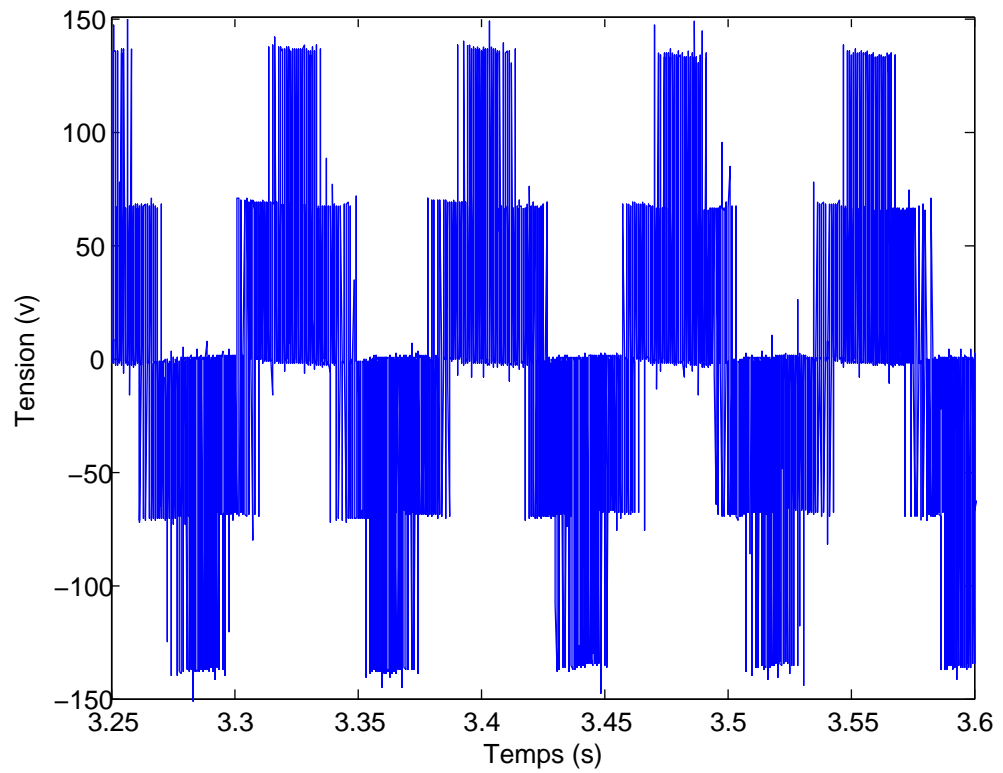


Fig 3.26: Tension $V_{sa}(V)$

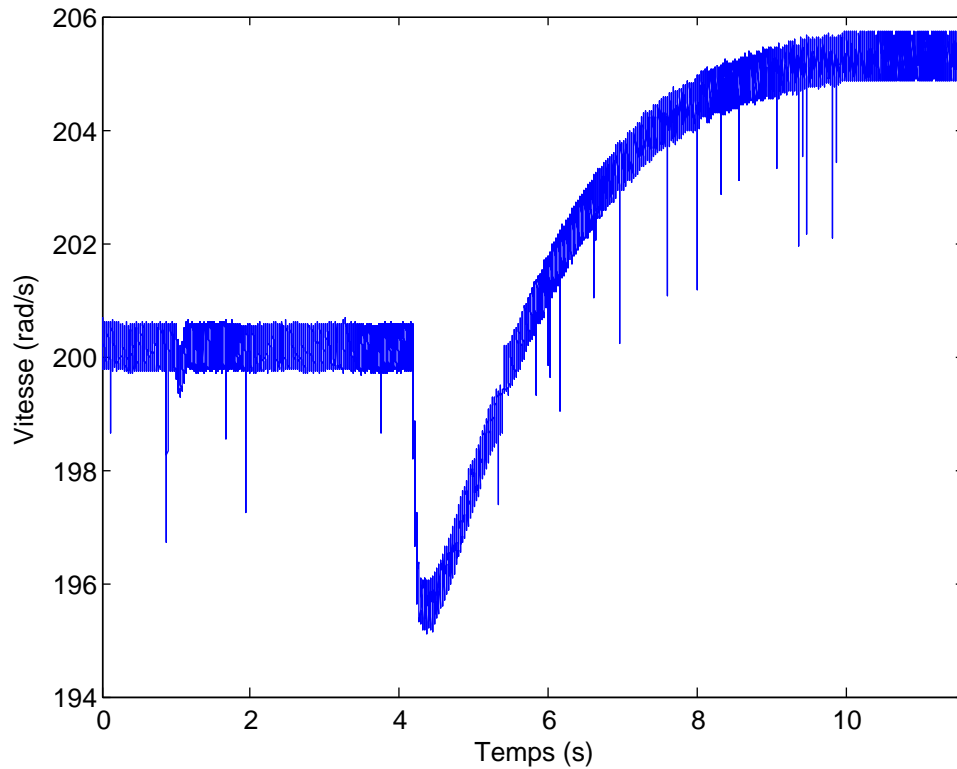


Fig 3.27: Réponse expérimentale en vitesse avec le retour d'état (Contrôleur-P): essai en charge $C_r = 15Nm$

Dans tous les tests précédents; le contrôleur-proportionnel proposé donne des résultats très acceptables dans le cadre de poursuite, mais il montre son insuffisance en présence du couple de charge.

3.7 Résultats de simulation de la commande H_∞

Dans cette section nous présentons les résultats issus des simulations de la commande par retour d'état (PI) appliquée à la l'ensemble (onduleur-machine asynchrone).

La résolution des LMI's du théorème (2.3.2) fournit les résultats suivants:

$$K_0 = \begin{bmatrix} 5.4588 & 2.9347 & 831.37 & 359.36 & -0.021691 \\ -3.6443 & 6.7821 & -502.09 & 1063 & 0.0069252 \end{bmatrix}$$

$$F_0 = 10^3 \begin{bmatrix} 0.0055 & -0.0011 & 5.0955 & -1.0827 & 4.6134 \\ 0.00112 & 0.00558 & 1.0827 & 5.0955 & 4.0553 \end{bmatrix}$$

La figure (3.28) représente les trajectoires de référence pour la vitesse et l'instant d'application de la perturbation C_r .

Les figures (3.29,3.31, et 3.32) illustrent l'évolution temporelle de la vitesse mécanique, courant dans l'axe dq , et les flux ϕ_{rd}, ϕ_{rq} , ainsi le couple de charge et le couple électromagnétique sont illustrés par les figures (3.35,3.37).

Comme on peut le voir sur la figure (3.29), que la vitesse mécanique converge très rapidement vers la référence, et que le dépassement est négligeable lorsque le couple de charge (couple nominale) est appliqué. L'erreur statique entre la vitesse réelle et la référence est presque nul.

Les courants dans l'axe dq suivent leur référence avec précision grâce à l'action de l'intégrateur voir la figure (3.33)

La figure (3.35), montre que le flux à une bonne réponse dynamique et statique avec un régime transitoire rapide, et il suit convenablement ça référence. Les courants statoriques présente une forme sinusoïdale voir la figure (3.38).

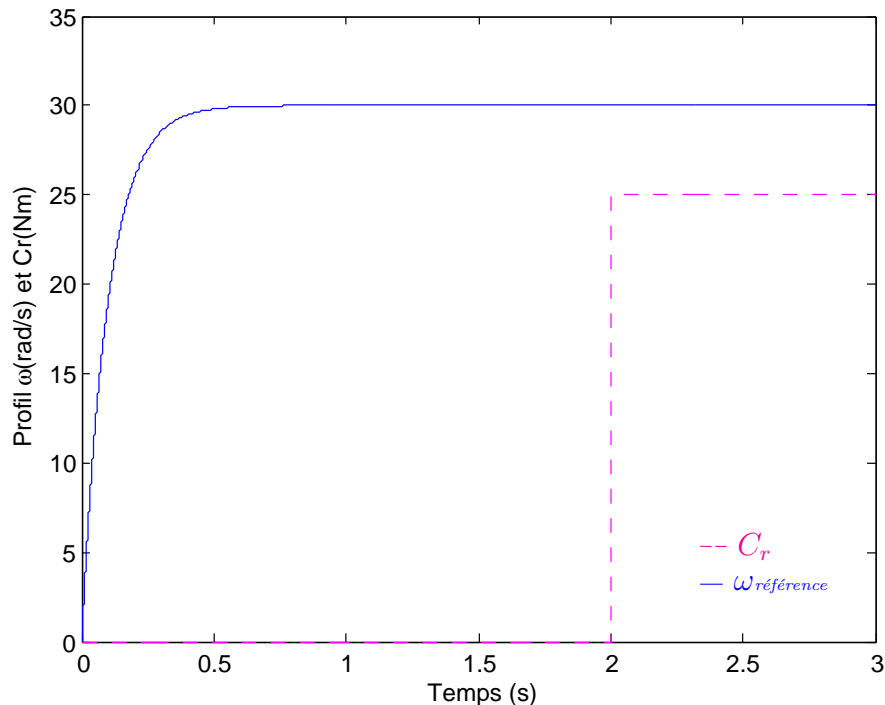


Fig 3.28: 2^{eme} profil en vitesse de référence et en couple de charge

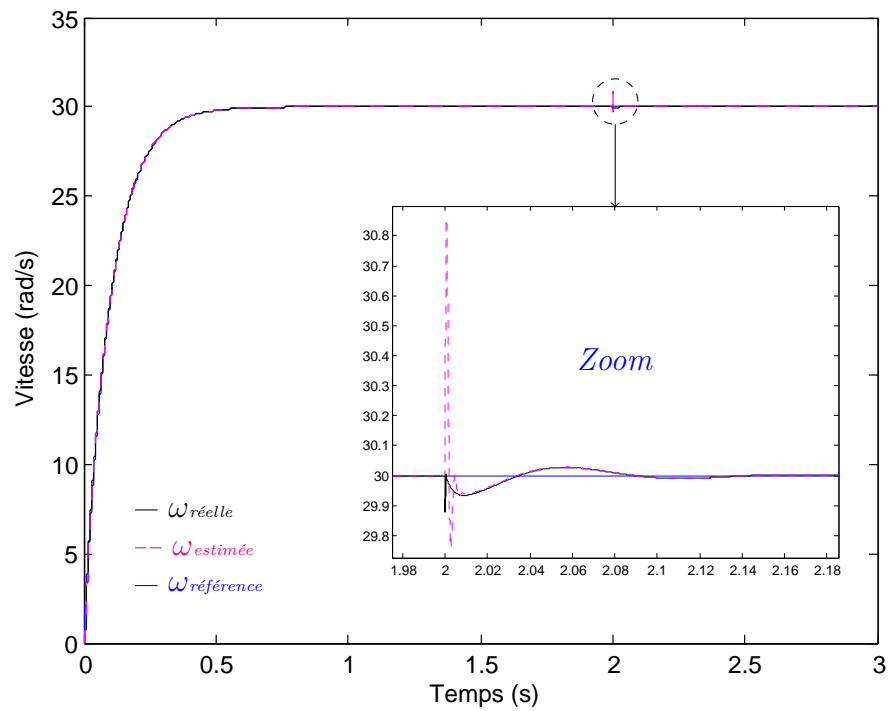


Fig 3.29: Réponse de vitesse avec un contrôleur-PI à base DMVT

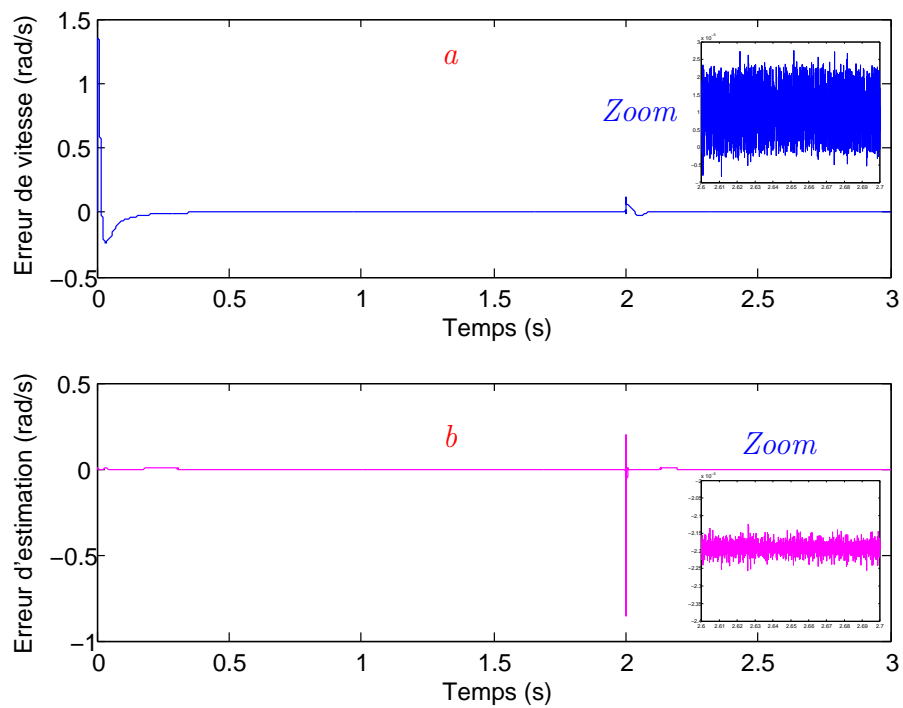


Fig 3.30: a)- Erreur entre la vitesse de référence et mesurée, b)- Erreur entre la vitesse mesurée et estimée

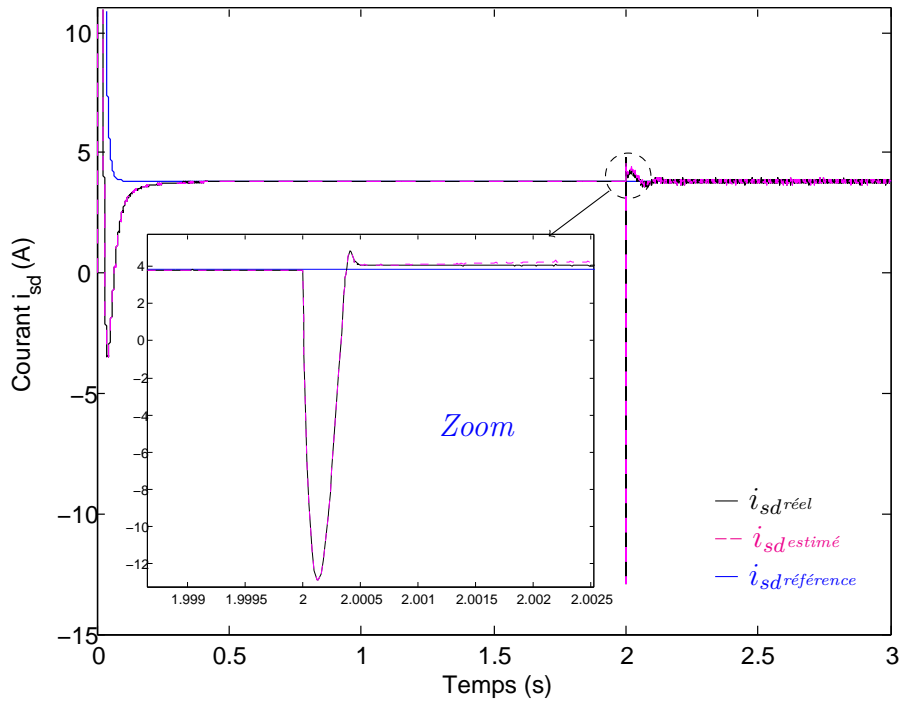


Fig 3.31: Courant sur l'axe-d i_{sd}

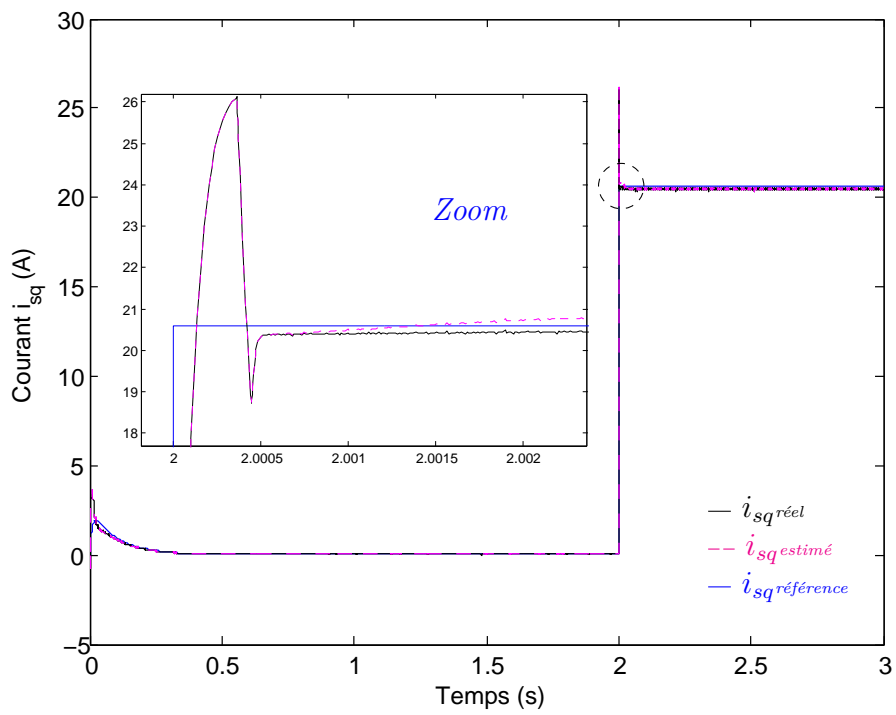


Fig 3.32: Courant sur l'axe-d i_{sq}

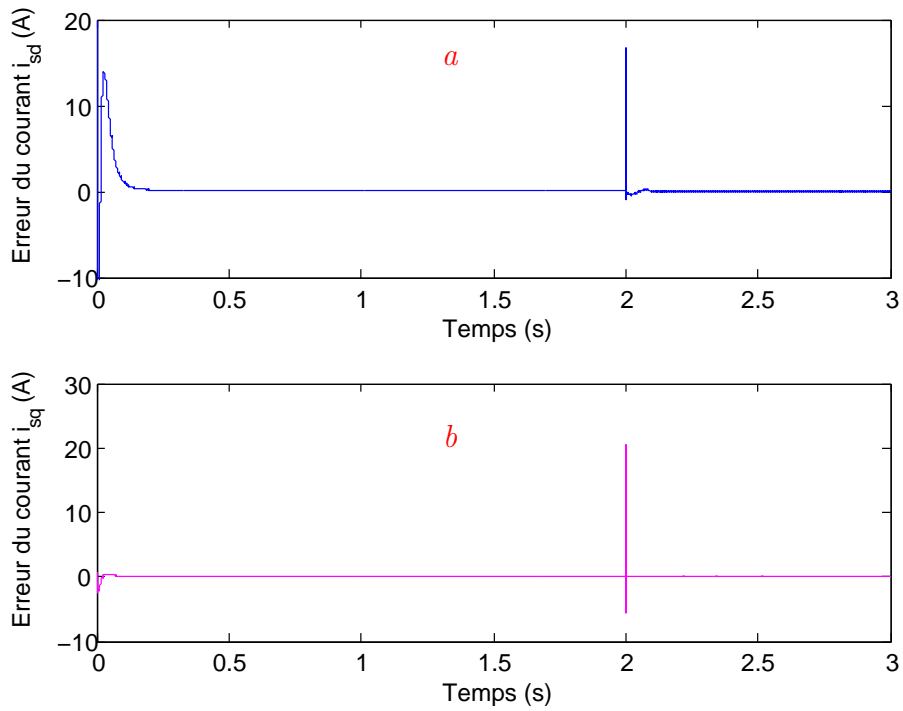


Fig 3.33: a)- Erreur entre le courant i_{sd} de référence et mesuré , b)- Erreur entre le courant i_{sq} de référence et mesuré

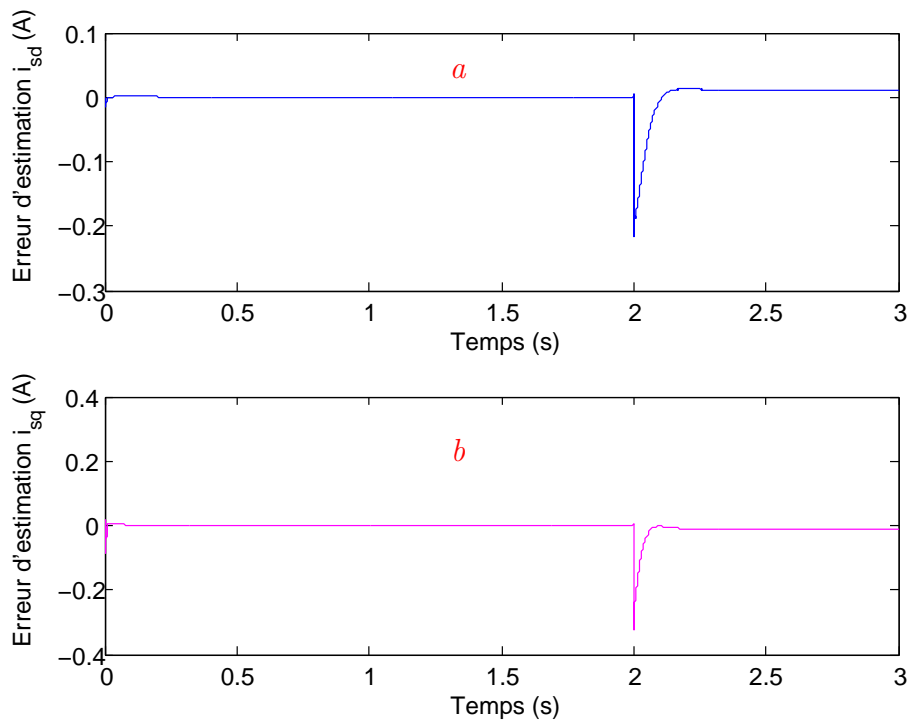


Fig 3.34: a)- Erreur entre le courant i_{sd} mesuré et estimé , b)- Erreur entre le courant i_{sq} mesuré et estimé

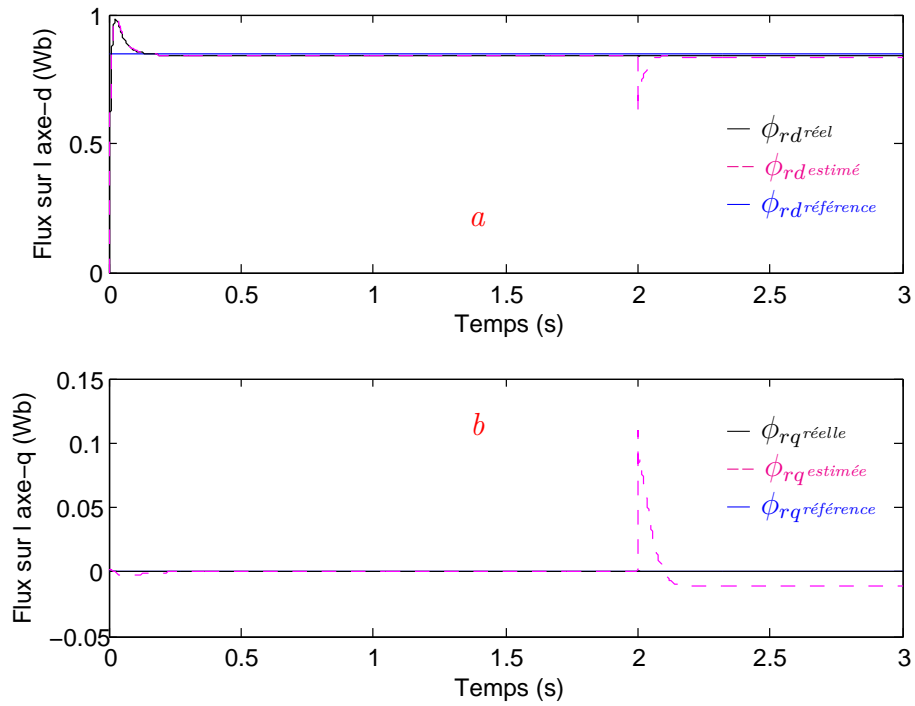


Fig 3.35: a)- Flux sur l'axe-d ϕ_{rd} , b)- Flux sur l'axe-q ϕ_{rq}

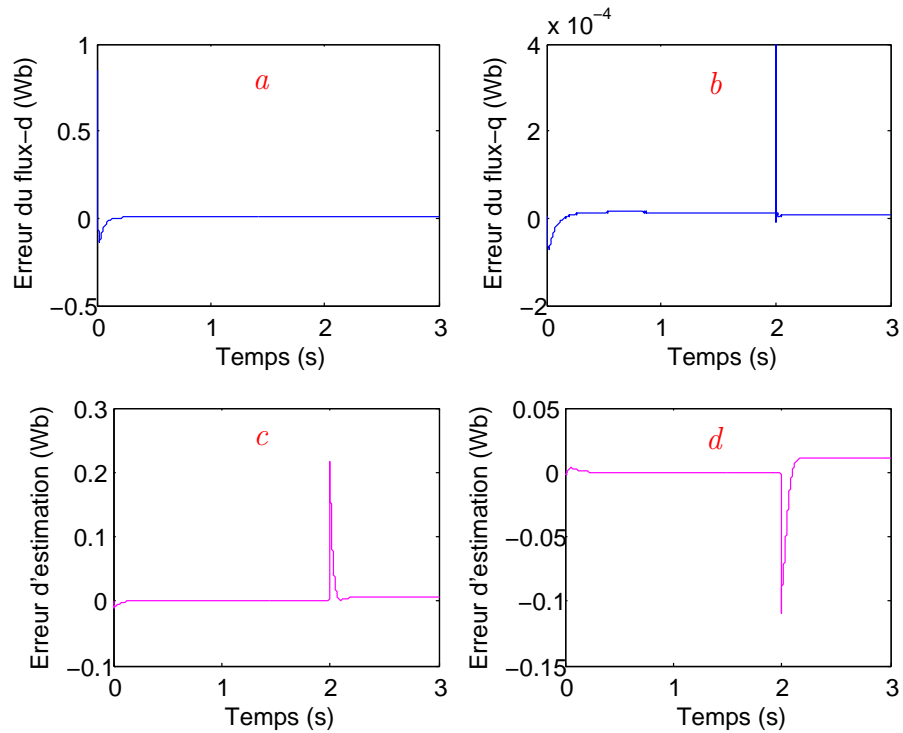


Fig 3.36: a)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} de référence et mesuré , b)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} de référence et mesuré , c)- Erreur entre le flux ϕ_{rd} mesuré et estimé , d)- Erreur entre le flux ϕ_{rq} mesuré et estimé

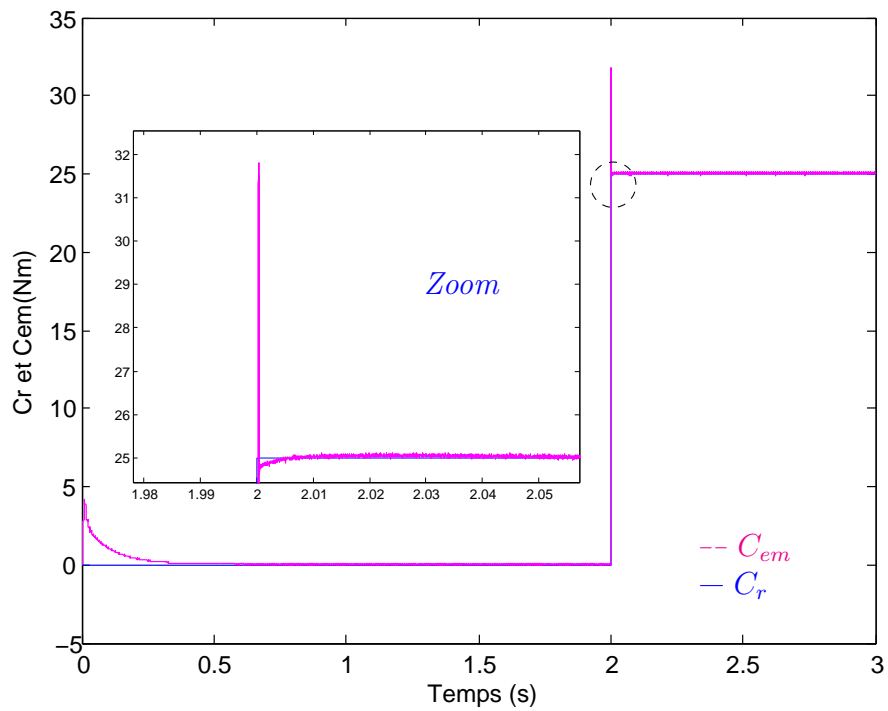


Fig 3.37: Couple électromagnétique et résistant

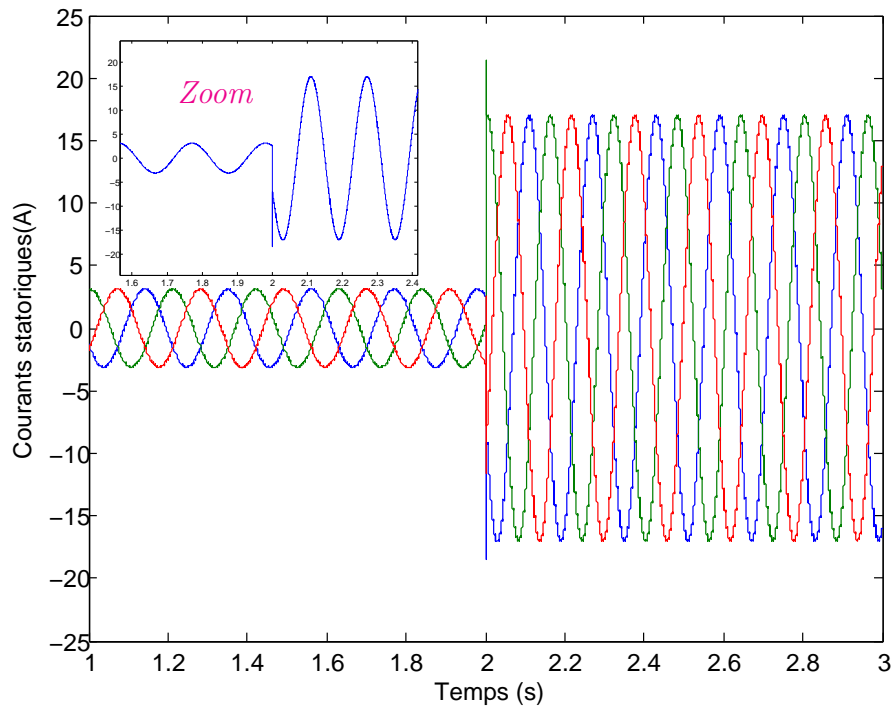


Fig 3.38: courants statoriques

3.7.1 Variation paramétrique:

Dans cette section on va testé la robustesse de la loi de commande par retour d'état (PI) du système complet basée sur l'observateur d'état vis-à-vis des variations paramétriques.

Les grandeurs qui subissent une variation paramétrique sont, la résistance rotorique avec une augmentation de +100%, et le moment d'inertie de +50%.

Nous avons effectué un démarrage à vide avec un échelon de $30(\text{rad/s})$, puis à l'instant $t = 2(\text{s})$ on a appliqué un couple de charge égale $25(\text{Nm})$. À l'instant $t = 4(\text{s})$, un changement paramétrique est subi.

Les figures (3.39,3.41,3.43) montrent respectivement qu'une variation de +100% sur la résistance rotorique n'influe peu ou pas sur les performances du contrôleur, ainsi que sur l'observateur proposé.

3.7.1.1 Variation de la résistance R_r

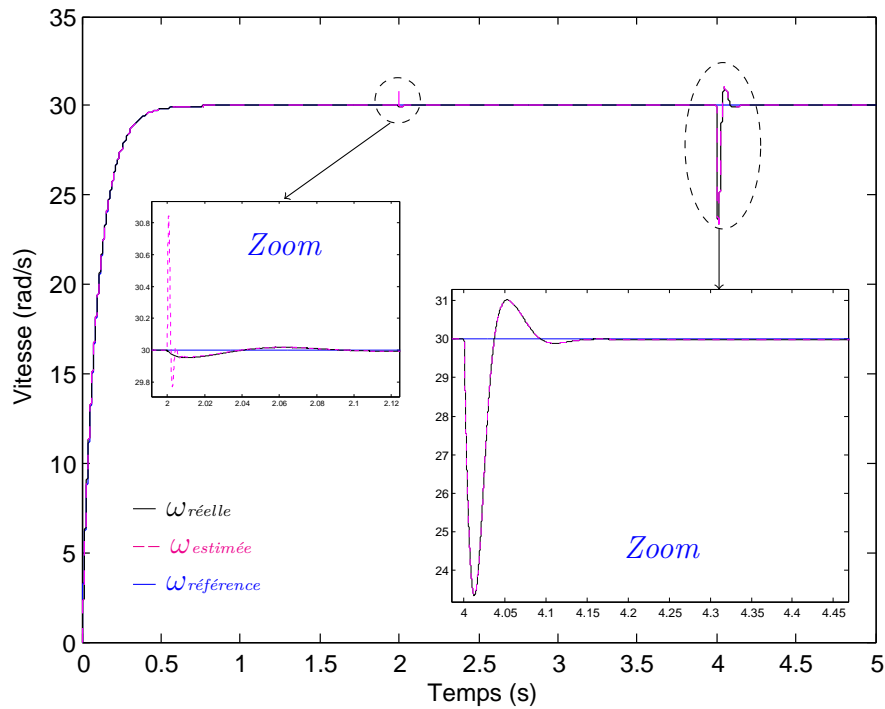


Fig 3.39: Réponse de vitesse avec une variation de 100% de R_r .

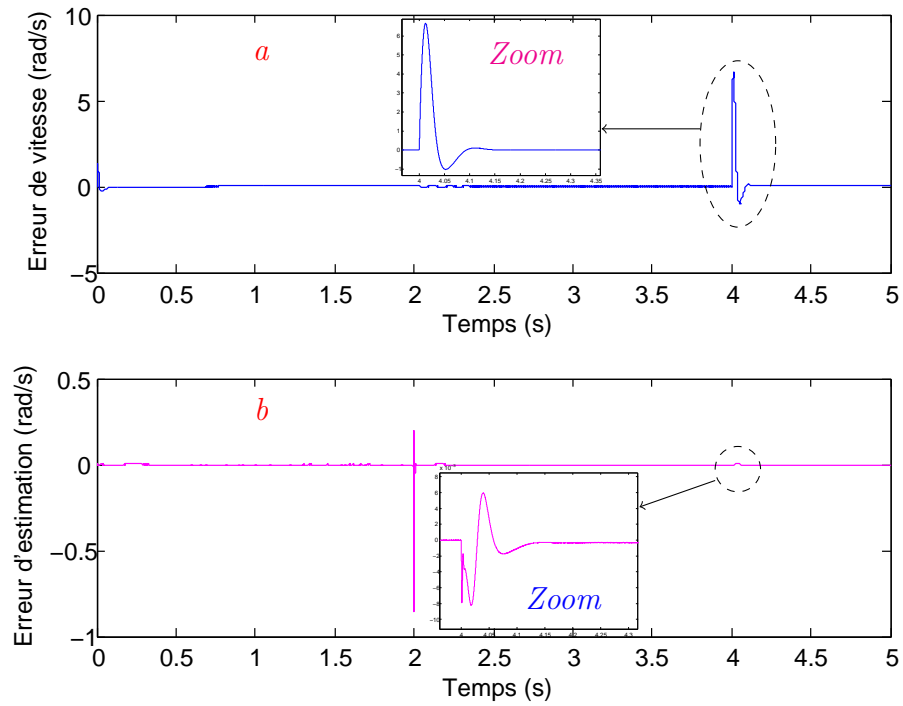


Fig 3.40: a)- Erreur entre la vitesse de référence et mesurée , b)- Erreur entre la vitesse mesurée et estimée

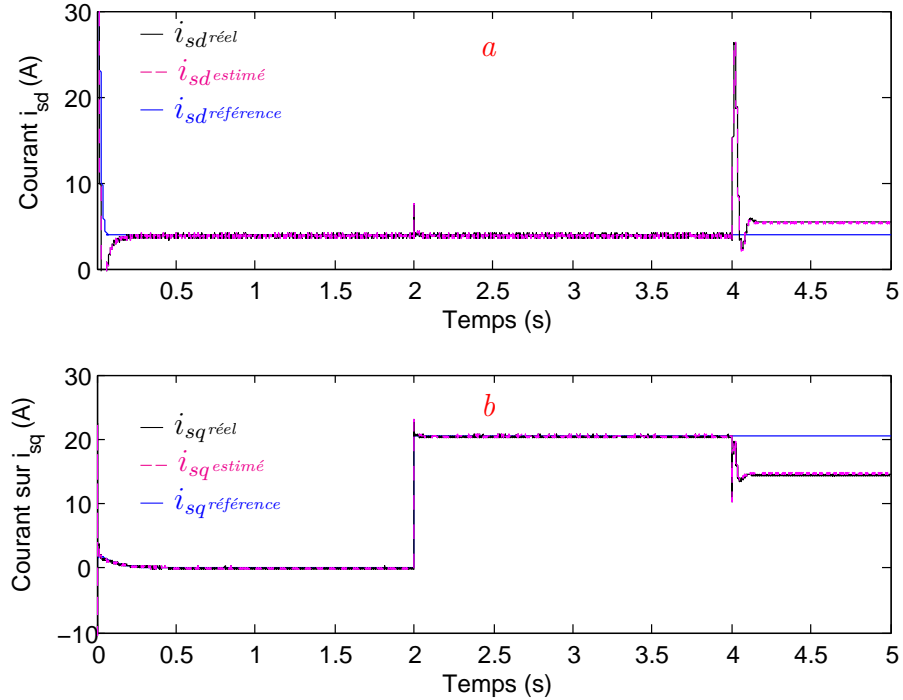


Fig 3.41: a)- Courant sur l'axe-d i_{sd} , b)- Courant sur l'axe-q i_{sq}

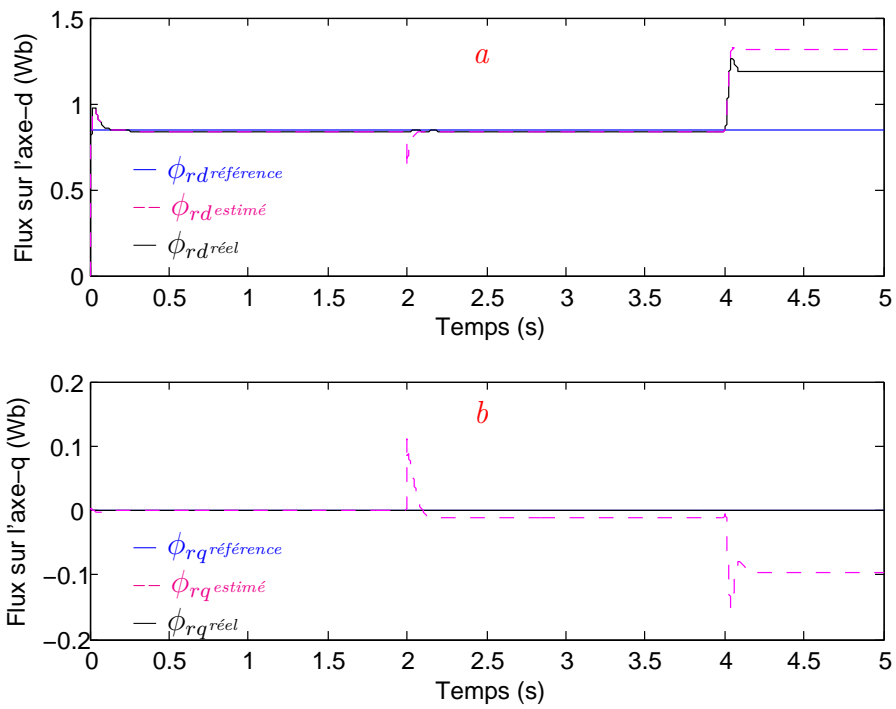


Fig 3.42: a)- Flux sur l'axe-d i_{sd} , b)- Flux sur l'axe-q i_{sq}

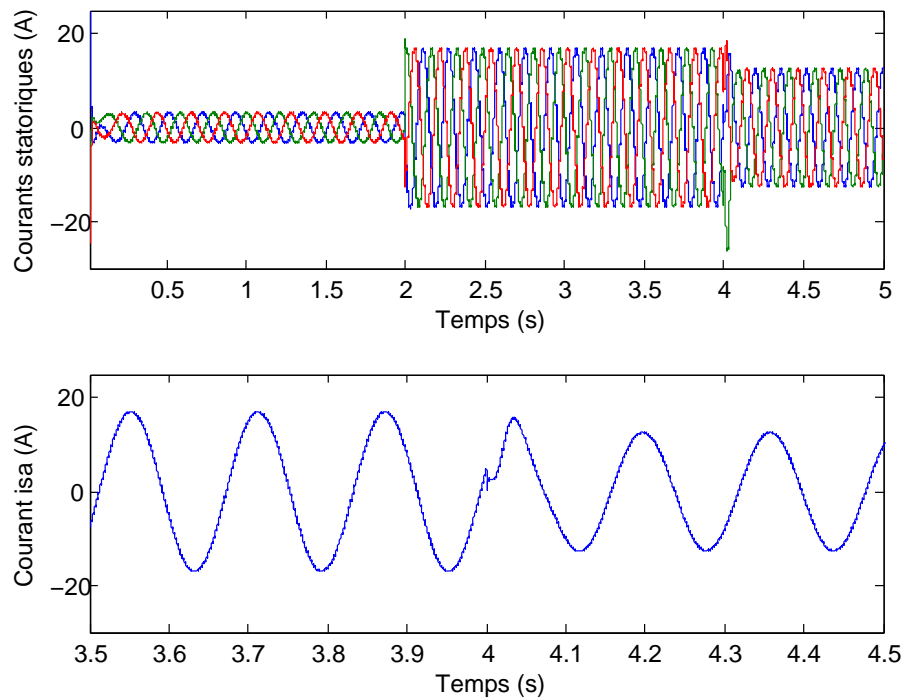


Fig 3.43: Courants statoriques avec variation de 100% de R_r .

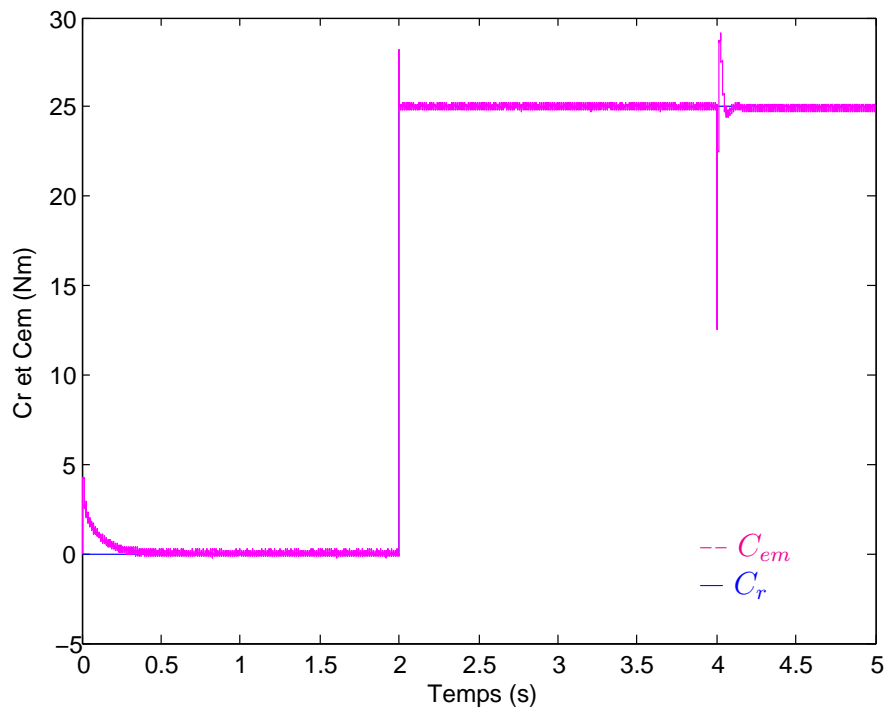


Fig 3.44: Couple électromagnétique et couple de charge

3.7.1.2 Variation du moment d'inertie J:

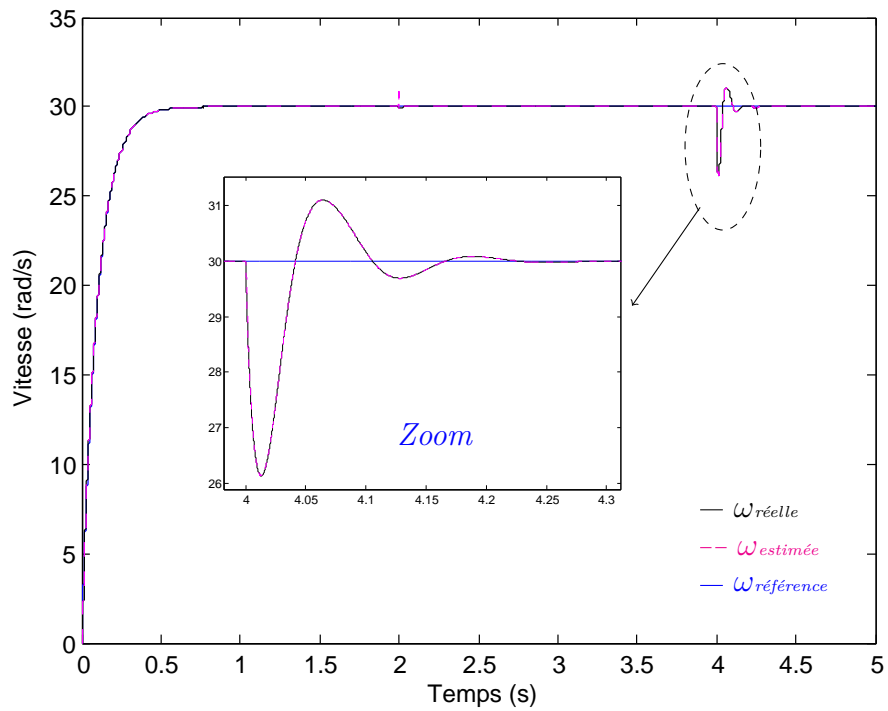


Fig 3.45: Réponse de vitesse avec une variation de 50% de J

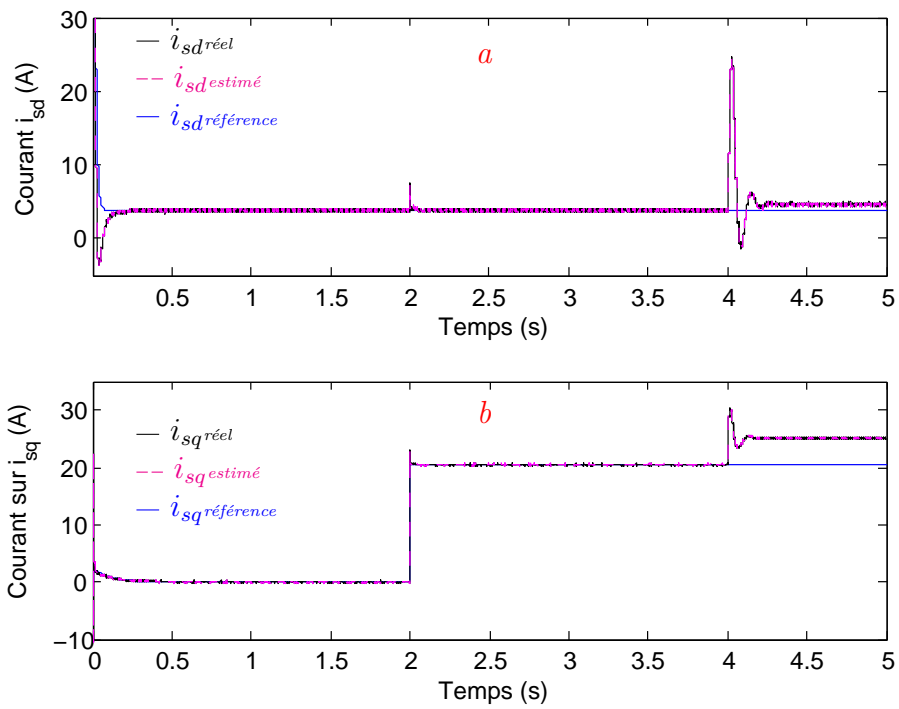


Fig 3.46: a)- Courant sur l'axe-d i_{sd} , b)- Courant sur l'axe-q i_{sq}

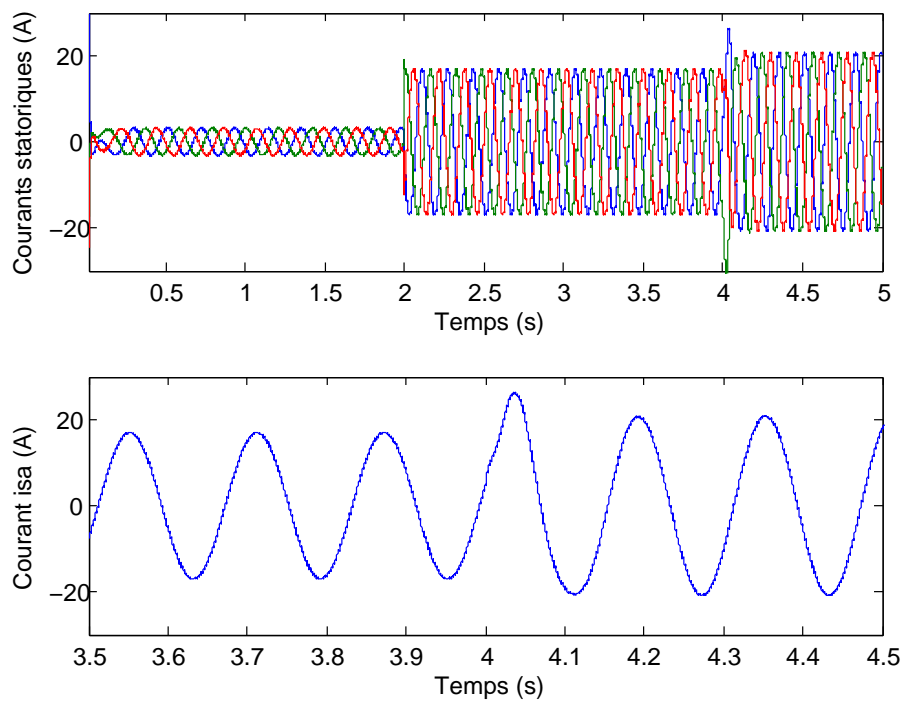


Fig 3.47: Courants statoriques avec une variation de 50% de J

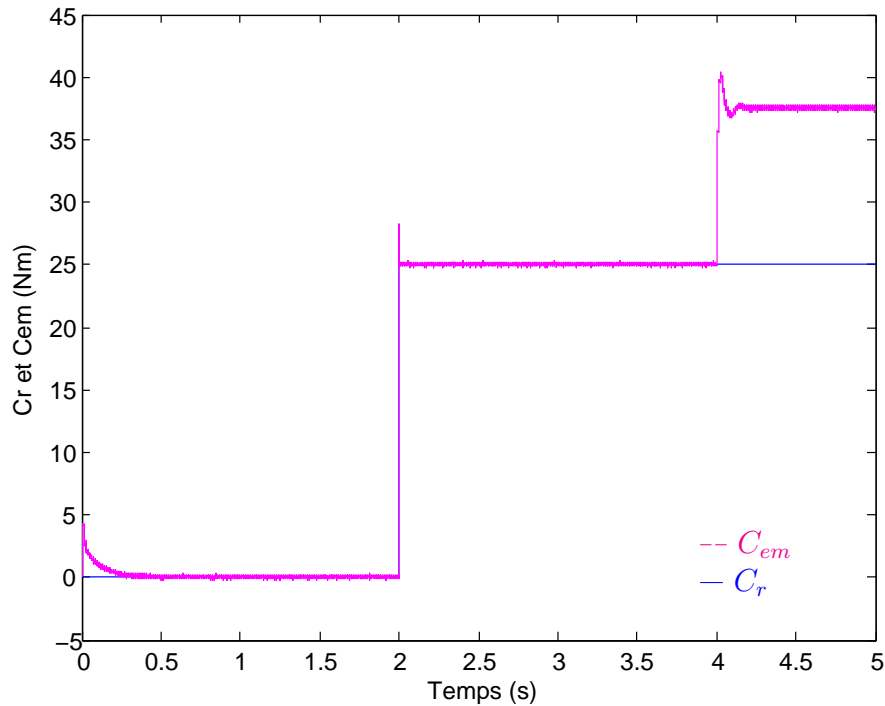


Fig 3.48: Couple électromagnétique et couple de charge

D'après les résultats de simulation précédente, on peut donc affirmer que le contrôleur (PI) à base la théorie DMVT, ainsi l'observateur non linéaire proposé, sont robuste vis-à-vis les entrées inconnues et les variations paramétrique. Alors, nous croyons que ces résultats sont intéressants et encourageants

3.8 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons traité le problème de poursuite d'un modèle de référence (signaux de références) pour un système non linéaire décrit par l'ensemble (Onduleur de tension-Machine asynchrone). Le modèle de référence a été généré grâce à la théorie d'orientation du flux.

La loi de commande conçue est similaire à la technique de contrôle (PDC), sauf que le contrôleur proposé n'utilise pas les fonctions d'activation.

Dans un premier temps, le contrôleur proportionnel en raison de sa réputation en terme de simplicité a été adoptée pour satisfaire nos objectifs de poursuivre.

Pour apporter une solution aux erreurs statiques dues au présence des entrées inconnues (dans notre cas couple de charge), on a introduit l'action intégrale.

Nous avons validé la loi de commande par retour d'état (Contrôleur-Proportionnel) en temps réel sur un banc d'essai composé d'un onduleur de tension et d'une machine asynchrone de moyenne tension entraînant une charge (génératrice à courant continu). Les résultats obtenus concernant la mise en œuvre de la commande par retour d'état sans action intégrale pour le contrôle en vitesse de la machine asynchrone, nous affirment que la commande proposée assure la poursuite de trajectoire en vitesse mais elle n'est pas robuste vis-à-vis des perturbations extérieures. Les résultats de simulation obtenus avec le deuxième contrôleur (Proportionnel- Intégrale) nous ont permis de conclure que cette commande assure une bonne poursuite de trajectoire en vitesse avec une robustesse en boucle fermée.

Diagnostic des Défaits de la Machine

Asynchrone

4.1	Introduction :	102
4.2	Modèle de la machine asynchrone avec défaut	102
4.2.1	Modèle des défauts	102
4.3	Génération des résidus à l'aide d'observateur:	104
4.4	Isolation et localisation des défauts:	105
4.5	Résultats de simulation:	107
4.6	Conclusion:	115

4.1 Introduction :

Dans ce chapitre, le problème du diagnostic à base d'observateur de la machine asynchrone pouvant être soumis à des défauts de court-circuit des spires statoriques est abordé.

L'apparition d'un défaut sur un système peut conduire à des situations dangereuses pour son utilisateur et son environnement. C'est pourquoi, une procédure de diagnostic se doit d'être sûre et rapide afin d'indiquer la présence des défauts par des d'alarme.

L'analyse des résidus générés par ce procédure permet de détecter et d'isoler la faute produite. La détection consiste à indiquer au moins un défaut s'est produite, et l'isolation cherche à connaître l'origine ou la nature de ce défaut.

Le diagnostic à base d'observateur consiste de générer des résidus par la comparaison entre les valeurs des sorties mesurées et estimées

4.2 Modèle de la machine asynchrone avec défaut

Notre objectif est l'application de notre observateur d'état à entrée inconnue développée auparavant, à la détection des défauts de la machine asynchrone. Ceci nécessite un modèle adéquat au défaut envisagé qui est le court-circuit des spires statoriques. Ce modèle est directement déduits de [Mah10].

Plusieurs travaux de recherches ont porté sur l'analyse du comportement des défauts de type court-circuit statorique [Mah10],[KPPB00], [SYS05], [SZLC98].

4.2.1 Modèle des défauts

La procédure de détection est basée sur la génération d'un vecteur de résidus en utilisant un observateur à entrée inconnue.

Dans le cas d'un court-circuit statorique, des biais décrits par les courants de court-circuit s'ajoutent aux courants dans l'axe dq . Le court-circuit statorique est une fonction du nombre de spires en court-circuit N_{cc} et de la position de la phase concernée P_{cc} . ces quantités, nous permettrons d'isoler la faut lors de la phase d'isolation[Mah10].

Tel que $P_{cc} \in [0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}]$ est définit comme la phase dont le défaut est apparu.

Les courants statoriques avec défaut sont données par [Mah10]:

$$\begin{cases} \bar{i}_{dc} = i_d + i_{dc} \\ \bar{i}_{qc} = i_q + i_{qc} \end{cases} \quad (4.1)$$

tel que

$$\begin{bmatrix} i_{dc} \\ i_{qc} \end{bmatrix} = \Delta(u)d \quad (4.2)$$

Le vecteur $\Delta(u)$ et le rapport des spires en court-circuit d qui représente le défaut sont donnés par:

$$\begin{cases} \Delta(u) = \begin{bmatrix} \Delta_d(u) \\ \Delta_q(u) \end{bmatrix} = \frac{2}{3R_s} P(\xi)^{-1} Q(P_{cc}) P(\xi) u_{sdq} \\ d = \frac{N_{cc}}{N_s} \end{cases} \quad (4.3)$$

Où

$$Q(P_{cc}) = \begin{bmatrix} \cos^2(P_{cc}) & \cos(P_{cc})\sin(P_{cc}) \\ \cos(P_{cc})\sin(P_{cc}) & \sin^2(P_{cc}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad P(\xi) = \begin{bmatrix} \cos(\xi) & -\sin(\xi) \\ \sin(\xi) & \cos(\xi) \end{bmatrix}$$

On peut considérer les défauts de court-circuit statorique comme des biais sur les courants du stator. En plus, le couple de charge de la machine asynchrone C_r sera considéré comme une variable d'état dans les équations du modèle.

Dans ce cas, le modèle étendu de la machine avec défaut s'écrit sous la forme suivante:

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t) + v(t) \quad (4.4)$$

Où le vecteur d'état x , vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y sont respectivement:

$$x = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \omega_m \\ C_r \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad y = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \omega_m \end{bmatrix}$$

Alors le modèle d'état de la machine asynchrone avec défaut dans le repère dq est donné par:

$$\begin{cases} \dot{x} = A(x(t))x(t) + Bu(t) + F(x, w)d(t) \\ y = Cx(t) \end{cases} \quad (4.5)$$

Avec

$$A(x(t)) = \begin{bmatrix} -\gamma & \varpi_s & \frac{K_s}{\tau_r} & K_s n_p \omega & 0 & 0 \\ \varpi_s & -\gamma & -K_s n_p \omega & \frac{K_s}{\tau_r} & 0 & 0 \\ \frac{M}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} i_{sq} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{M}{\tau_r} & -\frac{M}{\tau_r \phi_{rdc}} i_{sq} & -\frac{1}{\tau_r} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{n_p M}{J L_r} i_{sq} & -\frac{n_p M}{J L_r} i_{sd} & -\frac{f}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad F(x, u) = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s \\ -\omega_s & -\gamma \\ aM_{sr} & 0 \\ 0 & aM_{sr} \\ m\phi_{rq} & m\phi_{rd} \\ 0 & \phi_{rq} \end{bmatrix} \times \Lambda(u) \quad \text{et} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

4.3 Génération des résidus à l'aide d'observateur:

La génération des résidus, est une étape principale dans la conception de procédure de diagnostic à base modèle. Dans cette section, l'observateur à entrées inconnues développé précédemment est exploité pour générer les résidus qui nous permettent la détection et la localisation de défauts de la machine.

La génération des résidus à base d'observateur consiste à reconstruire les sorties du système puis à comparer les signaux mesurés à leurs estimés et enfin à utiliser l'erreur d'estimation comme résidu. Dans cette section, l'algorithme de génération de résidus obtenu par l'utilisation d'un observateur proportionnel, est rendu sensible au vecteur de défaut $d(t)$ et insensible aux perturbations C_r .

En théorie, un résidu doit être nul en l'absence de défaut et significativement différent de zéro dans le cas contraire. En pratique cependant, cette condition n'est pas tout à fait satisfaite car les signaux mesurés sont entachés de bruits et affectés par des perturbations. Il est alors nécessaire d'introduire des seuils de détection afin d'éviter de fausses alarmes. Ces seuils peuvent être fixés par l'utilisateur à partir d'une étude statistique des résidus et en prenant en compte les incertitudes de modélisation [Orj08].

Dans les méthodes de diagnostic à base d'observateurs, généralement, les résidus sont

formés par la comparaison entre les courants mesurés i_{dq} et les courants estimés \tilde{i}_{dq} .

$$r(t) = i_{dq} - \tilde{i}_{dq} \quad (4.6)$$

Le vecteur de résidus $r(t)$ permet la détection d'un défaut $f(t)$ si la condition suivante est satisfaite [Ich09]:

$$r(t) = 0, \text{ si et seulement si } f(t) = 0, \forall t$$

Les résidus générés, sont utilisés par la suite dans la phase d'isolation et de localisation des défauts.

4.4 Isolation et localisation des défauts:

Dans cette section, on va utiliser les résidus générés pour isoler les défauts de court-circuit statorique par la détermination de nombre des spires en court-circuit N_{cc} ainsi que la phase P_{cc} sur laquelle le court-circuit est apparu.

À partir des expressions (4.1) et (4.6), on peut calculer le nombre des spires en court-circuit N_{cc} [Mah10].

$$r_{dq} = i_{dq} - \tilde{i}_{dq} = \frac{2N_{cc}}{3N_s R_s} P(\xi)^{-1} Q(P_{cc}) P(\xi) u_{sdq} \quad (4.7)$$

Hypothèse:

- Dans le régime permanent, les tensions u_{sdq} de la machine à flux orienté sont constantes.
- Pour calculer le N_{cc} , on va exploiter seulement le résidu sur l'axe d .
- La matrice $(P(\xi)^{-1} Q(P_{cc}) P)$ n'étant pas inversible, ce que nous exige de calculer le maximum du résidu r_d .

L'erreur e_d selon l'axe d est donnée par:

$$r_d = i_d - \tilde{i}_d = \frac{2N_{cc}}{3N_s R_s} [\cos^2(P_{cc} - \xi) - \frac{1}{2} \sin 2(P_{cc} - \xi)] u_{sdq} \quad (4.8)$$

Alors

$$\begin{aligned}
 \max(r_d) &= \max\left(\frac{2N_{cc}}{3N_s R_s} [\cos^2(P_{cc} - \xi) \quad \frac{1}{2}\sin 2(P_{cc} - \xi)] u_{sdq}\right) \\
 &= \frac{2N_{cc}}{3N_s R_s} \max([\cos^2(P_{cc} - \xi) \quad \frac{1}{2}\sin 2(P_{cc} - \xi)] u_{sdq}) \\
 &= \frac{2N_{cc}}{3N_s R_s} \max(\cos^2(P_{cc} - \xi) u_{sd} + \frac{1}{2}\sin 2(P_{cc} - \xi) u_{sq}) \\
 &= \frac{2N_{cc}}{3N_s R_s} \max \Delta_d(u_{sdq})
 \end{aligned} \tag{4.9}$$

Maintenant, on va calculer la quantité $(\max \Delta_d(u_{sdq}))$.

$$\begin{aligned}
 \max \Delta_d(u_{sdq}) &\implies \Delta_d(u_{sdq}) = 0 \\
 &\implies -\sin 2(P_{cc} - \xi) u_{sd} + \cos 2(P_{cc} - \xi) u_{sq} = 0
 \end{aligned} \tag{4.10}$$

D'après l'équation (5.10), on peut déduire l'angle $(P_{cc} - \xi)$.

$$P_{cc} - \xi = \frac{1}{2} \arctan \frac{u_{sq}}{u_{sd}} \tag{4.11}$$

Alors, le nombre de spires en court-circuit N_{cc} est donné par:

$$N_{cc} = \frac{3N_s R_s \max(r_d)}{u_{sd} \{1 + \sqrt{1 + (\frac{u_{sq}}{u_{sd}})^2}\}} \tag{4.12}$$

Localisation d'un défaut de court-circuit statorique revient à déterminer la phase sur laquelle le défaut est apparu.

L'idée de [Mah10] se repose sur la comparaison de trois signaux (P_a, P_b, P_c) avec le résidu sur l'axe- d r_d , tel que:

$$\begin{cases} P_a = \frac{2N_{cc}}{3N_s R_s} [\cos^2(-\xi) \quad \frac{1}{2}\sin 2(-\xi)] u_{sdq} \\ P_b = \frac{2N_{cc}}{3N_s R_s} [\cos^2(\frac{2\pi}{3} - \xi) \quad \frac{1}{2}\sin 2(\frac{2\pi}{3} - \xi)] u_{sdq} \\ P_c = \frac{2N_{cc}}{3N_s R_s} [\cos^2(\frac{4\pi}{3} - \xi) \quad \frac{1}{2}\sin 2(\frac{4\pi}{3} - \xi)] u_{sdq} \end{cases} \tag{4.13}$$

Les signaux d'erreurs sont donnés par:

$$\begin{cases} e_a = P_a - r_d \\ e_b = P_b - r_d \\ e_c = P_c - r_d \end{cases} \tag{4.14}$$

Le signal d'erreur avec le minimum d'amplitude, indique la phase sur laquelle le défaut est apparu.

4.5 Résultats de simulation:

Pour illustrer l'approche proposée, nous avons simulé l'ensemble onduleur-machine asynchrone avec défaut de court-circuit statorique. À savoir le nombre de court-circuit et la phase affectée, deux tests ont été simulés. Le premier test, c'est pour $N_{cc} = 2$ spires avec $P_{cc} = a$, et le second, c'est pour la deuxième phase $P_{cc} = b$ et $N_{cc} = 5$.

Pour les deux tests, un défaut de court-circuit est injecté à la machine à $t = 1.5(s)$ après une application du couple de charge $C_r = 10Nm$ à $t = 1(s)$.

Les sorties de la machine asynchrone et leurs estimées sont illustrées sur les figures (4.2, 4.4, 4.10 et 4.12). Il est possible d'apprécier sur ces figures la bonne performance de l'observateur proposé pour reconstruire les sorties du système même en présence du défaut.

Il est clair que les états estimés convergent rapidement vers les états réels malgré que l'entrée inconnue C_r et le défaut $d(t)$ qui affecte la machine.

La figure (4.3 et 4.11) représente la comparaison entre les vitesses mécaniques réelle et estimée dans le repère du champ tournant dq dans le cas d'un court-circuit.

La figure (4.5, 4.6 et 4.13) illustre l'évolution des résidus sur les courants dans l'axe dq générés par l'observateur. On peut y voir dans ces figures que les résidus $r_d(t)$ et $r_q(t)$ restent très proches de zéro en l'absence de défauts. L'amplitude des résidus change d'une manière considérable en présence d'un défaut qui affecte la machine. Les signaux fournis par le générateur de résidus permettent la localisation et l'isolation du défaut.

La reconstruction du couple de charge est en effet affectée par le défaut comme il est présenté dans la figure (4.7 et 4.14).

La détection et la localisation des défauts de court-circuit sont effectuées grâce à l'analyse de la configuration du résidu r_d . Les défauts estimés sont reportés sur la figure (4.8 et 4.15). En l'absence d'un défaut les résidus sont presque nuls.

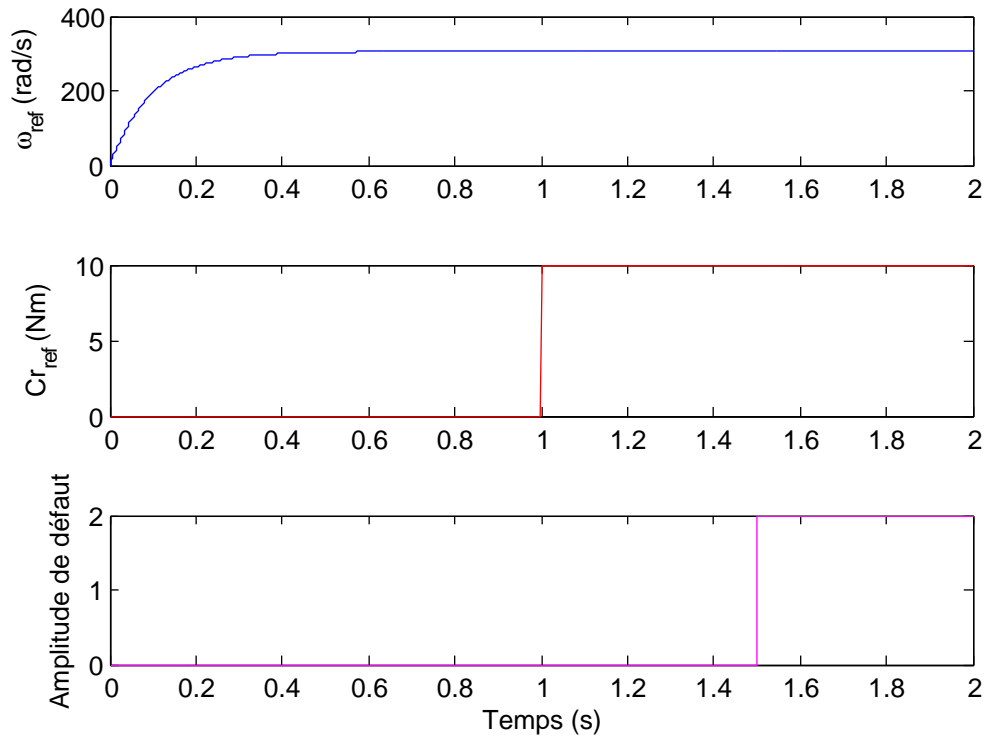


Fig 4.1: Profil de vitesse de référence, Couple de charge et défaut appliqué

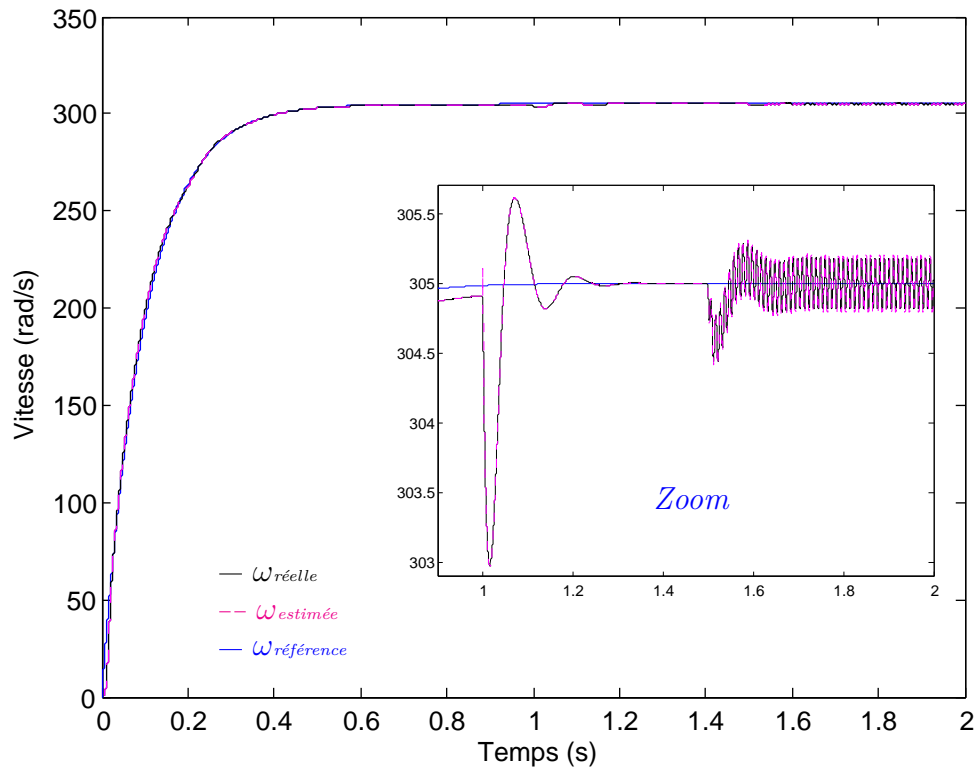


Fig 4.2: Réponse de vitesse mécanique avec $N_{cc} = 2$ spires

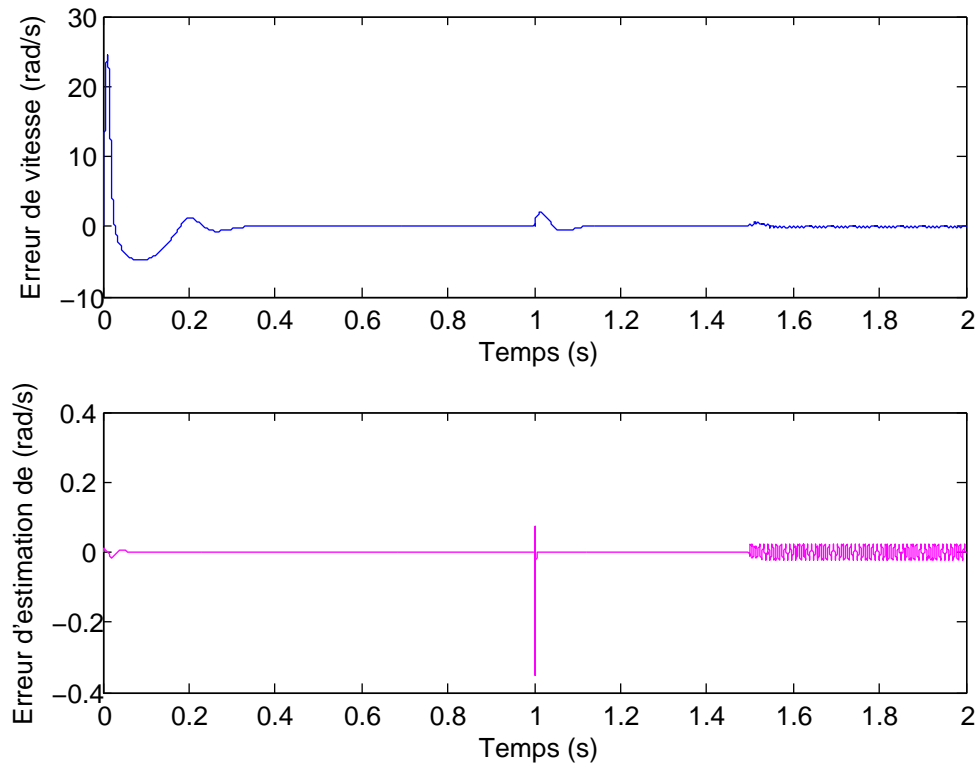


Fig 4.3: Erreur de vitesse mécanique mesuré et estimé

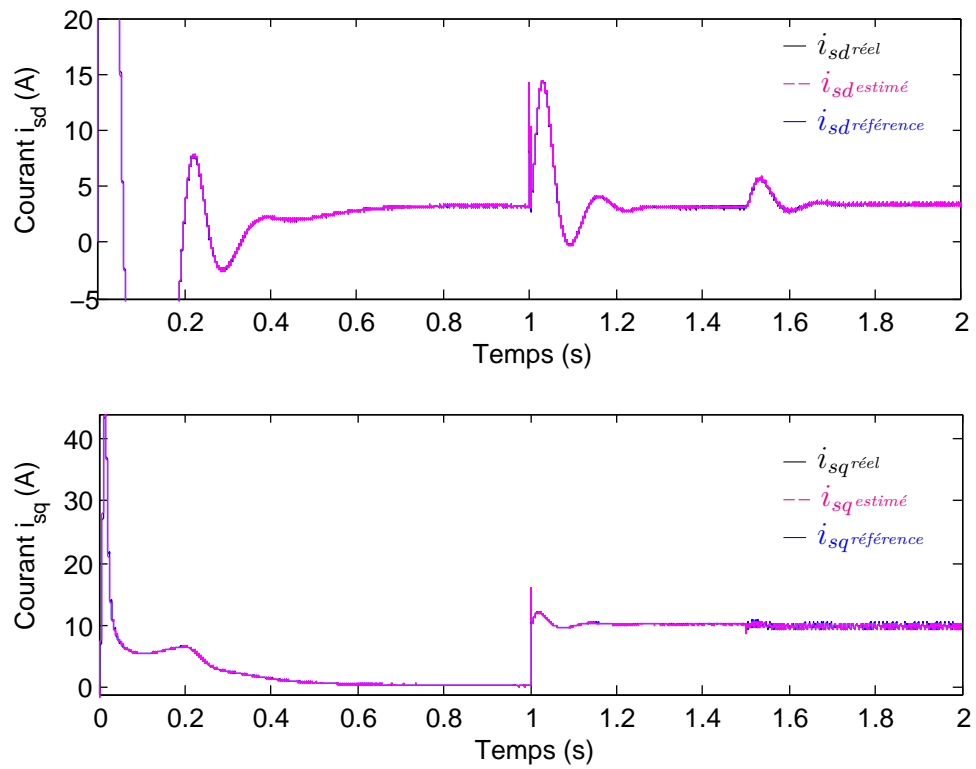


Fig 4.4: Courants sur l'axe dq i_{sd} et i_{sq}

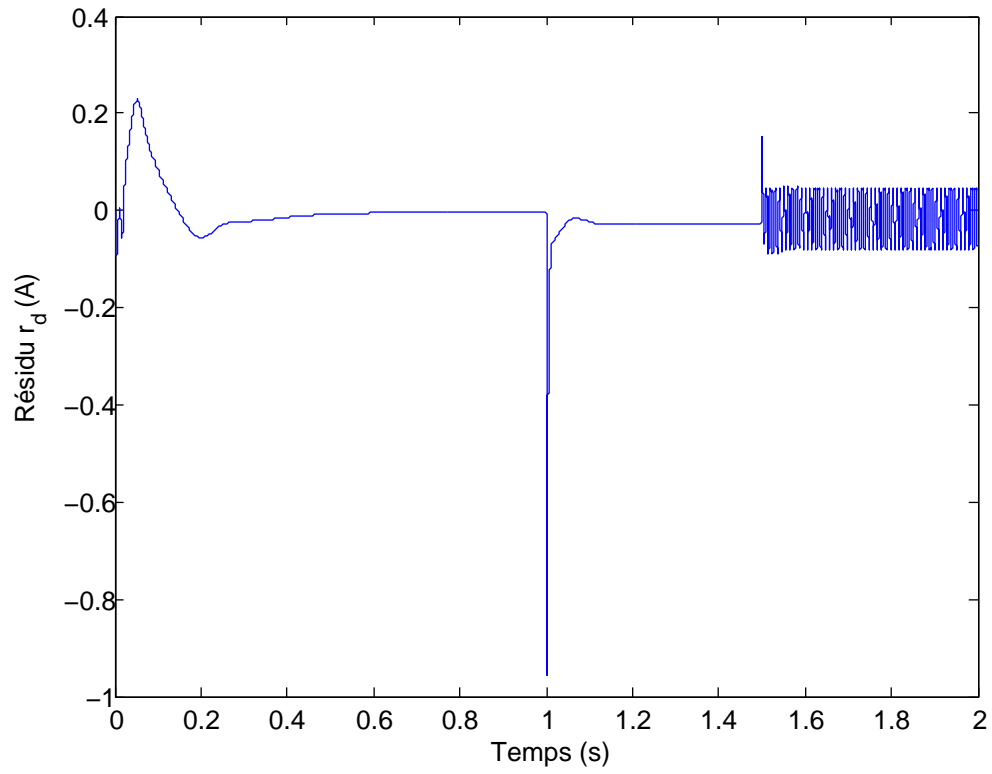


Fig 4.5: Résidu sur le courant i_{sd}

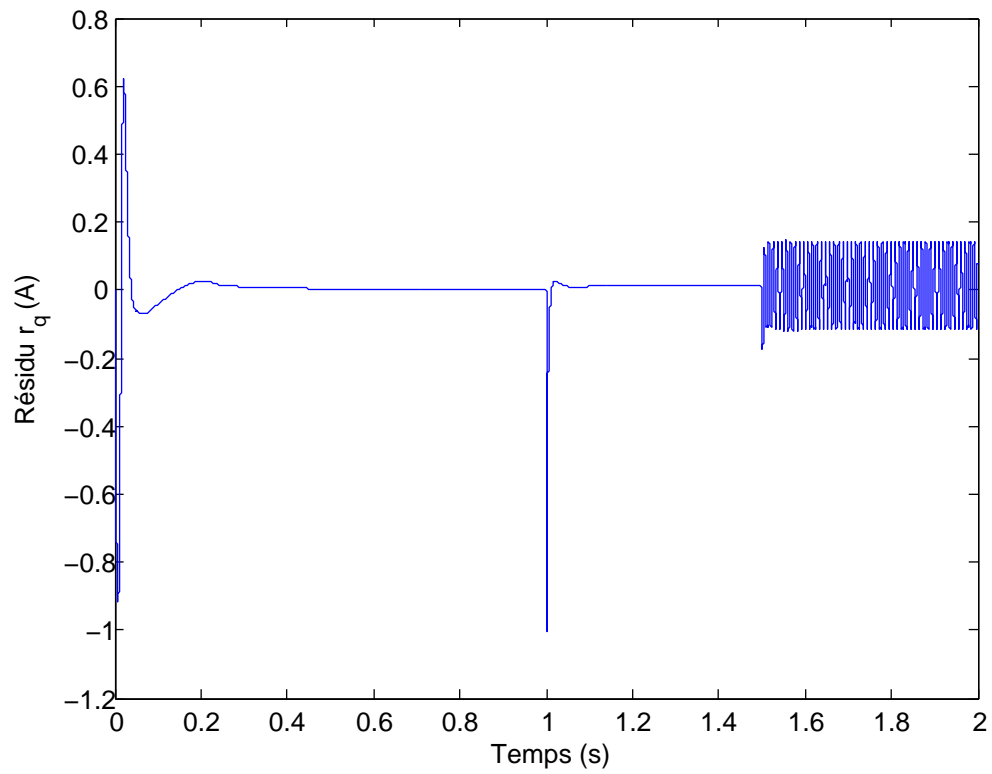


Fig 4.6: Résidu sur le courant i_{sq}

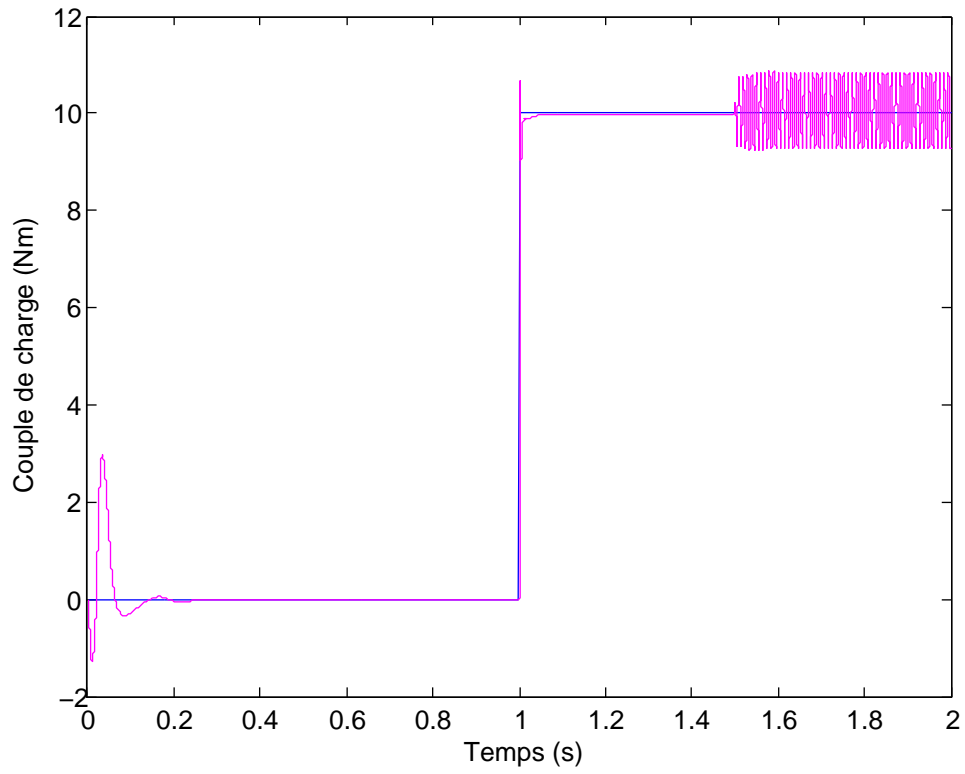


Fig 4.7: Couple de charge

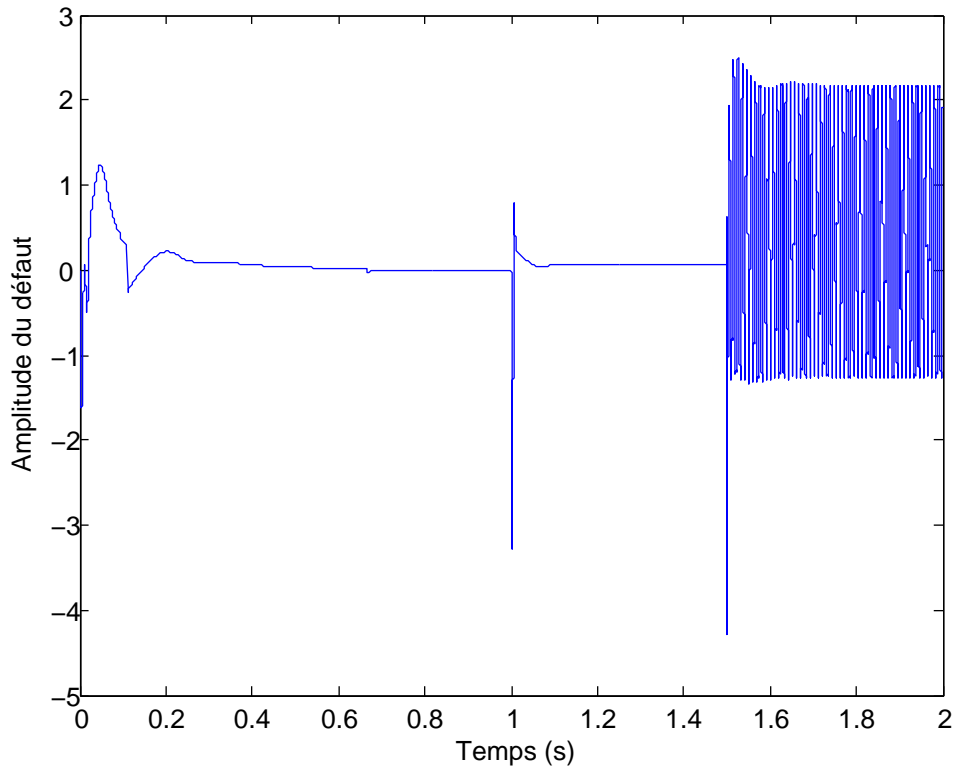


Fig 4.8: Amplitude du défaut

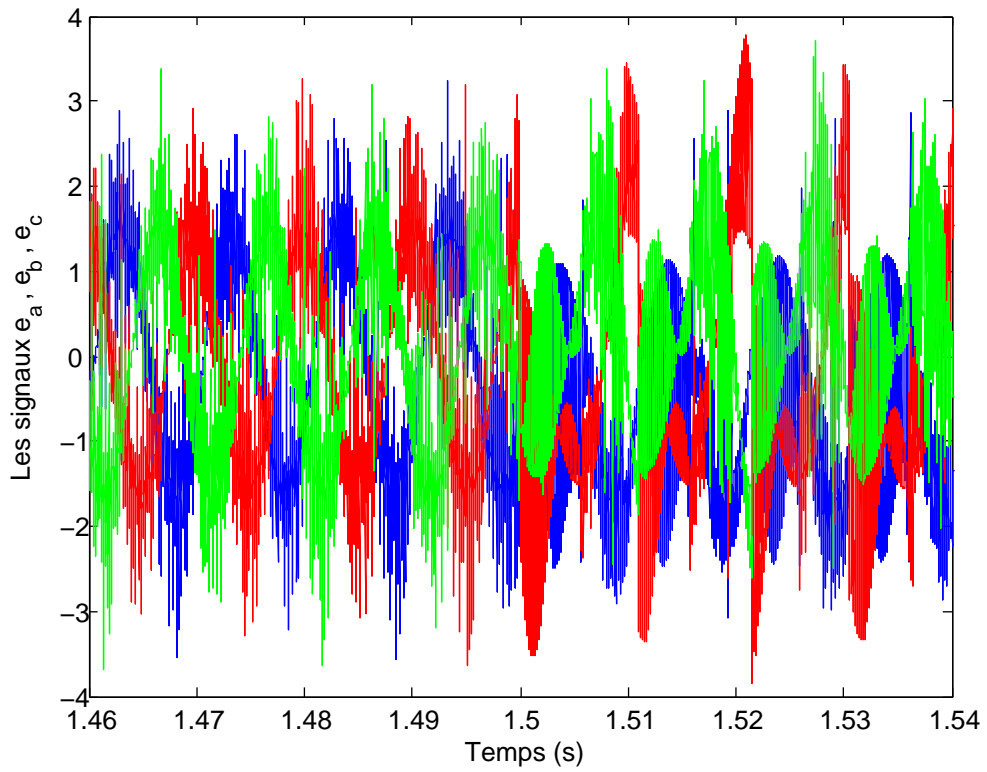


Fig 4.9: Signaux d'erreurs e_a, e_b, e_c

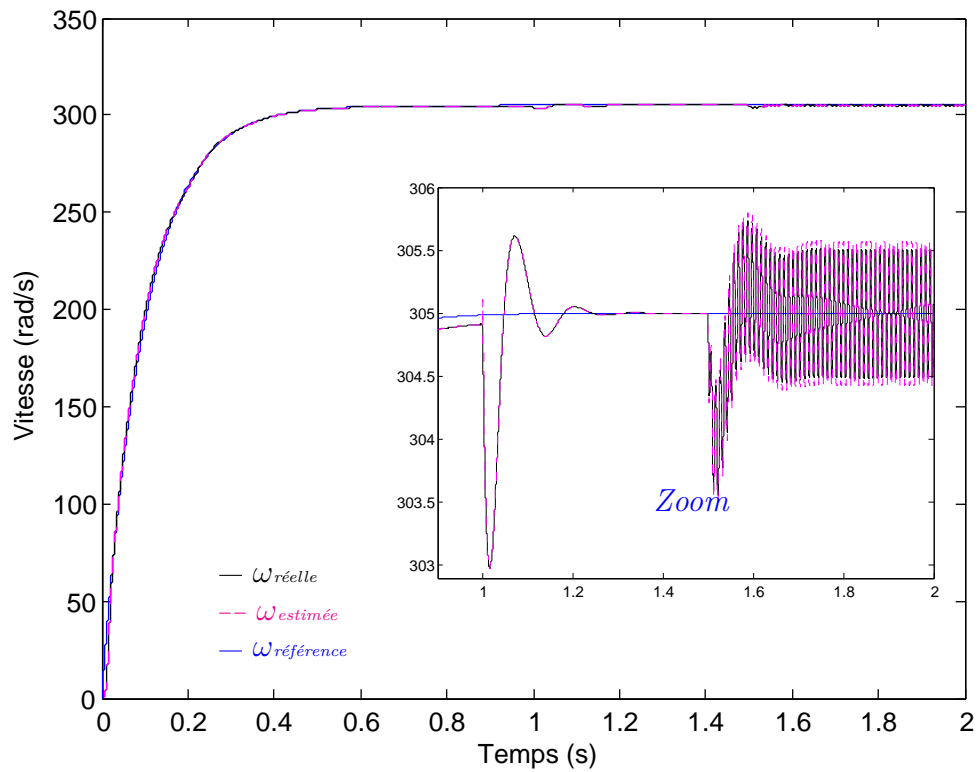


Fig 4.10: Réponse de vitesse mécanique avec $N_{cc} = 5$ spires

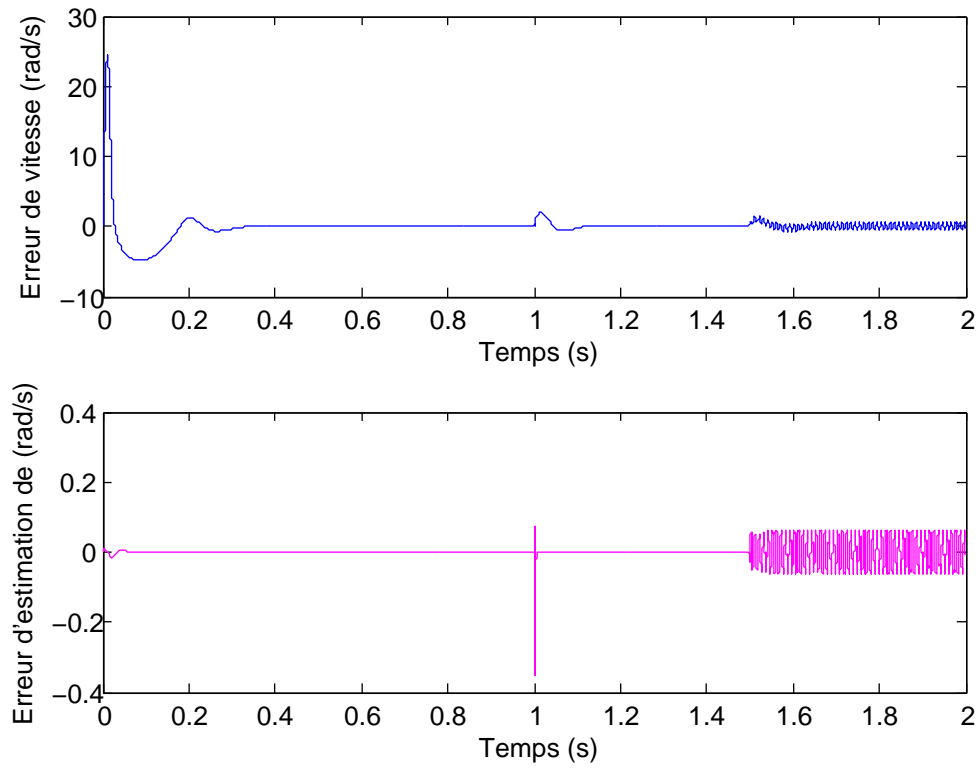


Fig 4.11: Erreur de vitesse mécanique mesuré et estimé

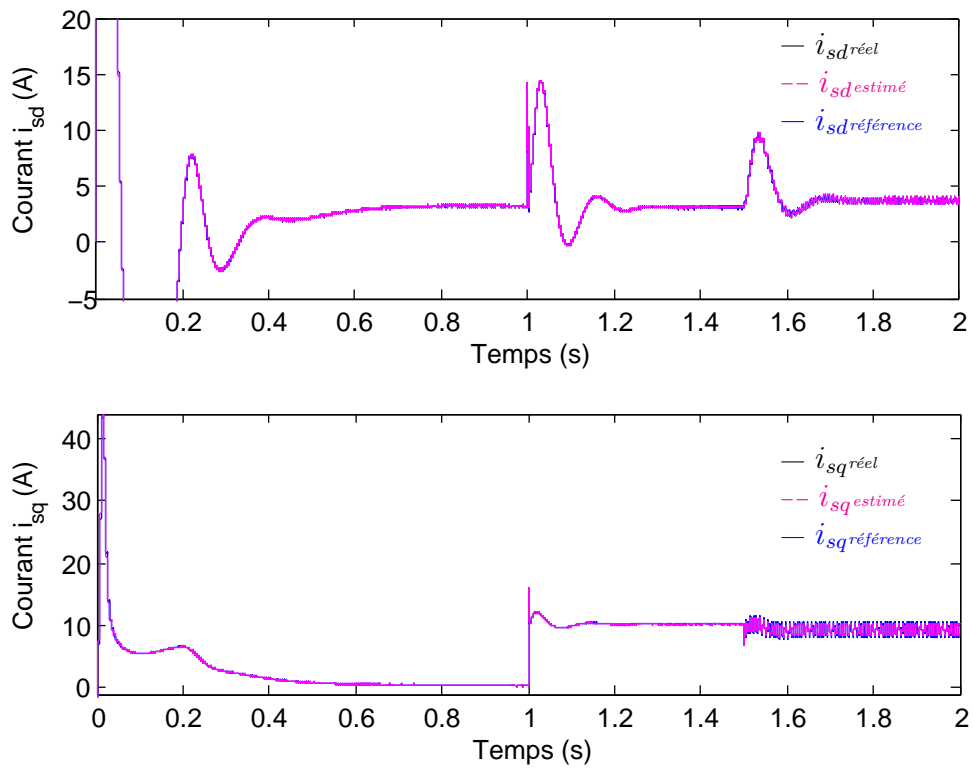


Fig 4.12: Courants sur l'axe dq i_{sd} et i_{sq}

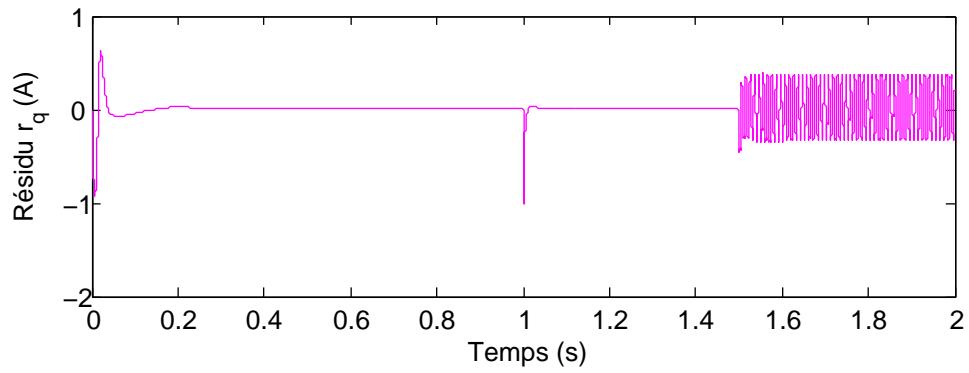
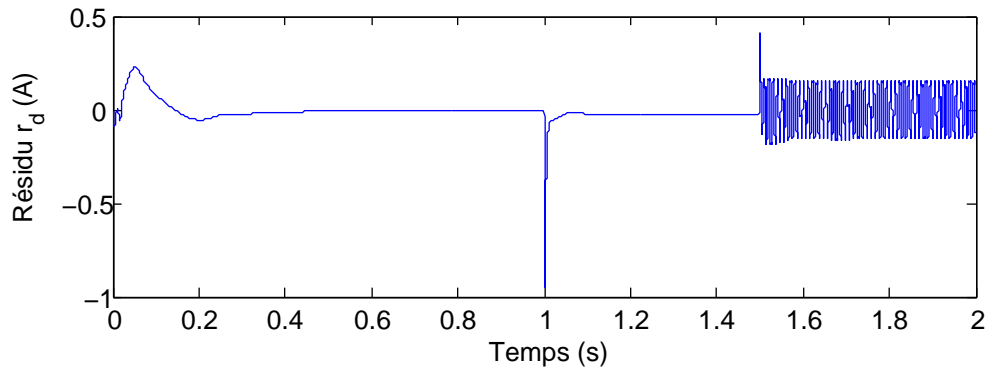


Fig 4.13: Résidu sur les courants i_{sd} et i_{sq}

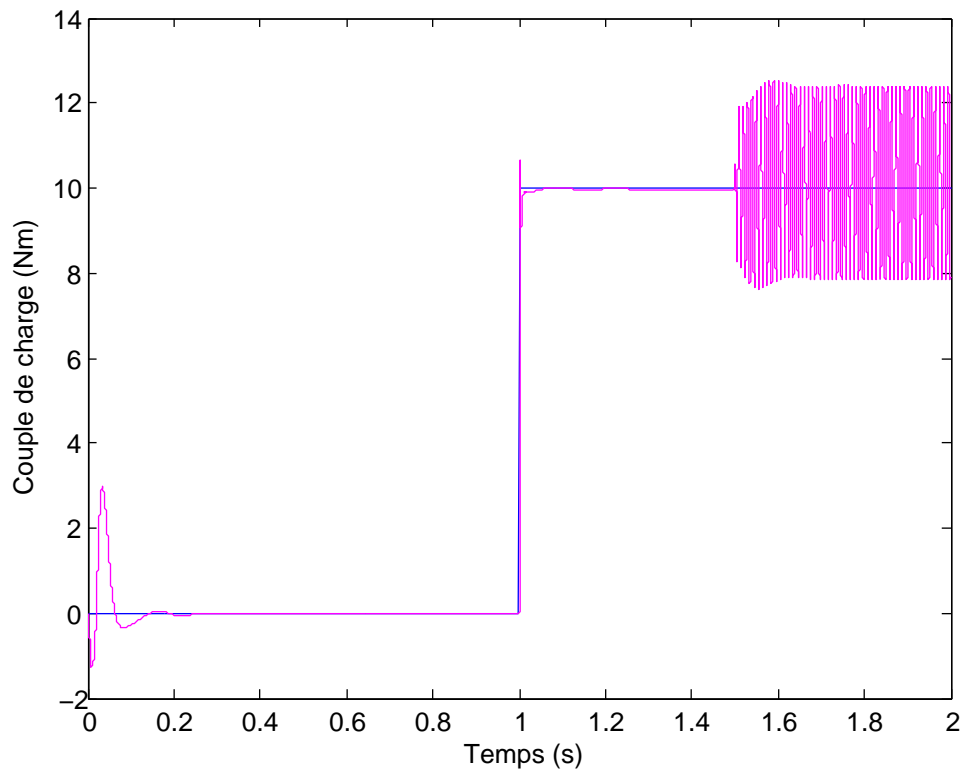


Fig 4.14: Couple de charge

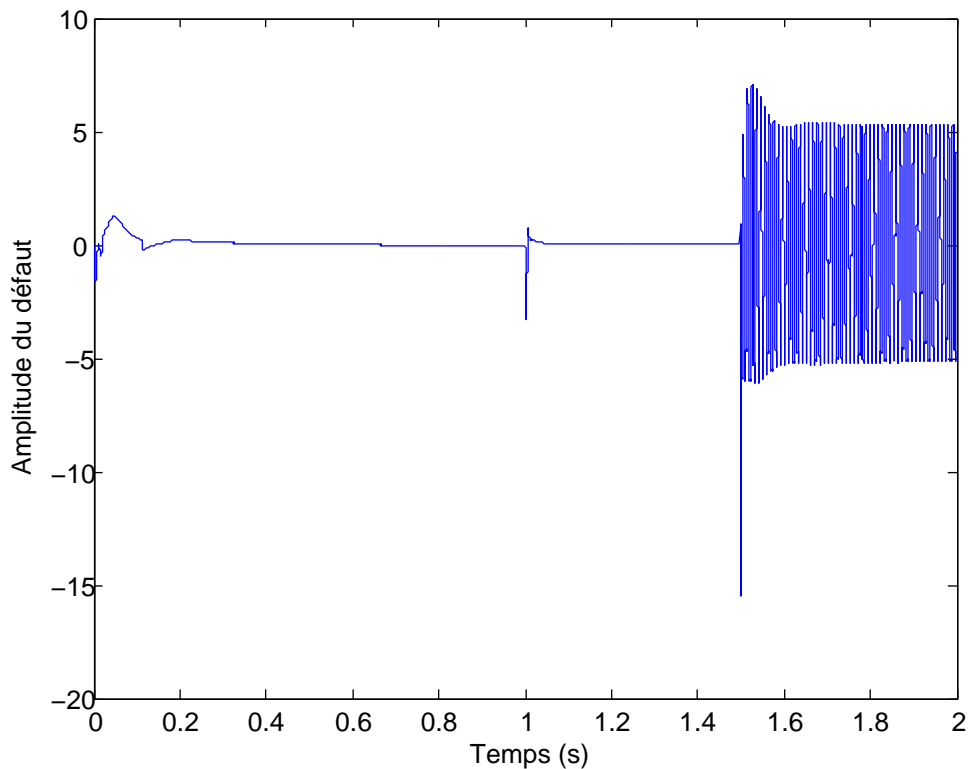


Fig 4.15: Amplitude de défaut

4.6 Conclusion:

Ce chapitre est dédié au diagnostic des défauts de court-circuit statorique de la machine asynchrone. L'objectif a été de mettre en œuvre une technique de diagnostic à base modèle par l'utilisation d'observateur proposé auparavant. La technique de diagnostic, présentée dans ce chapitre, a l'avantage d'être fonctionnelle en ligne.

La méthode de détection des défauts que nous avons utilisée est robuste vis-à-vis des entrées inconnues (couple de charge).

Dans un premier temps, on a utilisé un modèle de la machine asynchrone avec défauts, puis on a généré les résidus en se basant sur l'observateur d'état définie au deuxième chapitre. Afin de localiser et d'isoler (quantifier) les défauts statoriques, un algorithme d'isolation est exploité par l'utilisation des résidus générés.

Les résultats de simulation ont montré dans quelle mesure l'observateur proposé peut répondre aux besoins du diagnostic des systèmes.

Conclusion Générale

Les travaux effectués lors de cette thèse se sont focalisés sur les applications des techniques d'automatique avancées à des problématiques actuelles de l'électrotechnique et plus précisément à la commande de l'association convertisseur-machine. Ces travaux apportent une contribution aux problèmes d'estimation d'état, de diagnostic des défauts, et de la commande des systèmes non linéaires décrits par les multi-modèles de Takagi-Sugeno. Enfin, nous avons appliqué les résultats obtenus pour commander une machine asynchrone. La détection des défauts de courts-circuits statoriques est également étudiée.

Afin de situer au mieux notre contribution par rapport aux travaux existants, un état de l'art a été présenté dans le premier chapitre. Nous avons d'abord rappelé les résultats principaux de la théorie d'estimation d'état des systèmes non linéaires, ainsi les différentes méthodes de diagnostic des défauts.

Nos contributions ont été proposées dans le deuxième chapitre de ce mémoire qui s'articule autour de deux thèmes. Le premier thème est consacré à l'estimation d'état des systèmes non linéaires représentés par un multi-modèles de Takagi-Sugeno. L'utilisation du théorème des valeurs moyennes combiné à la transformation par secteurs non linéaires a permis de synthétiser un observateur pour les systèmes flous T-S. Ces travaux se situent dans le cadre des multi-modèles à variables de prémisses mesurables. Le second thème est consacré à synthétiser une loi de commande basée sur un observateur sans et avec rejet de perturbations extérieures. Afin de réduire le conservatisme, un algorithme permettant de calculer simultanément les gains du contrôleur et ceux de l'observateur a été proposé, en résolvant un ensemble d'inégalités matricielles linéaires.

Les deux derniers chapitres (3 et 4) illustrent l'application des résultats évoqués dans ce mémoire au modèle d'une machine asynchrone. Après une brève présentation de l'ensemble onduleur de tension-machine asynchrone, nous avons présenté le modèle non linéaire de la MAS. La première application concerne la commande par retour d'état basée sur observateur de la machine asynchrone. La seconde application a pour but d'exploiter l'observateur d'état pour détecter, d'isoler et de localiser les défauts de la machine asyn-

chrone. Les défauts considérés sont de type courts-circuits statoriques.

Les problèmes évoqués dans ce mémoire de thèse ouvrent de nombreuses perspectives pour des futurs travaux :

- La conception d'un contrôleur basé sur observateur en utilisant le théorème des valeurs moyennes et la transformation par secteurs non linéaires dont la stabilité est traitée au moyen des fonctions non linéaires.
- La construction d'un observateur à gain proportionnel intégral (PI) et multi-intégral (PMI) permettant de prendre en compte des formes plus générales d'entrées inconnues.
- La conception d'une commande tolérante aux défauts pour les systèmes non linéaires décrits par les multi-modèles TS, et en particulier pour la machine asynchrone.

Bibliography

- [ACMR04] Abdelkader Akhenak, Mohammed Chadli, Didier Maquin, and José Ragot. State estimation of uncertain multiple model with unknown inputs. In *43rd IEEE Conference on Decision and Control, CDC'04*, page CDROM. IEEE, 2004. (page [12](#)).
- [ACR⁺06] Abdelkader Akhenak, Mohammed Chadli, José Ragot, Didier Maquin, et al. Unknown input multiple observer based approach. application to secure communications. In *1st IFAC Conference on Analysis and Control of Chaotic Systems, CHAOS06, Reims, France, 2006*. (page [28](#)).
- [ACS⁺13] M Allouche, M Chaabane, M Souissi, D Mehdi, and F Tadeo. State feedback tracking control for indirect field-oriented induction motor using fuzzy approach. *International Journal of Automation and Computing*, 10(2):99–110, 2013. (page [67](#)).
- [AK01] Murat Arcak and Petar Kokotović. Nonlinear observers: a circle criterion design and robustness analysis. *Automatica*, 37(12):1923–1930, 2001. (page [27](#)).
- [Ang01] Georgo Z Angelis. System analysis, modelling and control with polytopic linear models. 2001. (pages [10](#), [13](#)).
- [BA99] M Boutayeb and D Aubry. A strong tracking extended kalman observer for nonlinear discrete-time systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 44(8):1550–1556, 1999. (page [26](#)).
- [BEGFB94] Stephen P Boyd, Laurent El Ghaoui, Eric Feron, and Venkataramanan Balakrishnan. *Linear matrix inequalities in system and control theory*, volume 15. SIAM, 1994. (pages [17](#), [21](#), [46](#)).

- [BEN] Mohamed BENALLOUCH. Observation des systemes non-linéaires a entrées inconnues—application a la pilea combustible de type pem these. (pages [26](#), [38](#)).
- [Bes03] Gildas Besançon. High-gain observation with disturbance attenuation and application to robust fault detection. *Automatica*, 39(6):1095–1102, 2003. (page [34](#)).
- [Bes07] Gildas Besançon. *Nonlinear observers and applications*, volume 363. Springer, 2007. (page [38](#)).
- [Bez13] Souad Bezzaoucha. *Commande tolérante aux défauts de systemes non linéaires représentés par des modeles de Takagi-Sugeno*. PhD thesis, Université de Lorraine, 2013. (page [4](#)).
- [BGM09] Tahar Bouarar, Kevin Guelton, and Noureddine Manamanni. Static output feedback controller design for takagi-sugeno systems—a fuzzy lyapunov lmi approach. In *Decision and Control, 2009 held jointly with the 2009 28th Chinese Control Conference. CDC/CCC 2009. Proceedings of the 48th IEEE Conference on*, pages 4150–4155. IEEE, 2009. (page [24](#)).
- [Bla01] Yann Blanco. *Stabilisation des modèles Takagi-Sugeno et leur usage pour la commande des systèmes non linéaires*. PhD thesis, 2001. (page [20](#)).
- [BMR99] Anass Boukhris, Gilles Mourot, and Jose Ragot. Non-linear dynamic system identification: a multi-model approach. *International Journal of Control*, 72(7-8):591–604, 1999. (page [4](#)).
- [BN⁺93] Michèle Basseville, Igor V Nikiforov, et al. *Detection of abrupt changes: theory and application*, volume 104. Prentice Hall Englewood Cliffs, 1993. (page [33](#)).
- [BP00] Pontus Bergsten and Rainer Palm. Thau-luenberger observers for ts fuzzy systems. In *9th IEEE International Conference on Fuzzy Systems, FUZZ IEEE*, pages 7–10, 2000. (page [29](#)).
- [BPD01] Pontus Bergsten, Rainer Palm, and Dimiter Driankov. Fuzzy observers. In *FUZZ-IEEE*, pages 700–703, 2001. (page [29](#)).

- [BV97] Stephen Boyd and Lieven Vandenberghe. Introduction to convex optimization with engineering applications. *Course notes*, 1997. (page 46).
- [CEH07] M Chadli and A El Hajjaji. Moment robust fuzzy observer-based control for improving driving stability. *International Journal of Vehicle Autonomous Systems*, 5(3):326–344, 2007. (pages 19, 49).
- [CF01] Yong-Yan Cao and Paul M Frank. Stability analysis and synthesis of nonlinear time-delay systems via linear takagi–sugeno fuzzy models. *Fuzzy sets and systems*, 124(2):213–229, 2001. (page 22).
- [CGAO99] Federico Cuesta, Francisco Gordillo, Javier Aracil, and Anibal Ollero. Stability analysis of nonlinear multivariable takagi-sugeno fuzzy control systems. *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, 7(5):508–520, 1999. (page 5).
- [Cha02] Mohammed Chadli. *Stabilité et commande de systèmes décrits par des multimodèles*. PhD thesis, Vandoeuvre-les-Nancy, INPL, 2002. (pages 18, 46).
- [Chi05] John Chiasson. *Modeling and high performance control of electric machines*, volume 26. John Wiley & Sons, 2005. (page 57).
- [CMR⁺02] Mohammed Chadli, Didier Maquin, José Ragot, et al. Nonquadratic stability analysis of takagi-sugeno models. In *IEEE conference on Decision and Control*, volume 2, pages 2143–2148. IEEE; 1998, 2002. (page 5).
- [CP12] Jie Chen and Ron J Patton. *Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems*. Springer Publishing Company, Incorporated, 2012. (page 33).
- [CS06] Weitian Chen and Mehrdad Saif. Unknown input observer design for a class of nonlinear systems: an lmi approach. In *American Control Conference, 2006*, pages 5–pp. IEEE, 2006. (page 34).
- [CS07] Weitian Chen and Mehrdad Saif. Design of a ts based fuzzy nonlinear unknown input observer with fault diagnosis applications. In *American Control Conference, 2007. ACC'07*, pages 2545–2550. IEEE, 2007. (page 34).

- [CW84] E Chow and Alan S Willsky. Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 29(7):603–614, 1984. (page 33).
- [Dav71] G David. An introduction to observers. *IEEE transactions on Automatic Control*, 16(6):596–602, 1971. (page 27).
- [DP01] Guang-Ren Duan and Ron J Patton. Robust fault detection using luenberger-type unknown input observers-a parametric approach. *International Journal of Systems Science*, 32(4):533–540, 2001. (page 34).
- [Dub90] D Dubuisson. Diagnostic et reconnaissance des formes. 1990. (page 33).
- [DZD⁺10] S Ding, P Zhang, E Ding, S Yin, A Naik, P Deng, and W Gui. On the application of pca technique to fault diagnosis. *Tsinghua Science & Technology*, 15(2):138–144, 2010. (page 33).
- [EL02] MJ Er and DH Lin. A new approach for stabilizing nonlinear systems with time delays. *International Journal of Intelligent Systems*, 17(3):289–302, 2002. (page 18).
- [FA03] Xingzhe Fan and Murat Arcak. Observer design for systems with multivariable monotone nonlinearities. *Systems & Control Letters*, 50(4):319–330, 2003. (page 27).
- [FD97] Paul M Frank and X Ding. Survey of robust residual generation and evaluation methods in observer-based fault detection systems. *Journal of process control*, 7(6):403–424, 1997. (page 34).
- [Fil91] Dimiter Filev. Fuzzy modeling of complex systems. *International Journal of Approximate Reasoning*, 5(3):281–290, 1991. (pages 5, 13, 14).
- [FLK⁺06] Chun-Hsiung Fang, Yung-Sheng Liu, Shih-Wei Kau, Lin Hong, and Ching-Hsiang Lee. A new lmi-based approach to relaxed quadratic stabilization of ts fuzzy control systems. *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, 14(3):386–397, 2006. (page 46).

- [Gas00] Komi Gasso. *Identification des systèmes dynamiques non-linéaires: approche multi-modèle*. PhD thesis, 2000. (pages 4, 15).
- [GBM09] Kevin Guelton, Tahar Bouarar, and Nouredine Manamanni. Robust dynamic output feedback fuzzy lyapunov stabilization of takagi-sugeno systems a descriptor redundancy approach. *Fuzzy sets and systems*, 160(19):2796–2811, 2009. (pages 19, 24).
- [GC05] Janos Gertler and Jin Cao. Design of optimal structured residuals from partial principal component models for fault diagnosis in linear systems. *Journal of Process Control*, 15(5):585–603, 2005. (page 33).
- [GDLG06] M Ghanes, J De Leon, and A Glumineau. Observability study and observer-based interconnected form for sensorless induction motor. In *Decision and Control, 2006 45th IEEE Conference on*, pages 1240–1245. IEEE, 2006. (page 57).
- [GKVT06] Thierry-Marie Guerra, Alexandre Kruszewski, Laurent Vermeiren, and Helene Tirmant. Conditions of output stabilization for nonlinear models in the takagi–sugeno’s form. *Fuzzy Sets and Systems*, 157(9):1248–1259, 2006. (page 19).
- [GMR01] Komi Gasso, Gilles Mourot, and José Ragot. Structure identification in multiple model representation: elimination and merging of local models. In *Decision and Control, 2001. Proceedings of the 40th IEEE Conference on*, volume 3, pages 2992–2997. IEEE, 2001. (page 13).
- [GVDB99] Thierry Marie Guerra, Laurent Vermeiren, François Delmotte, and Pierre Borne. Lois de commande pour systèmes flous continus. *Journal européen des systèmes automatisés*, 33(4):489–527, 1999. (page 18).
- [HAB+14] Mohamed Yacine Hammoudi, Abdelkarim Allag, Mohamed Becherif, Mohamed Benbouzid, and Hamza Alloui. Observer design for induction motor: an approach based on the mean value theorem. *Frontiers in Energy*, 8(4):426–433, 2014. (page 34).

- [Ham12] Habib Hamdi. *Approche Multi-Modèle pour l'Observation d'état et le Diagnostic des Systèmes Singuliers Non Linéaires*. PhD thesis, Ecole Polytechnique de Tunis, 2012. (pages [14](#), [29](#), [33](#)).
- [HN07] Dan Huang and Sing Kiong Nguang. Static output feedback controller design for fuzzy systems: An ilmi approach. *Information Sciences*, 177(14):3005–3015, 2007. (page [24](#)).
- [HPK01] H Kabore Hammouri and M P Kinnaert. A geometric approach to fault detection and isolation for bilinear systems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 2001. (page [34](#)).
- [HRM⁺09] Habib Hamdi, Mickael Rodrigues, Chokri Mechmeche, Didier Theilliol, Naceur Benhadj Braiek, et al. State estimation for polytopic lpv descriptor systems: Application to fault diagnosis. In *7th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, Safeprocess 2009*, 2009. (page [34](#)).
- [IAM11] Dalil Ichalal, Hichem Arioui, and Said Mammar. Observer design for two-wheeled vehicle: A takagi-sugeno approach with unmeasurable premise variables. In *Control & Automation (MED), 2011 19th Mediterranean Conference on*, pages 934–939. IEEE, 2011. (page [34](#)).
- [Ich09] Dalil Ichalal. *Estimation et diagnostic de systèmes non linéaires décrits par un modèle de Takagi-Sugeno*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 2009. (pages [16](#), [38](#), [44](#), [105](#)).
- [IDIDTDD03] DOTTORATO DI RICERCA IN, INGEGNERIA DELL INFORMAZIONE, TESI PER IL CONSEGUIMENTO DEL TITOLO, and DI RICERCA DI DOTTORE. Model-based fault diagnosis in dynamic systems using identification techniques. 2003. (page [33](#)).
- [IMM⁺12] Dalil Ichalal, Benoît Marx, Didier Maquin, José Ragot, et al. Observer design and fault tolerant control of takagi-sugeno nonlinear systems with unmeasurable premise variables. *Fault Diagnosis in Robotic and Industrial Systems*, pages 1–21, 2012. (page [34](#)).

- [IMRM10] Dalil Ichalal, Benoît Marx, José Ragot, and Didier Maquin. State estimation of takagi–sugeno systems with unmeasurable premise variables. *IET Control Theory & Applications*, 4(5):897–908, 2010. (page 29).
- [Ise06] Rolf Isermann. *Fault-diagnosis systems*. Springer, 2006. (page 33).
- [Joh03] Mikael Johansson. *Piecewise linear control systems*. Springer, 2003. (page 46).
- [JSC04] Bin Jiang, Marcel Staroswiecki, and Vincent Cocquempot. Fault estimation in nonlinear uncertain systems using robust/sliding-mode observers. *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 151(1):29–37, 2004. (page 34).
- [KI83] Arthur J Krener and Alberto Isidori. Linearization by output injection and nonlinear observers. *Systems & Control Letters*, 3(1):47–52, 1983. (page 26).
- [KLY⁺07] Shih-Wei Kau, Hung-Jen Lee, Ching-Mao Yang, Ching-Hsiang Lee, Lin Hong, and Chun-Hsiung Fang. Robust h_∞ fuzzy static output feedback control of ts fuzzy systems with parametric uncertainties. *Fuzzy sets and systems*, 158(2):135–146, 2007. (page 49).
- [Koe05] Damien Koenig. Unknown input proportional multiple-integral observer design for linear descriptor systems: application to state and fault estimation. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 50(2):212–217, 2005. (page 34).
- [Kor04] Józef Korbicz. *Fault diagnosis: models, artificial intelligence, applications*. Springer, 2004. (pages 31, 33).
- [Kou08] Katia Kouzi. *Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d’une machine à induction sans transducteur rotatif*. PhD thesis, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 2008. (page 65).
- [KPPB00] C Kral, F Pirker, G Pascoli, and W Berghold. A labview based rotor fault diagnostics tool for inverter fed induction machines by means of the vienna

- monitoring method at variable speed. In *Power Electronics Congress, 2000. CIEP 2000. VII IEEE International*, pages 324–329. IEEE, 2000. (page [102](#)).
- [Kra91] Frédéric Kratz. *Utilisation des techniques de redondances matérielles et analytiques à la détection de pannes de capteurs. Application aux centrales nucléaires*. PhD thesis, Nancy 1, 1991. (page [32](#)).
- [Kru07] Alexandre Kruszewski. *Lois de commande pour une classe de modèles non linéaires sous la forme Takagi-Sugeno: Mise sous forme LMI*. PhD thesis, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, 2007. (pages [18](#), [28](#)).
- [Kso99] M Ksouri. *Contribution à la commande multimodèles des processus complexes*. PhD thesis, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, 1999. (page [11](#)).
- [KT92] S Kaprielian and J Turi. An observer for a nonlinear descriptor system. In *Decision and Control, 1992., Proceedings of the 31st IEEE Conference on*, pages 975–976. IEEE, 1992. (page [34](#)).
- [KTIT92] Shunji Kawamoto, Kensho Tada, Atsushi Ishigame, and Tsuneo Taniguchi. An approach to stability analysis of second order fuzzy systems. In *Fuzzy Systems, 1992., IEEE International Conference on*, pages 1427–1434. IEEE, 1992. (pages [4](#), [15](#)).
- [LB01] Alan F Lynch and Scott A Bortoff. Nonlinear observers with approximately linear error dynamics: The multivariable case. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 46(6):927–932, 2001. (page [26](#)).
- [LS98] Winfried Lohmiller and Jean-Jacques E Slotine. On contraction analysis for non-linear systems. *Automatica*, 34(6):683–696, 1998. (page [27](#)).
- [LWC05] Martin L Leuschen, Ian D Walker, and Joseph R Cavallaro. Fault residual generation via nonlinear analytical redundancy. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 13(3):452–458, 2005. (page [34](#)).

- [LWHL06] Chong Lin, Qing-Guo Wang, and Tong Heng Lee. Delay-dependent lmi conditions for stability and stabilization of t–s fuzzy systems with bounded time-delay. *Fuzzy sets and systems*, 157(9):1229–1247, 2006. (page 22).
- [LWNT00] Jing Li, Hua O Wang, David Niemann, and Kazuo Tanaka. Dynamic parallel distributed compensation for takagi–sugeno fuzzy systems: an lmi approach. *Information sciences*, 123(3):201–221, 2000. (page 24).
- [LYC⁺04] Jong-Min Lee, ChangKyoo Yoo, Sang Wook Choi, Peter A Vanrolleghem, and In-Beum Lee. Nonlinear process monitoring using kernel principal component analysis. *Chemical Engineering Science*, 59(1):223–234, 2004. (page 33).
- [LYVCQ00] Weihua Li, H Henry Yue, Sergio Valle-Cervantes, and S Joe Qin. Recursive pca for adaptive process monitoring. *Journal of process control*, 10(5):471–486, 2000. (page 33).
- [Mah10] Ayan Mahamoud. *Observation et diagnostic de processus industriels à modèle non linéaire: application aux machines électriques*. PhD thesis, Ecole Centrale de Nantes (ECN)(ECN)(ECN)(ECN), 2010. (pages 102, 103, 105, 106).
- [Mar11] Julien Marzat. *Diagnostic des systèmes aéronautiques et réglage automatique pour la comparaison de méthodes/Fault diagnosis of aeronautical systems and automatic tuning for method comparison*. PhD thesis, PhD thesis, Laboratoire des signaux et systèmes, 2011. (page 29).
- [MH⁺06] El Messoussi, El Hajjaji, et al. Observer-based robust control of uncertain fuzzy dynamic systems with pole placement constraints: an lmi approach. In *2006 American Control Conference*, 2006. (page 23).
- [MKG03] B Marx, D Koenig, and D Georges. Robust fault diagnosis for linear descriptor systems using proportional integral observers. In *Decision and Control, 2003. Proceedings. 42nd IEEE Conference on*, volume 1, pages 457–462. IEEE, 2003. (page 34).

- [MMG⁺09] Badr Mansouri, Nouredine Manamanni, Kevin Guelton, Alexandre Kruszewski, and Thierry-Marie Guerra. Output feedback lmi tracking control conditions with h-infinity criterion for uncertain and disturbed t-s models. *Information Sciences*, 179(4):446–457, 2009. (page 22).
- [Mor01] Yann Morère. *Mise en œuvre de loi de commandes pour les modèles flous de type Takagi-Sugeno*. PhD thesis, 2001. (page 18).
- [MSH98] Xiao-Jun Ma, Zeng-Qi Sun, and Yan-Yan He. Analysis and design of fuzzy controller and fuzzy observer. *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, 6(1):41–51, 1998. (pages 4, 51, 54).
- [MSJ] R Murray-Smith and TA Johansen. Multiple model approaches to modelling and control, 1997. (pages 10, 13, 15).
- [Nag10] Anca Maria Nagy. *Analyse et synthèse de multimodèles pour le diagnostic. Application à une station d'épuration*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 2010. (pages 10, 13, 38).
- [NKMM⁺10] Anca Maria Nagy-Kiss, Benoît Marx, Gilles Mourot, Georges Schutz, and José Ragot. State estimation of two-time scale multiple models with unmeasurable premise variables. application to biological reactors. In *Decision and Control (CDC), 2010 49th IEEE Conference on*, pages 5689–5694. IEEE, 2010. (page 29).
- [NTHB07] Meriem Nachidi, Fernando Tadeo, Abdelaziz Hmamed, and Abdellah Benzouia. Static output-feedback stabilization for time-delay takagi-sugeno fuzzy systems. In *Decision and Control, 2007 46th IEEE Conference on*, pages 1634–1639. IEEE, 2007. (page 18).
- [Nun97] Walter Nuninger. Stratégie de diagnostic robuste à l'aide de la redondance analytique. *Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, octobre*, 1997. (page 34).
- [Orj08] Rodolfo Orjuela. *A contribution to state estimation and diagnosis of systems modelled by multiple models*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine-INPL, 2008. (pages 13, 38, 104).

- [Oud08] Mohammed Oudghiri. *Commande multi-modèles tolérante aux défauts: Application au contrôle de la dynamique d'un véhicule automobile*. PhD thesis, Université de Picardie Jules Verne, 2008. (page 15).
- [PCLT98] RJ Patton, J Chen, and CJ Lopez-Toribio. Fuzzy observers for nonlinear dynamic systems fault diagnosis. In *Decision and Control, 1998. Proceedings of the 37th IEEE Conference on*, volume 1, pages 84–89. IEEE, 1998. (page 28).
- [Pha11] Gridsada Phanomchoeng. *State, Parameter, and Unknown Input Estimation Problems in Active Automotive Safety Applications*. PhD thesis, UNIVERSITY OF MINNESOTA, 2011. (pages 38, 42).
- [PKP01] Jooyoung Park, Jinsung Kim, and Daihee Park. Lmi-based design of stabilizing fuzzy controllers for nonlinear systems described by takagi–sugeno fuzzy model. *Fuzzy Sets and Systems*, 122(1):73–82, 2001. (page 18).
- [PMZ05] AM Pertew, HJ Marquezz, and Q Zhao. Design of unknown input observers for lipschitz nonlinear systems. In *American Control Conference, 2005. Proceedings of the 2005*, pages 4198–4203. IEEE, 2005. (page 34).
- [PRP11] Gridsada Phanomchoeng, Rajesh Rajamani, and Damrongrit Piyabongkarn. Nonlinear observer for bounded jacobian systems, with applications to automotive slip angle estimation. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 56(5):1163–1170, 2011. (page 34).
- [Rew03] Michał Jerzy Rewiński. *A trajectory piecewise-linear approach to model order reduction of nonlinear dynamical systems*. PhD thesis, Citeseer, 2003. (page 11).
- [Rod05] Mickael Rodrigues. *Diagnostic et commande active tolérante aux défauts appliqués aux systèmes décrits par des multi-modèles linéaires*. PhD thesis, Université Henri Poincaré-Nancy I, 2005. (page 33).
- [Sal13] Fatma Sallem. *Détection et isolation de défauts actionneurs basées sur un modèle de l'organe de commande*. PhD thesis, Université Paul Sabatier-Toulouse III, 2013. (page 33).

- [SG92] Yongkyu Song and Jessy W Grizzle. The extended kalman filter as a local asymptotic observer for nonlinear discrete-time systems. In *American Control Conference, 1992*, pages 3365–3369. IEEE, 1992. (page [26](#)).
- [Shu07] Alexey Shumsky. Redundancy relations for fault diagnosis in nonlinear uncertain systems. *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science*, 17(4):477–489, 2007. (page [34](#)).
- [Son81] Eduardo D Sontag. Nonlinear regulation: The piecewise linear approach. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 26(2):346–358, 1981. (pages [10](#), [11](#)).
- [Ste88] M Kay Steven. Modern spectral estimation: Theory and application. *Signal Processing Series*, 1988. (page [33](#)).
- [SYS05] Arfat Siddique, GS Yadava, and Bhim Singh. A review of stator fault monitoring techniques of induction motors. *Energy conversion, iee transactions on*, 20(1):106–114, 2005. (page [102](#)).
- [SZLC98] E Schaeffer, ME Zaïm, and E Le Carpentier. Unbalanced induction machine simulation dedicated to condition monitoring. In *Proceedings of the 1998 International Conference on Electrical Machines*, pages 414–419, 1998. (page [102](#)).
- [Tah09] Bouarar Tahar. *Contribution à la synthèse de lois de commande pour les descripteurs de type Takagi-Sugeno incertains et perturbés*. PhD thesis, Université de Reims-Champagne Ardenne, 2009. (page [18](#)).
- [Tha73] FE Thau. Observing the state of non-linear dynamic systems. *International Journal of Control*, 17(3):471–479, 1973. (page [26](#)).
- [Tha12] Assem Thabet. *Estimation de l'état pour la surveillance des systèmes de grandes dimensions. Application aux réseaux électriques*. PhD thesis, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Gabès, 2012. (page [33](#)).
- [THW03] Kazuo Tanaka, Tsuyoshi Hori, and Hua O Wang. A multiple lyapunov function approach to stabilization of fuzzy control systems. *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, 11(4):582–589, 2003. (pages [28](#), [44](#)).

- [TIW98] Kazuo Tanaka, Takayuki Ikeda, and Hua O Wang. Fuzzy regulators and fuzzy observers: relaxed stability conditions and lmi-based designs. *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, 6(2):250–265, 1998. (pages [18](#), [21](#), [23](#)).
- [TL02] Shaocheng Tong and Han-Hiong Li. Observer-based robust fuzzy control of nonlinear systems with parametric uncertainties. *Fuzzy sets and systems*, 131(2):165–184, 2002. (page [49](#)).
- [TS85] Tomohiro Takagi and Michio Sugeno. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on*, (1):116–132, 1985. (pages [10](#), [13](#)).
- [TW04] Kazuo Tanaka and Hua O Wang. *Fuzzy control systems design and analysis: a linear matrix inequality approach*. John Wiley & Sons, 2004. (pages [4](#), [10](#), [13](#), [15](#), [20](#), [22](#)).
- [Vil88] Alain Villemeur. Sûreté de fonctionnement des systèmes industriels. 1988. (page [33](#)).
- [WKL03] Xun Wang, Uwe Kruger, and Barry Lennox. Recursive partial least squares algorithms for monitoring complex industrial processes. *Control Engineering Practice*, 11(6):613–632, 2003. (page [33](#)).
- [WTG96] Hua O Wang, Kazuo Tanaka, and Michael F Griffin. An approach to fuzzy control of nonlinear systems: stability and design issues. *Fuzzy Systems, IEEE Transactions on*, 4(1):14–23, 1996. (pages [18](#), [22](#)).
- [Wu08] Huai-Ning Wu. An lmi approach to robust h2 static output feedback fuzzy control for uncertain discrete-time nonlinear systems. *Automatica*, 44(9):2333–2339, 2008. (page [49](#)).
- [XZ04] Aiping Xu and Qinghua Zhang. Nonlinear system fault diagnosis based on adaptive estimation. *Automatica*, 40(7):1181–1193, 2004. (page [34](#)).
- [YE08] Xing-Gang Yan and Christopher Edwards. Robust sliding mode observer-based actuator fault detection and isolation for a class of nonlinear systems. *International Journal of Systems Science*, 39(4):349–359, 2008. (page [34](#)).

- [Yon09] Jun Yoneyama. Output feedback control for fuzzy systems with immeasurable premise variables. In *Fuzzy Systems, 2009. FUZZ-IEEE 2009. IEEE International Conference on*, pages 802–807. IEEE, 2009. (page [19](#)).
- [Zem07] Ali Zemouche. *Sur l'observation de l'état des systèmes dynamiques non linéaires*. PhD thesis, Université Louis Pasteur-Strasbourg I, 2007. (pages [27](#), [38](#)).
- [Zer11] Mohamed Zerrougui. *Observation et commande des systemes singuliers non linéaires*. PhD thesis, Université Henri Poincaré-Nancy I, 2011. (page [26](#)).
- [ZGM08] Madjid Zerzar, Kevin Guelton, and Nouredine Manamanni. Linear fractional transformation based h-infinity output stabilization for takagi-sugeno fuzzy models. *Mediterranean Journal of Measurement and Control*, 4(3):111–121, 2008. (page [19](#)).
- [Zol96] Ali Zolghadri. An algorithm for real-time failure detection in kalman filters. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, 41(10):1537–1539, 1996. (page [34](#)).
- [ZPP10] Xiaodong Zhang, Marios M Polycarpou, and Thomas Parisini. Fault diagnosis of a class of nonlinear uncertain systems with lipschitz nonlinearities using adaptive estimation. *Automatica*, 46(2):290–299, 2010. (page [34](#)).