

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de Batna

Faculté des Sciences de l'Ingénieur



Département d'Electrotechnique

Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques, LSP-IE, Batna'2000

Mémoire pour l'Obtention du Diplôme de

Doctorat en Sciences en Génie Electrique

Présenté par :

BENAICHA Samira

Ingénieur d'État, Magister en Electrotechnique de l'Université de Batna
Maître Assistante A, Université de Sétif

Thème

CONTRIBUTION A LA COMMANDE TOLERANTE

AUX DEFAUTS D'UN SYSTEME A MOTORISATION ASYNCHRONE :

"Apport de l'Intelligence Artificielle pour l'aide à la Supervision et à la Décision "

Soutenu le,....., devant le jury composé de :

N. NAIT-SAID	<i>Professeur</i>	Université de Batna	Président
F. ZIDANI	<i>Professeur</i>	Université de Batna	Dir. Thèse –Rapporteur–
M.S. NAIT-SAID	<i>Professeur</i>	Université de Batna	Co-Dir. Th. –Rapporteur–
S. CHAOUCH	<i>Maître de Conférences A</i>	Université de M'Sila	Examineur
L. RAHMANI	<i>Maître de Conférences A</i>	Université de Sétif	Examineur
A. COLEA	<i>Professeur</i>	Université de Biskra	Examineur

A la mémoire de mon Père

A la mémoire de mon frère

Abdel Karim.

Pour l'étoile source d'affection et persévérance

Pour l'être le plus chère au monde

ma Mère

A Mes frères et sœurs

A Mes Nièces et Neveux

REMERCIEMENTS

C'est la première des pages qui reste, pourtant, la dernière à écrire... Et voilà enfin, le moment d'achever ces années de travail et de recherche au sein du laboratoire de recherche LSP-IE, ou Laboratoire des systèmes de Propulsion-Induction Electromagnétique, Faculté d'Ingénieur, Département de Génie Electrique Université de Batna.

*Je remercie **Dieu** et je suis bienheureuse de pouvoir exprimer toute ma gratitude sincère envers les personnes qui m'ont aidé en contribuant à l'aboutissement de cette thèse.*

*A ce passage, je tiens particulièrement à remercier tout en exprimant ma profonde gratitude à Madame **Fatiha Zidani**, Professeur au Département de Génie Electrique (Electrotechnique) à Université de Batna, pour avoir su diriger ce travail, pour ses grandes compétences scientifiques, pour ses remarques pertinentes et pour ses conseils constructifs pour mener à bien un travail de recherche. Cela va avec la manière de mettre tous les atouts pour aboutir et pour réussir. Ces orientations m'ont profondément marqués et j'espère pouvoir continuer à en tirer les bénéfices pendant la carrière à venir. Je lui suis particulièrement reconnaissante pour avoir toujours répondu présente, surtout pendant les moments difficiles où des verrous de nature technico-scientifique semblaient difficiles à surmonter. Enfin, je dois lui reconnaître sa clairvoyance sur les axes de recherche à suivre et sa détermination à mener les travaux de recherche jusqu'au bout, sans oublier son soutien avec la confiance et l'amitié qu'elle m'a toujours témoignées. Que ce mémoire soit la marque de toute ma considération et de mon estime envers elle.*

*Que Monsieur **Mohamed-Saïd Naït-Saïd**, Professeur au Département de Génie Electrique (Electrotechnique) à Université de Batna, soit également remercié pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant d'être l'un des rapporteurs de cette thèse, mais aussi pour ses remarques et*

ses encouragements qu'il a su m'adresser, sa grande expérience, ses qualités scientifiques et humaines qui ont été toujours pour moi un générateur de motivation. Ses conseils sont souvent judicieux et ses orientations suggérées ont été pour moi autant d'aides inestimables.

*Que Monsieur **Rachid Naït-Saïd**, Maître de Conférences à l'Institut Hygiène et Sécurité à l'Université de Batna, trouve ici à cette occasion le témoignage de ma plus profonde gratitude pour les aides précieuses qu'il ma prodiguées tout le long de la réalisation de ce travail.*

*L'étude présentée dans le mémoire comporte une phase de validation expérimentale, laquelle a été cruciale d'une part pour la consolidation des résultats obtenus par simulation, et d'autre part pour enrichir mes connaissances sur les architectures et dispositifs du nouveau système DSPACE. J'ai alors fortement apprécié l'aide et la disponibilité que m'a accordées Monsieur **Gérard Champenois**, Professeur à l'Université de Poitiers et Directeur du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique (LAI) pour que mon stage soit si fructueux. Je lui remercie vivement encore une fois et pour l'accueil au sein de son Laboratoire et surtout pour sa disponibilité malgré son agenda si chargé.*

*Que Monsieur **Nasreddine Naït-Saïd**, Professeur au Département de Génie Electrique (Electrotechnique) à Université de Batna, soit chaleureusement remercié pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.*

Qu'ils soient tous remerciés d'avoir accepter d'être membres de jury examinateurs de la présente thèse dont leurs jugements me seraient certainement d'un grand profit, à savoir :

- ❖ *Mademoiselle **Souad Chaouch**, Maître de Conférences à la Faculté d'Ingénierie de l'Université de M'Sila,*
- ❖ *Monsieur **Lazhar Rahmani**, Maître de Conférences à la Faculté d'Ingénierie de l'Université de Sétif,*
- ❖ *Monsieur **Amar Golea**, Professeur à l'Université de Biskra.*

*Que Messieurs **Abdessalam Makouf et Said Drid**, respectivement, Professeur à Université deBatna et Directeur de laboratoire LS-PIE et Maître de Conférences à l'Université de Batna (membre actif du LSPIE) soient remerciés pour les moyens expérimentaux mis à mon service pour asseoir davantage ma maîtrise dans l'implantation des commandes sur DSPACE en essayant d'apporter des améliorations des résultats expérimentaux obtenus au LAII de Poitiers.*

*Je ne pourrai clore ces remerciements sans une pensée très personnelle aux membres de ma famille pour l'incalculable soutien moral et les nombreux encouragements que j'ai toujours reçu de leur part. Je remercie de tout mon cœur mes Sœurs et frères, **Nadra, Yasmina, Ghania, Naima, Fairouz, Hakim, AbdeSalem, Mohamed et Halim**. Ce fut pour moi un honneur d'avoir suivi ce parcours inimaginable, dont vous connaissez bien connu les contraintes. Je tiens à dire toute ma sympathie aux personnes avec lesquelles j'ai passé des moments formidables. Je pense bien sûr à mes amies d'enfance et amies rencontrées lors de mon parcours universitaire, particulièrement Madame **Nora Slimani**, Mademoiselle **Ghania Zidani** et Mademoiselle **Louisa Benfarhi**, Maître de Conférences à l'Université de Batna.*

S. Benaicha

Lab. LSPIE, Mars 2010

**CONTRIBUTION A LA COMMANDE TOLERANTE AUX
DEFAUTS D'UN SYSTEME A MOTORISATION ASYNCHRONE :**
"Apport de l'Intelligence Artificielle pour l'aide à la Supervision et à la Décision "

Mots Clés—Machine Asynchrone (MAS) ou *Induction Machine*, Space Vector Modulation (SVM), *Field Oriented Control* (FOC), Variations Paramétriques, *Direct Torque Control* (DTC), Torque Ripple Minimisation, Fuzzy Logic, *Fuzzy Logic Controller* (FLC), *Fault Tolerant Control* (FTC),

Résumé—La présente thèse traite les différentes contributions apportées par l'usage des techniques de la logique floue quant à l'amélioration des performances de la commande par orientation du flux (FOC) et la commande directe du couple (DTC) utilisées dans un entraînement à motorisation asynchrone. Ces améliorations concernent la robustification de la première contre les dérives paramétriques et la réduction des taux d'ondulations sur le couple pour la seconde. Ce qui donnera motivation à chercher aussi à performer une continuité de service du fonctionnement du système en jumelant les deux commandes précitées dans le contexte des commandes tolérantes aux défauts, particulièrement ceux émanant du capteur de vitesse. A ce niveau là, il s'agit bien de réaliser une transition judicieuse entre les deux commandes en plein fonctionnement lorsque un défaut capteur vitesse intervient et qu'un relais est établi entre les deux commandes pour le fonctionnement normal (sain) et celui dit dégradé. Les propositions exposées dans la thèse ont été validées sur la base des travaux de simulations reposant sur des contrôleurs flous FLC conçus sur la base d'une expertise élaborée à partir du fonctionnement du système. Il est toutefois mentionné que l'une des commandes baptisée *DTC_SVM_FLC*, qui garde d'excellentes caractéristiques dynamiques attribuées aux stratégies DTC classiques, a été validée expérimentalement sur un banc d'essai intégrant un onduleur à deux niveaux alimentant, une machine asynchrone de 1kW et un système de commande DSPACE.

إن الأبروحة المقدمة تعالج مختلف المساهمات باستعمال تقنيات المنطق الغامض في تحسين قدرات التحكم بواسطة توجيه التدفق (FOC) وكذا التحكم المباشر للمزدوجة (DTC) المستعملين في الدفع ذي التحريك غير المتزامن (IM). هذه التحسينات تخص صلابة النوع الأول من التحكم ضد الانحرافات البراميترية، و التقليل من نسب تموجات المزدوجة بالنسبة للنوع الثاني، و هذا مما يحفز على البحث أيضا عن تحسين استمرارية تشغيل المنظومة بالجمع بين التحكمين السالفي الذكر في مجال التحكمات القابلة للخلل، وبخاصة الخلل المتعلق بملتقط السرعة. و في هذه الحالة، يتعين إحداث انتقال دقيق بين التحكمين خلال التشغيل، عندما يحدث خلل في ملتقط السرعة، مما يستلزم إيجاد ربط بين التحكمين في التشغيل العادي (الصحي) و المتردي. المقترحات المعروضة في الأبروحة تم تحقيقها على أساس أعمال المماثلات المرتكزة على الضابطات الغامضة المصممة على أساس الخبرة بتشغيل المنظومة. كما تجدر الإشارة إلى أن احد التحكمات المسمى $DTC - SVM - FLC$ ، الذي يحتفظ بخصائص ديناميكية ممتازة، عائدة إلى استراتيجيات التحكم " DTC التقليدية، قد تم تحقيقه تجريبيا على طاولة اختبار تحتوي على مموج ذي مستويين يمون آلة غير متزامنة قدرتها 1 كيلوواط، و منظومة تحكم « DSPACE ».

الكلمات المفتاحية — الآلة غير المتزامنة (IM)، المقاييس الشعاعية (SVM)، المراقبة الشعاعية ذات المجال الموجه (FOC)، التغيرات، المراقبة المباشرة للمزدوجة (DTC)، تقليص تموجات المزدوجة، المنطق الغامض، الضابط الغامض (FLC)، التحكم القابل للخلل (FTC).

Abstact

This thesis is devoted to present the different contributions using the fuzzy logic techniques to improve the performances when the induction motor is controlled by the two popular controls: the field oriented control (FOC) and the direct torque control (DTC). These improvements have been carried out to solve the problem of the parameters variations in FOC and the torque ripple reduction in DTC. What motivation will also look for to perform a service continuity of system operation by combining the above two commands in the context of the fault tolerant control, particularly when the speed sensor failure is detected. At this level, a transition between FOC and DTC should be occurred and relay could be established between the normal and abnormal operating regime of the machine. The underline proposals have been validated on the numerical simulation when different fuzzy controllers (FLC) have been designed from the realized expertise extracted form the knowledge of the functioning system. Note that the so-called control DTC_SVM_FLC, which presents a very interesting dynamic performances like those attributed to the classical DTC, has been validated experimentally on 1 kW induction motor stator voltage PWM supplied and controlled by the DSPACE system.

Keywords— *Induction Machine (IM), Space Vector Modulation (SVM), Field Oriented Control (FOC), Parametric Variation, Direct Torque Control (DTC), Torque Ripple Minimization, Fuzzy Logic, Fuzzy Logic Controller (FLC), Fault Tolerant Control (FTC).*

LISTE DES PUBLICATIONS

Revues internationales

S. Benaïcha, R. Nait-Said, F. Zidani and M.S Nait-Said « Fuzzy Fault Tolerant Control of an Induction Motor, » *International Journal Modelling, Identification and Control*, Vol. 4, No. 2, pp. 60-69, 2008.

S. Benaïcha, R. Nait-Said, F. Zidani, M.S. Nait. Said and B. Abdelhadi « A Direct Torque fuzzy Control of SVM Inverter-Fed Induction Motor Drive, » *International Journal Artificial Intelligence and Soft Computing*, Vol. 1, No. 2/3/4, pp. 259-270, 2009.

S. Benaïcha, R. Nait-Said, F. Zidani and M.S. Nait. Said « Direct Torque with Fuzzy Logic Torque Ripple Reduction based Stator Flux Vector Control, » *Mediamira Science PuPlisher, ACTA Electrotechnica*, Vol. 50, N° 1, pp. 31-37, 2009.

Conférences internationales

S. Benaïcha, R. Nait-Said, F. Zidani and M.S. Nait-Said, « A Rotor Time Constant Adaptation In Direct Field Orientation Control Using Fuzzy Logic For An Induction Motor, » *International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT'09)*, Sousse Tunisia, October 31-Novomber 02, 2009.

S. Benaïcha, R. Nait-Said, F. Zidani and M.S. Nait. Said « Direct Torque with Fuzzy Logic Torque Ripple Reduction based Stator Flux Vector Control, » *Second International Conference on Computer and Electrical Engineering (ICCEE 2009)*, Dubai, UAE, Vol.2, pp.130-135, December 28 - 30, 2009.

Conférences nationales

S. Benaïcha, R. Nait-Said, F. Zidani and M.S. Nait. Said, « Improved Performances of DTC Control of Induction Motor Drives, » *Frist International Conference on Electrical Systems (PCSE'05)*, O. E. Bouaghi Algeria pp. 225-229, May 9-11, 2005.

S. Benaïcha, R. Nait-Said, F. Zidani et M.S. Nait. Said, « Etude Comparative Des Commandes FOC et DTC d'une Machine Asynchrone, » *International Conference On Electrical Engineering and Application (ICEEA'06)*, Sidi Bel-Abbés Algeria, pp. 278-283 May 22-23 2006.

S. Benaïcha, R. Nait-Said, F. Zidani et M.S. Nait. Said, « Fuzzy Rotor Time Constant Estimator in Direct field Orientation Control of Induction Motor, » *International Conference on Control, Modelling and Diagnosis (ICCMD'06)*, Annaba Algeria, May 22-24, 2006.

SOMMAIRE

RESUME ET MOTS CLES	<i>i</i>
SOMMAIRE	<i>ii</i>
NOTATIONS ET SYMBOLES	<i>vi</i>
INTRODUCTION GENERALE	<i>1</i>
<i>Chapitre.1</i>	
ETAT DE L'ART SUR L'AMELIORATION DES PERFORMANCES DES COMMANDES VECTORIELLE ET DIRECTE DU COUPLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE POUR LE FONCTIONNEMENT EN DEGRADE	
1.1 Introduction	<i>5</i>
1.2 Dérives paramétriques	<i>6</i>
1.2.1 Dérives paramétriques dans la commande FOC	<i>6</i>
1.2.2 Dérives paramétriques dans la commande DTC	<i>7</i>
1.3 Effets des ondulations dans la commande (DTC)	<i>8</i>
1.4 Commande tolérante aux défauts	<i>9</i>
1.5 Logique floue dans les systèmes de commande électrique	<i>10</i>
1.5.1 Théorie de la logique floue	<i>10</i>
1.5.2 Logique floue dans les applications génies électriques	<i>11</i>
1.6 Conclusion	<i>12</i>

Chapitre 2

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DEDIEE POUR LES DEUX COMMANDES TYPES FOC ET DTC

2.1 Introduction	13
2.2 Modélisation de la machine asynchrone	14
2.2.1 Présentation de la machine asynchrone (MAS)	14
2.2.2 Modélisation de la machine asynchrone (MAS)	14
2.2.3 Modèle dédiée à la commande (CV-OFR)	17
2.2.4 Modèle dédiée à la commande (DTC)	18
2.3 Modélisation de l'onduleur de tension triphasée	18
2.4 Modèle pour la commande	18
2.4.1 Commande vectorielle par orientation du flux (FOC)	19
2.4.1 1 Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique (CV-OFR)	19
2.4.1 2 Commande vectorielle par Orientation du Flux Statorique (CV-OFS)	20
2.4.2 Commande Directe du Couple (DTC)	23
2.4.2.1 Règles d'évolution du flux statorique et couple	24
2.4.2.2 Stratégies de contrôle	24
2.5 Conclusion	26

Chapitre 3

ESTIMATEURS FLOUS DE LA CONSTANTE DU TEMPS ROTORIQUE POUR UNE CV-OFR D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

3.1 Introduction	27
3. 2. Adaptation de la résistance rotorique	27
3.2.1 Analyse de la déviation de la constante du temps rotorique	27
3.2.2 Première approche de l'estimateur flou de la constante du temps rotorique	31
3.2.3. Deuxième approche de l'estimateur flou de la constante du temps rotorique	33
3.3 Performances de la CV-OFR avec estimation de T_r par la logique floue	35
3.4 Conclusion	43

Chapitre 4

APPROCHE FLOUE POUR LA MINIMINATION DES ONDULATIONS DE COUPLE D'UNE MAS COMMANDEE PAR DTC

4.1 Introduction	44
4.2 Effet des ondulations sur les performances de la commande DTC	45
4.2.1 Première approche de minimisation de l'ondulation (DTC-discrète)	45
4.2.1.1 DTC avec régulateurs hystérésis flous (FLC)	46
4.2.1.2 DTC avec Modulation vectorielle (SVM)	50
4.2.2 Deuxième approche de minimisation des ondulations (DTC-continue)	55
4.3 Estimation de la résistance statorique par la logique floue	59
4.3.1 Effet de la variation de la résistance de stator	59
4.3.2 Interprétation des résultats de simulation	61
4.3.3 Correction de l'Influence de la résistance statorique	62
4.3.3.1 Estimateur floue de la résistance statorique	62
4.4 Conclusion	70

Chapitre 5

COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS : CAPTEUR APPROCHE DE GESTION FLOUE DES TRANSITIONS ENTRE COMMANDES

5.1 Introduction	71
5.2 Principe de la commande tolérante au défaut	72
5.3. Position du problème et procédure de la transition	73
5.3.1. Contrôle à flux rotorique orienté	73
5.3.2. Contrôle sans capteur de vitesse	73
5.3.3. Contrôle scalaire du courant	73
5.3.4 Contrôle scalaire sans capteur de courant (Loi V/f)	73
5.4. Stratégie du contrôleur de transition "système de décision floue"	74
5.4.1. Conception du bloc de décision floue	74
5.4.2. Extraction des règles floues	74
5.4.3 Estimation de la vitesse par la technique (MRAS)	79
4.5 Conclusion	82

Chapitre 6

SIMULATION EN TEMPS RÉEL DE LA MINIMISATION DES ONDULATIONS DE LA COMMANDE DTC

6.1 Introduction	84
6.2 Banc expérimental	85
6.3 Validation des modèles de simulation	86
6.3.1 Implantation des différentes stratégies de commandes DTC	86
6.3.2 Résultats expérimentaux	87
6.4 CONCLUSION.	92
CONCLUSION GENERALE	93
ANNEXES	
Annexe A : Théorie de la logique floue	96
Annexe B : Paramètres des machines à induction et machine à courant continu	98
Annexe C : Traduction de la table de Takahashi par une tension générée	100
REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUE	101

NOTATIONS ET SYMPOLES

C

C_e	Couple électromagnétique	[Nm]
C_r	Couple statique imposé à l'arbre de la machine	[Nm]

f

f	Coefficient de frottement	[Nmsrad ⁻¹]
-----	---------------------------	-------------------------

I

$i_{a, b, c}$	Courants instantanés des phases de la machine	[A]
i_{sa}	Courant statorique suivant l'axe α	[A]
$i_{s\beta}$	Courant statorique suivant l'axe β	[A]
i_{sd}	Courant statorique suivant l'axe direct	[A]
i_{sq}	Courant statorique suivant l'axe en quadrature	[A]

J

J	Moment d'inertie des masses tournantes	[Nms ² rd ⁻¹]
-----	--	--------------------------------------

L

l_s	Inductance de fuite cyclique statorique	[H]
l_r	Inductance de fuite cyclique rotorique	[H]

M

M_s	Inductance mutuelle entre deux phases du stator	[H]
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor	[H]
M_{sr}	Inductance mutuelle cyclique stator/rotor	[H]
M_{rs}	Inductance mutuelle cyclique rotor/ stator	[H]

P

p	Nombre de paires de pôles	[-]
$P(\theta_{obs})$	Matrice de transformation de Park	[-]

R

R_r	Résistance d'une phase rotorique	[Ω]
R_s	Résistance d'une phase statorique	[Ω]

T

T_e Période d'échantillonnage [s]

U

U_0 Tension redressée aux bornes du redresseur [V]

V

$V_{a, b, c}$ Tensions instantanées des phases de la machine [V]

V_{sd} Tension statorique suivant l'axe direct [V]

V_{sq} Tension statorique suivant l'axe en quadrature [V]

LETTRES GRECQUES

α, β Axes correspondant au référentiel fixe par rapport au stator [-]

σ Coefficient de dispersion de Blondel [-]

θ_{obs} Position arbitraire du repère du Park [degré]

ω Vitesse angulaire de rotation du rotor [rds⁻¹]

ω_r Pulsation rotorique ou de glissement [rds⁻¹]

ω_s Pulsation statorique [rds⁻¹]

Φ_{sd} Flux statorique suivant l'axe direct [wb]

Φ_{sq} Flux statorique suivant l'axe en quadrature [wb]

Φ_{sa} Flux statorique suivant l'axe α [wb]

$\Phi_{s\beta}$ Flux statorique suivant l'axe β [wb]

Ω Vitesse mécanique du rotor [rds⁻¹]

NOTATIONS

* Grandeur de commande

^ Grandeur estimée

~ Grandeur mesurée

s, r Indices des axes statorique et rotorique

ACRONYMES

MAS Machine Asynchrone (Induction Motor)

DTC Direct Torque Control (Commande Directe du Couple)

FOC Field Oriented Control (Commande Vectorielle par Orientation du flux)

FTC Fault Tolerant Control (Commande Tolérante aux Défauts)

MLI Modulation par Largeur d'Impulsion

SVM Space Vector Modulation (Modulation Vectorielle)

DSP Digital Signal Processeur

INTRODUCTION GENERALE

En raison d'une modernisation incessante des outils de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués. En parallèle, une demande accrue de fiabilité, de disponibilité, et de sûreté de fonctionnement des systèmes sont devenus de véritables enjeux du troisième millénaire. L'Automatique, qui repose sur une notion de système représentant un ensemble d'éléments formant un tout structuré, a permis à l'homme de développer des méthodes de supervision telles le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des systèmes. Ainsi, le point de départ de cette étude a été d'investiguer une stratégie de "Commande Tolérante aux Défauts" d'une machine asynchrone. Le Laboratoire des systèmes de Propulsion-Induction Electromagnétique (*LSP-IE*) s'est investi depuis quelques années dans le diagnostic et la commande tolérante aux défauts des machines électriques et plus particulièrement celui réservé à la machine asynchrone.

L'objectif de ce travail est de réaliser un mécanisme de contrôle permettant de garantir les performances jugées atteignables en fonctionnement défaillant des systèmes à motorisation asynchrone contrôlés par des commandes vectorielles à large domaine d'applications telles que la commande vectorielle par orientation flux (en anglais, *FOC* : *Field Oriented Control*) et la commande directe du couple (en anglais, *DTC* : *Direct Torque Control*). Ces deux commandes présentent d'excellentes performances en terme de la rapidité de disposition du couple, mais elles restent tributaires des inconvénients inhérents à leurs propres modes de fonctionnements qui peuvent altérer ces mêmes performances acquises. Étudier ces inconvénients et essayer de trouver des solutions est une nécessité pour parvenir à construire l'architecture de notre commande tolérante. D'autre part, la capacité et la puissance que confèrent les techniques d'intelligences artificielle dans la résolution des différents problèmes rencontrés dans le domaine industriel, notamment ceux liés à la commande des machines électriques, en trouvent dans l'utilisation de la logique floue une des voies intéressantes particulièrement pour la mise en œuvre du noyau de la commande tolérante proposée. Celle-ci est conçue par un bloc de décision de transition d'une commande *FOC* avec capteur de vitesse vers une commande *DTC* sans capteur de vitesse.

A travers ce mémoire, nous allons brosser un tableau de toutes les étapes à franchir pour parvenir à ce dit objectif. Ces étapes sont les suivantes :

- Amélioration des performances de la commande *FOC*: adaptation de la résistance rotorique par amélioration et maintien de l'efficacité des performances du découplage.
- Amélioration des performances de la commande *DTC*: minimisation du taux d'ondulations et faire fonctionner la commande à des faibles vitesses.
- Elaborer une commande tolérante aux défauts, particulièrement le défaut qui surgit au niveau du capteur de la vitesse d'une machine asynchrone.

Afin de répondre aux objectifs cités ci-dessus, le manuscrit de la thèse sera organisé autour de six chapitres :

Le **chapitre 1** est consacré à l'état de l'art des principaux problèmes rencontrés dans les différents contrôles utilisés dans notre étude. Nous nous attachons à une analyse plus approfondie des ces différentes problèmes utilisant des informations issues d'une synthèse bibliographique d'un certain nombre d'articles de revues et de conférences. Cette analyse nous permettra de mettre en évidence certaines limitations de ces commandes, de préciser les hypothèses de travail et de motiver les orientations adoptées par la suite.

Le **chapitre 2** a pour objectif de présenter une synthèse de lois et de techniques de commandes appliquées sur les machines asynchrones. D'abord modéliser la machine asynchrone ensuite la théorie de ces commandes est faite, qui aidera à justifier notre méthodologie pour atteindre notre objectif de travail.

Le **chapitre 3** sera consacré à la première application de l'outil de la logique floue pour réduire l'effet de la variation de la résistance rotorique sur les performances de la commande *FOC*. L'efficacité du variateur est présenté en premier lieu, puis deux mécanismes d'adaptation basés sur la logique floue sont développés afin d'éliminer les effets néfastes provoqués par la variation de la résistance rotorique accompagnées par une étude comparative entre les performances des deux mécanismes d'adaptations.

Le **chapitre 4** porte sur la commande directe du couple de la machine asynchrone. Nous nous attacherons à améliorer ce type de contrôle afin de réduire les oscillations de couple et les bruits acoustiques ainsi que la variation paramétrique notamment celle causé par la résistance statorique. Au premier lieu et afin de s'affranchir de l'inconvénient des oscillations du couple, nous trouverons deux façons d'envisager des approches de commandes *DTC* :

- i. Pour une Première approche, la table de commutation est remplacé par un bloc de génération de tension qui est déduite à partir de la table de Takahashi et les hystérésis par des régulateurs flous, pour mettre en œuvre cette commande que nous avons appelée "*DTC discrète*". Nous présentons tout d'abord la commande classique avec les régulateurs flous (*DTC_FLC*) ensuite une commande *DTC* avec Modulation de Vectorielle ou *SVM* (en anglais, *Space Vector Modulation*) en utilisant à la place de la table de vérité un bloc de génération de tension. Ce dernier conduira à l'élaboration d'un mécanisme plus performant utilisant la *SVM* et des régulateurs flous ou ce qu'on a appelé par nos soins *DTC_SVM_FLC*.
- ii. Après avoir testé via des simulations, les performances de la commande "*DTC discrète*" nous avons aussi présenté une commande développée dans le cadre de cette thèse dénommée "*DTC continue*" associée à la technique de Modulation Vectorielle (*SVM*) et la logique floue.

Afin d'apprécier les performances de ces deux approches, une analyse comparative, entre le *DTC* classique (2-niveaux) et les stratégies proposées, est réalisée par des simulations, mettant en exergue l'intérêt d'une association entre les lois de contrôle direct du couple avec la *SVM* et la logique floue. L'approche classique, largement décrite dans la littérature scientifique, est basée sur la reconstitution des états flux et couple à partir de l'intégration du vecteur tension

du stator. Cette technique d'estimation, si elle présente l'avantage de sa simplicité, elle possède surtout une sensibilité aux variations de la résistance statorique. S'affranchir de cet inconvénient revient à concevoir un estimateur flou de cette résistance.

Le **chapitre 5** qui s'intitule « *commande tolérante aux défauts : capteur Approche de gestion floue des transitions entre commandes* » constitue la partie centrale de notre travail. Elle est basée sur la mise en œuvre d'un mécanisme de contrôle permettant de garantir des performances jugées atteignables en fonctionnement défaillant. Le début de ce chapitre est consacré à l'élaboration d'une hiérarchisation comportant une commande vectorielle utilisant un capteur de vitesse et une commande directe du couple sans capteur de vitesse, le système proposé permet de maintenir les performances maximales en cas de défaut du capteur de vitesse. Pour réaliser cet objectif, un système de décision flou permet alors de détecter le défaut et en même temps d'accomplir la transition entre les deux commandes *FOC-DTC*. Par la suite une méthode d'estimation de vitesse bâtie sur la technique *MRAS (Model Reference Adaptive System)* est introduite au niveau de la commande *DTC* afin d'apporter une amélioration substantielle sur la vitesse.

Le **chapitre 6** sera consacré enfin à la validation expérimentale de la stratégie de la commande "*DTC discrète*" énoncée dans le chapitre 4. Après validation pour le cas d'un onduleur à 2 niveaux alimentant une machine asynchrone, nous présenterons également l'architecture du système de contrôle retenue pour la validation expérimentale. Ce rapport se terminera par une conclusion sur les travaux réalisés en mentionnant les éventuelles investigations futures qui restent à concrétiser.

Chapitre 1

ETAT DE L'ART SUR L'AMELIORATION DES PERFORMANCES DES COMMANDES VECTORIELLE ET DIRECTE DU COUPLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE POUR LE FONCTIONNEMENT EN MODE DEGRADE

1.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone à cage connaît un succès croissant depuis deux décennies en remplaçant progressivement les machines à courant continu et synchrones dans de nombreuses applications industrielles et dans les transports. Les dernières générations de trains à grande vitesse en sont un exemple édifiant. Ce succès acquis par la machine asynchrone s'explique par sa conception robuste réduisant les frais de maintenance, par son coût relativement moindre par rapport aux autres machines électriques et également par l'augmentation des capacités de calcul des microprocesseurs permettant de réaliser une commande performante. En effet, de par ces moyens les systèmes électriques d'actionnement et d'entraînement, utilisant des moteurs asynchrones alimentés par onduleur de tension, peuvent actuellement atteindre des hautes performances statiques et dynamiques des variables couple et flux du moteur [1-6].

Depuis une trentaine d'années, des contrôles spécifiques assurent un découplage des variables contrôlées par l'utilisation de repères appropriés. Ces méthodes appelées vectorielles par orientation du flux (statorique ou rotorique) "*FOC*" (Field Oriented Control) assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu [7]. Il advient notamment, que le développement des nouvelles techniques de traitement des signaux qui ont donné lieu à la réalisation de stratégies de régulation entièrement inédites. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de contrôle direct du couple électromagnétique "*DTC*" (Direct Torque Control) [8-9]. Malgré les performances apportées par les commandes vectorielles et par la commande directe du couple, des inconvénients inhérents à leurs propres conceptions peuvent affecter ces performances dans certaines applications à titre d'exemples l'influence des variations paramétriques dans la *FOC*, le taux d'ondulations du couple dans la *DTC* et même le comportement en fonctionnement dégradé.

Dans ce qui suit, il sera exposé un état de l'art succinct des différents problèmes rencontrés quant à l'application de ces dites commandes utilisant un moteur asynchrone, tout en présentant les quelques solutions d'usage, notamment la logique floue en sera un des moyens pour parvenir à cette fin et dont la présente thèse lui sera consacrée.

1.2 DERIVES PARAMETRIQUES

La principale difficulté de la mise en œuvre des commandes *FOC* et *DTC* du moteur asynchrone est liée au contrôle du flux dans la machine, en raison de la difficulté de mesure directe et qui fait le recours à son estimation. Cette dernière dépend du modèle de la machine asynchrone qui peut induire d'importants problèmes de sensibilité liés essentiellement aux incertitudes de modélisation. Ces incertitudes sont dues aux variations des résistances statoriques ou rotoriques avec la température et l'effet de peau et aux variations des inductances avec la saturation magnétique. Cette sensibilité paramétrique est liée à la nature de la stratégie de commande utilisée [2].

1.2.1 Dérives paramétrique dans la commande FOC

Lorsque le moteur est contrôlé par la méthode de commande vectorielle (orientation du flux rotorique), il est exposé à des contraintes qui peuvent affecter potentiellement ses performances. Autrement dit, le contrôle linéaire du couple, obtenu grâce au découplage effectif de la machine, n'est plus valable lorsque la résistance rotorique change avec la température. Ce paramètre peut varier à 100% avec la température et peut induire des erreurs sur l'amplitude et sur l'orientation du flux dans la machine avec les conséquences suivantes [2] :

- Pour développer un couple donné, le courant statorique peut croître et augmenter les pertes du système inutilement.
- Pertes des performances dynamiques, voire statiques.

Pour garantir de bonnes performances en régime dynamique et statique de la commande vectorielle, il est nécessaire de concevoir une régulation robuste et insensible aux variations paramétriques, notamment celles de la résistance rotorique qui demeure le paramètre clé dans la commande *FOC* [10-13].

De nombreux travaux ont été consacrés à l'estimation et à l'identification de la constante de temps rotorique en considérant toujours le problème thermique. L'approche adaptative proposée dans [14] consiste à ajuster la vitesse de glissement afin que le flux rotorique puisse suivre sa référence conformément à une équation déduite à partir du modèle de la machine. Toutefois l'algorithme obtenu présente l'inconvénient lié au fait que la constante de temps rotorique est un paramètre de cette équation déduite. Dans [10], l'algorithme d'adaptation de la constante de temps rotorique est basé sur deux observateurs du flux magnétisants, l'un est déduit à partir des mesures à l'entrée du stator présentant le modèle de référence. L'autre observateur est un modèle en courant magnétisant liée directement à la connaissance de la valeur de la constante du temps rotorique, il est considéré comme modèle ajustable. La constante du temps rotorique est ajustée à sa valeur réelle à partir d'un bloc d'estimation floue. Cette approche s'avère intéressante en raison de l'utilisation de la logique floue et de l'absence, par conséquent, des paramètres de la machine dans l'algorithme. L'approche proposée dans [12] est basée sur l'estimation de la composante quadrature du flux rotorique avec introduction de la logique floue. La méthode exposée dans [13] est basée sur l'estimation des deux composantes du flux directe et a quadrature avec utilisation de la logique floue. Dans la référence [15], l'adaptation en temps réelle de la constante du temps rotorique est élaborée par l'estimation de la composante directe du flux rotorique et celle de la vitesse rotorique avec l'introduction de la logique floue.

1.2.2 Dérives paramétrique dans la commande DTC

La résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine qui intervient dans la commande directe du couple, ceci pour l'estimation du vecteur flux statorique. De ce point de vue, qui est purement théorique, on peut donc considérer une robustesse infinie par rapport aux autres paramètres de la machine, et en particulier par rapport aux paramètres rotoriques. Néanmoins, dans toute application réelle où le fonctionnement à basses vitesses est exigé, l'estimation du flux statorique par une intégration en boucle ouverte de la tension statorique diminuée de la chute résistive conduit à une estimation erronée du flux [16]. Ceci peut s'aggraver notamment sous l'influence des temps morts, les seuils de tension des semi-

conducteurs de puissance, les temps de montée et descente de la tension lors des commutations déformant la tension statorique devenant difficile à concevoir au terme fondamental [17].

De plus, les erreurs d'identification et la variation de la résistance statorique contribuent aussi à une mauvaise estimation du flux et peuvent éventuellement entraîner une divergence de l'estimation. Ainsi, une estimation de cette résistance est nécessaire et indispensable aux basses vitesses. Dans d'autre cas, pour remédier à ce problème une observation du flux en boucle fermée, en faisant intervenir un modèle de la machine est utilisée [18], ce qui fait appel à la connaissance d'autres paramètres de la machine particulièrement les paramètres rotoriques. Le choix d'un estimateur flou reste une solution pour surpasser le problème lié à la variation de la résistance statorique [19-20] sans l'utilisation ni la connaissance d'autre paramètres de la machine.

1.3 EFFETS DES ONDULATION DANS LA COMMANDE (DTC)

Dans les structures classiques du contrôle direct de couple utilisant les régulateurs à hystérésis, la fréquence de commutation est variable, causant des oscillations du couple électromagnétique [21]. Plusieurs contributions ont été proposées afin de pallier ces problèmes; on cite des contrôleurs PI (Proportional-Integral) [22-23], et à la place des régulateurs à hystérésis des régulateurs à hystérésis à bandes variables [24]. Dans la méthode de contrôle hybride [25], on se propose d'utiliser modèles de l'ensemble convertisseur-machine pour déterminer les états de commutation optimums. Dans [26] et [27] l'instant de commutation optimisé est calculée suivant une loi de minimisation des oscillations du couple, mais la réalisation est plus compliquée et nécessite beaucoup de commutations. On utilise aussi les techniques de modulation vectorielle (*SVM* : Space Vector Modulation) dans le contrôle *DTC* [22], [28] dans le but de réduire les oscillations du couple et du flux en agissant sur les vecteurs d'état. Cela simplifie les structures de contrôle et la fréquence de commutation est fixée par la technique *SVM*. La technique de logique floue avec l'association de la *SVM* est utilisé dans [29] et [30].

1.4 COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS

Les tâches de contrôle/commande des systèmes industriels sont généralement réalisées à partir d'un ordinateur qui collecte, centralise et traite l'ensemble des informations disponibles via les capteurs et les chaînes d'acquisitions pour élaborer des actions de commande à appliquer au système. Avec la complexification des procédés et l'augmentation des éléments technologiques matériels ou logiciels qui sont souvent intégrés aux boucles de contrôles, la tolérance aux défauts est devenue l'une des préoccupations majeures dans la conception des

systèmes automatisés complexes [31-32].

Pour répondre aux nouveaux problèmes posés par les impératifs de tolérance aux défauts dans ces systèmes, de nombreuses méthodes et techniques fondées sur des modèles dynamiques ont été développées pour la détection d'anomalies, le traitement de ces anomalies et la prise de décision concernant la reconfiguration du système ou de ses objectifs. Ces thématiques sont souvent abordées dans la littérature relevant de la commande tolérante aux défauts (*FTC* Fault Tolerant Control) et ont fait l'objet de nombreux travaux de la part de la communauté scientifique [33]. Historiquement, les travaux précurseurs dans ce domaine étaient motivés par les applications aéronautiques et spatiales à voir par exemple [34], où la prise de décision concernant la reconfiguration du système ou de ces objectifs a une importance capitale.

Un système tolérant les défauts se caractérise par son aptitude à maintenir ou retrouver des performances en dysfonctionnement (dynamiques ou statiques) proches de celles qu'il possède en régime normal de fonctionnement. Différentes causes peuvent être à l'origine de ces dysfonctionnements.

Les défaillances internes résultent de différents facteurs plus ou moins maîtrisés : vieillissement, fatigue, maintenance mal adaptée. Elles produisent des dysfonctionnements des matériels, comme par exemple une défaillance de la structure physique (composants internes), du système de perception (capteurs matériels ou informationnels), ou défaillance du système d'action (actionneurs, régulateurs, réseaux de transmission, organes de traitement).

Les défaillances externes résultent de l'action de l'environnement dans lequel le système évolue (perturbations, erreurs des opérateurs humains). Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse au cas des défaillances internes qui affectent directement le système à contrôler [35].

Les défauts correspondent alors à des événements qui peuvent survenir dans différentes composantes d'un système comme le présente la **figure 1.1** [36]. Ils peuvent être classifiés selon une échelle de sévérité allant de la détérioration complète d'un composant, au dysfonctionnement partiel. Les défauts peuvent ainsi être modélisés en utilisant soit une forme additive, soit une forme multiplicative. Généralement, les défauts additifs correspondent aux changements constatés indépendamment des entrées connues. Les défauts multiplicatifs, quant à eux, correspondent à des changements de paramètres qui causent l'évolution des sorties et dont l'amplitude dépend des entrées connues.

Parmi les méthodes de commande tolérante aux défauts, on distingue les approches dites passives et les approches dites actives. Les premières s'inspirent des techniques de commande robuste et consistent à garantir que le système en boucle fermée demeure peu sensible à l'occurrence de certains défauts. Les techniques de commande fiable (reliable control) [37] appartiennent également à cette catégorie. Dans le cas des approches actives, en fonction de la

sévérité de l'impact du défaut sur le système, une nouvelle loi de commande (modification de la structure ou/et des paramètres) est appliquée après que le défaut ait été détecté et localisé.

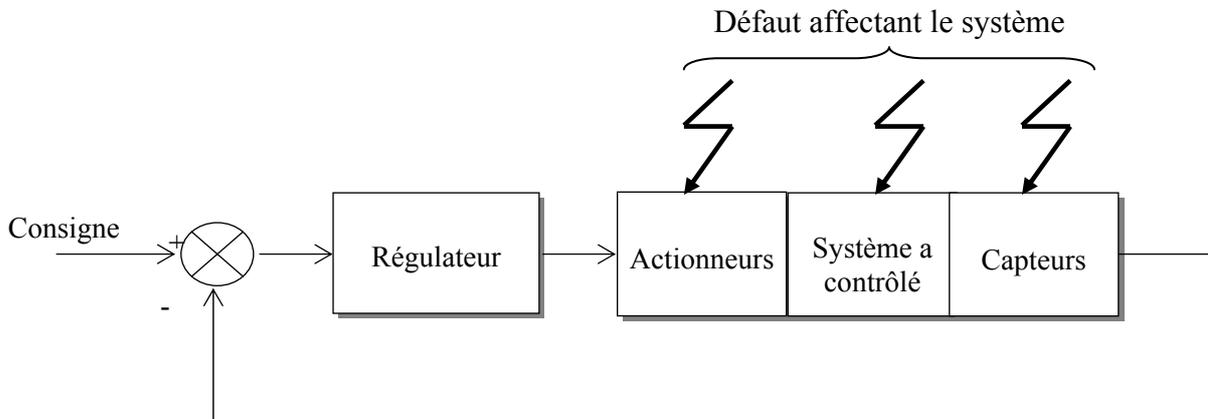


Figure1.1 : Défauts affectant un système commandé

1.5 LOGIQUE FLOUE DANS LES SYSTEMES DE COMMANDE ELECTRIQUE

1.5. Théorie de la logique floue

La représentation d'un procédé par un modèle mathématique, primordiale pour la synthèse de lois de commande, est caractérisée par des équations différentielles linéaires ou non linéaires reliant les entrées, les états et les sorties. Ces équations différentielles sont parfois très difficiles à trouver, notamment pour les procédés non linéaires complexes qui font apparaître beaucoup de paramètres (moteur thermique, procédé chimique,...). Une solution à ce problème peut être envisagée à partir d'une représentation du comportement du procédé non linéaire par un modèle flou où les relations entre les entrées, les sorties et les états sont exprimées par des règles floues [38-39].

Si d'un point de vue mathématique les systèmes sont classés selon la nature des équations qui les caractérisent (linéaires, non linéaires, ...etc), les systèmes flous sont quant à eux répertoriés selon leur nature structurelle du mécanisme flou ainsi élaboré à partir d'une expertise

On distingue classiquement deux grandes familles de systèmes flous: systèmes flous à conclusions symboliques (systèmes de Mamdani) [40-42] et systèmes flous à conclusion fonctionnelle (systèmes flous de Takagi-Sugeno-Kang) [43-45].

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

leur aspect externe. D'un point de vue interne, un mécanisme de calcul est associé à chaque famille de système. Pour les systèmes de Sugeno, celui-ci est purement numérique et s'exprime aisément de manière analytique selon une approche unique, commune à l'ensemble des systèmes de la famille. Par contre l'implantation des systèmes de Mamdani peut être envisagée de différentes façons.

Dans cette thèse, on limite la présentation des systèmes flous à ceux qui seront directement exploités dans les approches de commande développées, à savoir les systèmes flous de Mamdani. Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base, on ne retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue (voir Annexe.A).

1.5.2 Logique floue dans les applications génie électrique

L'avancement des recherches dans le domaine du flou a prouvé la capacité et la puissance des modèles flous dans l'identification (apprentissage) floue des procédés non linéaires. Plusieurs chercheurs utilisent cette puissance d'apprentissage pour représenter la dynamique des procédés non linéaires [42] [46-48]. La problématique de l'identification et de la commande floue est basée sur la propriété d'approximation universelle des systèmes flous. En effet, ceux-ci sont capables d'approximer, avec un degré de précision arbitraire fixé, n'importe quelle dynamique non linéaire sur un ensemble compact [49-50].

Si théoriquement il est toujours possible de représenter la dynamique d'un système non linéaire par un système flou, en pratique cette représentation peut nécessiter l'utilisation d'un nombre très grand, voire infini, de règles floues. Dans ce cas, un système non linéaire est représenté par un modèle flou nominal, comportant un nombre fini et raisonnable de règles floues fixé a priori, auquel on attache une erreur d'approximation vue comme une incertitude. Pendant longtemps, les recherches en commande floue n'ont intéressé qu'un nombre restreint de chercheurs, car malgré le succès du contrôle flou dans le domaine industriel, les automaticiens ont souvent été très critiques à l'égard de cette technique. Parmi les remarques invoquées, on trouve :

- l'absence de résultats a priori sur la stabilité dans les problèmes de commande floue,
- l'absence d'explication profonde de la robustesse des systèmes de commande floue.

Il a fallu attendre la dernière décennie pour que des méthodes de commande floue assurant la stabilité et parfois la robustesse des structures de commande soient proposées [51-53]

Si les premières applications de la commande floue ont été développées en Europe par Mamdani, Van Lauta Lemke, Willayes dans les années 1975, ce type de commande a été

largement utilisé au Japon à la fin des années 80 et au début des années 90, sur le métro Sendai (Juillet 1987), dans la conception du lave-linge Aïsaïgo Day Fuzzy de Matsushita (Février 1990), par exemple.

Tirant profil d'une évolution de la technologie permettant d'aborder des problèmes en temps réel, à dynamique rapide (plus rapide que dans les premières applications de type conduite de processus lents: chaudière, fours,.....), l'industrie japonaise a développé des produits grand public à base de logique floue:

- appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs,...etc) ,
- systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs,...)
- systèmes automobiles embarqués (BVA, ABS, suspension, climatisation,...etc.),
- systèmes autonomes mobiles,
- systèmes de transport (train, métro, ascenseur,...),
- systèmes de conditionnement d'ambiance,
- systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance,
- systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet.

Terminons cette liste par une application, à savoir la commande à distance d'un hélicoptère sans pilote, pour des opérations de sauvetage ou d'inspection de sites dangereux, travail développé par l'équipe du Professeur Sugeno. Ce système intrinsèquement non linéaire, instable et présentant de fort couplage, est caractérisé par 15 variables d'état et 4 commandes (vitesse et inclinaison des rotors), reçoit des ordres globaux du style: atterrissage, décollage, vol stabilisé, vol avant, vol arrière, virage à droite, virage à gauche,....

1. 6 CONCLUSION

Au cours de cette prospection bibliographique nous avons essayé de pointer un certain nombre d'études de travaux effectués pour les commandes à vitesse variables utilisant la *MAS*. Ces études portent principalement sur les problèmes liées à l'usage même des commandes *FOC* et *DTC* tels que les variations paramétriques et la sûreté de fonctionnement. Dans ce contexte d'études nous orientons notre travail en premier lieu vers une étude de modélisation de la *MAS* pour les commandes types *FOC* et *DTC*. Puis nous nous intéressons à la résolution de problèmes de variation paramétriques de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et commande directe du couple où il sera question de minimiser les ondulations du couple dans la commande *DTC*. Le dernier volet de notre travail est la sûreté de fonctionnement de dispositif suite à un défaut de capteur de vitesse.

Chapitre 2

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DEDIEE POUR LES DEUX COMMANDES TYPES FOC ET DTC

2.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone est d'abord explicité dans le repère triphasé lié à son alimentation en mettant à profil un formalisme matriciel. Ensuite, des transformations mathématiques sont présentées et utilisées afin de substituer aux grandeurs électriques, des composantes qui vont faciliter les calculs et simplifier les représentations. Un modèle général de cette machine est ensuite présenté ainsi que des modèles plus propices à la conception des commandes abordées dans le cadre de ce travail.

Nous décrivons ensuite la philosophie générale de la commande par la méthode dite à flux orienté (*FOC*) ainsi celle de la commande directe du couple (*DTC*). Ce qui nous permet d'évaluer l'importance du rôle de chacun de ses commandes.

2.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

2.2.4 Présentation de la machine asynchrone (MAS)

Une machine asynchrone à cage est constituée de deux parties, le stator et le rotor. Le stator, représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entres elles à chaque extrémité par un anneau de court circuit. Il est noté que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de reluctance perturbant le couple. Cette cage est traversée par l'arbre mécanique pouvant sortir ou non de chaque coté de la machine [4], [6].

2.2.4 Modélisation de la machine asynchrone (MAS)

La modélisation de la machine asynchrone triphasée s'appuie sur des hypothèses simplificatrices concernant entre autres la non prise en compte des phénomènes physiques non linéaires tels que la saturation, l'hystérésis, la température, l'effet de peau, [1-2], [54-55]. On suppose que les f.m.m développées sont parfaitement sinusoïdales

Le stator sera composé de trois bobines identiques triphasées. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques court-circuitées (**Fig.2.1**). En triphasé, le modèle matriciel de la MAS s'écrit :

$$[V_{\gamma abc}] = [R_{\gamma}] [i_{\gamma abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{\gamma abc}] \quad (2.1)$$

$$[\Phi_{\gamma abc}] = [L_{\gamma}] [i_{\gamma abc}] + [M_{\gamma\gamma'}] [i_{\gamma' abc}] \quad (2.2)$$

Les indices γ, γ' sont des indices d'armature tels que :

$\gamma = s$ Pour le stator et donc $\gamma' = r$ (rotor)

$\gamma = r$ Pour le rotor et donc $\gamma' = s$ (stator)

Avec :

$[V_{\gamma abc}] = [V_{\gamma a} \quad V_{\gamma b} \quad V_{\gamma c}]$: Vecteur tension d'armature statorique ou rotorique

$[i_{\gamma abc}] = [i_{\gamma a} \quad i_{\gamma b} \quad i_{\gamma c}]$: Vecteur courant d'armature statorique ou rotorique

$[\Phi_{\gamma abc}] = [\Phi_{\gamma a} \quad \Phi_{\gamma b} \quad \Phi_{\gamma c}]$: Vecteur flux d'armature statorique ou rotorique

$[R_{\gamma}] = R_{\gamma} [\text{Identité}]$: Matrice résistance d'armature statorique ou rotorique

$$[L_\gamma] = \begin{bmatrix} l_\gamma & M_\gamma & M_\gamma \\ M_\gamma & l_\gamma & M_\gamma \\ M_\gamma & M_\gamma & l_\gamma \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$[M_{\gamma\gamma'}(\theta)] = M_{\gamma\gamma'} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

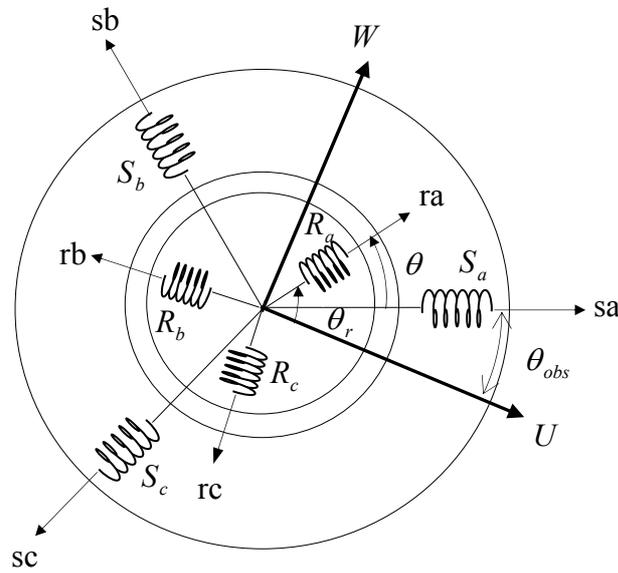


Figure 2.1 : Représentation des différents systèmes d'axes

La modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour l'élaboration de lois de commande car les matrices $[M_{\gamma\gamma'}]$ et $[M_{\gamma\gamma}]$ dépendent de l'angle de rotation θ et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage d'où la nécessité d'utiliser les transformations conformes données ci-après pour outre passer ce problème numérique.

La transformation de Park fait passer le système triphasé (a, b, c) à un système diphasé (U, W) équivalent, voir **figure 2.1**. Dans cette étude, la dite transformation concerne l'invariance de la puissance et elle est donnée telle que [1], [4] :

$$[X_{\gamma abc}] = [P(\theta_{obs})][X_{U,W}] \quad (2.5)$$

Avec θ_{obs} angle d'observation du référentiel de Park (U, W) par rapport au stator.

$$[P(\theta_{obs})] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{obs} - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obs} - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Son inverse est donné par

$$[P(\theta_{obs})]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{obs} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{obs} - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_{obs} - 4\pi/3) & -\sin(\theta_{obs} - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Pour les transformations des éléments du rotor l'angle devient $(\theta_{obs} - \theta)$. La transformation dite de Concordia est obtenue pour $\theta_{obs} = 0$.

L'application de la transformation de Park, en négligeant les composantes homopolaires, au système (2.1) donne les équations suivantes:

Equations tensions:

$$[V_{sUW}] = [R_s][i_{sUW}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sUW}] + [j](\omega_{obs})[\Phi_{sUW}] \quad (2.8)$$

$$[0] = [R_r][i_{rUW}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rUW}] + [j](\omega_{obs} - \omega)[\Phi_{rUW}] \quad (2.9)$$

Avec, $\omega_{obs} = \dot{\theta}_{obs}$

Equations flux:

$$[\Phi_{sUW}] = L_s[i_{sUW}] + M[i_{rUW}] \quad (2.10)$$

$$[\Phi_{rUW}] = L_r[i_{rUW}] + M[i_{sUW}] \quad (2.11)$$

Avec:

$$[j] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} : \text{Matrice de rotation à } 90^\circ.$$

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique propre du stator

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique propre du rotor

$M = \frac{3}{2}M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le couple électromagnétique est exprimé par

$$C_e = p.(M/L_r)[\Phi_r \wedge i_s]_{UW}^{(I)} \quad (2.12)$$

Où p : nombre de paire de pole

(I) : Produit vectoriel entre deux vecteurs.

L'équation du mouvement du rotor est donnée par [3] :

$$C_e - C_r = J. \frac{d\Omega}{dt} + f.\Omega \quad (2.13)$$

C_r Couple résistant sur l'arbre de la machine.

$f.\Omega$ Couple de frottement visqueux, avec f coefficients de frottement visqueux.

$J \frac{d\Omega}{dt}$ Couple d'inertie des masses tournantes, avec J moment d'inertie.

Du moment que le repère (U, W) est arbitraire, trois choix peuvent être définis, selon les applications envisagées, tels que

- $(U, W) \equiv (\alpha, \beta)$, repère lié au stator: $\theta_{obs} = 0$, alors $\omega_{obs} = \dot{\theta}_{obs} = 0$
- $(U, W) \equiv (d, q)$, repère lié au champ tournant: $\theta_{obs} = \theta_s$, alors $\omega_{obs} = \dot{\theta}_{obs} = \omega_s$
- $(U, W) \equiv (x, y)$, repère lié au rotor : $\theta_{obs} = \theta$, alors $\omega_{obs} = \dot{\theta}_{obs} = \omega$

2.2.3. Modèle dédié à la commande (CV-OFR)

Le référentiel de représentation du modèle dédié à la commande CV-0FR est le repère lié au champ tournant (d, q) . En considérant le courant statorique et le flux rotorique comme vecteur d'état, les équations (2.9-2.10) et (2.12) sont transcrites sous forme d'état comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{dI_{sd}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} &= -\omega_s I_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) I_{sq} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{rd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \frac{M}{T_r} I_{sq} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \\ C_e &= p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \end{aligned} \quad (2.14)$$

2.2.4 Modèle dédié à la commande (DTC)

La commande *DTC* est développée dans le repère fixe au stator (α, β) . Le modèle en écriture complexe qui lui sera dédié est donné par les équations (2.9-2.10) et (2.12) pour $\theta_{obs} = 0$:

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \\ \overline{0} = R_r \overline{i}_r + \frac{d\overline{\Phi}_r}{dt} - j\omega \overline{\Phi}_r \\ C_e = p \overline{\Phi}_s \wedge \overline{i}_s \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec $\forall \overline{x} = \overline{V}_s, \overline{i}_s, \overline{\Phi}_s, \overline{\Phi}_r$ ou $\overline{x} = x_\alpha + j x_\beta$ et $j = \sqrt{-1}$

2.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASEE

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres de la machine [1], [54]. La *MLI* permet de former à la sortie d'un onduleur une alternance de la tension à l'aide de plusieurs créneaux rectangulaires. Plusieurs types de *MLI* sont utilisées dont particulièrement la *MLI* sinus-triangulaire qui est réalisée par une comparaison entre une onde modulante basse fréquence (onde de référence) à une autre dite porteuse de haute fréquence, généralement sous forme d'une onde triangulaire. L'intersection de ces deux ondes permet de définir les instants de commutation. La fréquence de cette commutation est fixée par l'onde porteuse dans ce cas [5].

La modulation vectorielle est utilisée, quant à elle, pour obtenir des formes d'onde arbitraires non nécessairement sinusoïdales. La *MLI* vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés pour chaque bras de l'onduleur, mais sur la détermination d'un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation. Pour ce faire, l'objectif est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer par palier, c'est-à-dire sur chaque période de commutation la forme des signaux [54-56].

2.4 MODELE POUR LA COMMANDE

L'essentiel des travaux de recherches dans le domaine de la commande de la machine asynchrone a été consacré à l'amélioration des performances du contrôle des variables du couple et du flux. Historiquement et en premier, est apparue, la commande scalaire reposant sur de simples lois quasi stationnaires basées sur le modèle de la machine asynchrone en régime permanent. Puis, à partir du modèle dynamique de la machine asynchrone, des

commandes dynamiques se sont généralisées telles que qualifiées de vectorielles (*FOC*) et de commande en amplitude ou bien commande directe du couple (*DTC*) [2], [57].

2.4.1 Commande vectorielle par orientation du flux (FOC)

Cette technique de commande, dite aussi méthode du champ orienté permet d'obtenir un contrôle découplé du flux et du couple semblable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Le couple électromagnétique pouvait s'exprimer de différentes manières, mais toutes ces expressions reposent sur une forme mathématique commune : l'addition de deux produits. On pourrait comprendre que chaque produit correspond à un couple issu d'une machine fictive d et d'une autre q . La singularité de cette relation conduit à une infinité de solution pour répartir la valeur d'un couple de référencé. Mais, cette forme mathématique peut être significativement simplifiée en annulant un des deux termes (**Tab. 2.1**) [2].

La stratégie de la commande vectorielle consiste alors à orienter le repère de Park (d, q) de manière à annuler une des composantes du flux (directe ou, plus couramment, quadratique) afin d'obtenir une expression mathématique du couple simplifiée. Cette expression simplifiée est ensuite utilisée pour concevoir le contrôle du couple. [1], [5], [58].

Expression avec les flux rotoriques	Expression avec les flux statoriques
$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{sq} \Phi_{rd} - i_{sd} \Phi_{rq})$	$C_e = p (i_{sq} \Phi_{sd} - i_{sd} \Phi_{sq})$
Commande à flux rotorique orienté	Commande à flux statorique orienté
Sur l'axe en quadrature $\Phi_{rq} = 0$	Sur l'axe en quadrature $\Phi_{sq} = 0$
$C_e = p \frac{M}{L_r} (i_{sq} \Phi_{rd})$	$C_e = p (i_{sq} \Phi_{sd})$
Sur l'axe en quadrature $\Phi_{rd} = 0$	Sur l'axe en quadrature $\Phi_{sd} = 0$
$C_e = -p \frac{M}{L_r} (i_{sd} \Phi_{rq})$	$C_e = -p (i_{sd} \Phi_{sq})$

Tableau 2.1: Classification des expressions du couple selon les flux utilisés

2.4.1 1 Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique (CV-OFR)

Cette commande est réalisée en orientant le flux rotorique suivant l'axe direct " d " du repère tournant, tels que $\Phi_{rq} = 0$.

A partir du système d'équations (2.14) le modèle de la machine devient :

Au rotor :

$$T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{sd} \quad (2.16)$$

$$\omega_s - \omega = R_r \frac{M i_{sq}}{L_r \Phi_r} \quad (2.17)$$

Le couple,

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (2.18)$$

Au stator :

$$V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - R_r \frac{M}{L_r} \Phi_r \quad (2.19)$$

$$V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} - \omega \frac{M}{L_r} \Phi_r \quad (2.20)$$

Les équations (2.16 et (2.17) représentent l'estimateur du flux rotorique en termes de module et argument. On retrouve à partir de l'équation (2.18) la configuration des machines à courant continu constituant la base de la commande à flux orienté.

Les équations (2.19) et (2.20) représentent les tensions reconstituées après régulation des courants la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et pour une alimentation en tension de la machine, n'est pas toute à fait découplée. Elle nécessite un bloc de découplage entre les tensions (V_{sd}, V_{sq}) permettent de contrôler, d'une manière indépendante le couple par la composante i_{sq} et le flux rotorique par la composante i_{sd} , d'où les termes de compensation à reconstituer artificiellement à partir des mesures et estimation.

$$e_d = \sigma L_s \omega_s i_{sd} + R_r \frac{M}{L_r} \Phi_r \quad (2.21)$$

$$e_q = -\sigma L_s \omega_s i_{sq} + R_r \frac{M}{L_r} \omega \Phi_r \quad (2.22)$$

La **figure 2.2** représente la stratégie de la commande vectorielle à flux rotorique orienté pour une alimentation en tension.

2.4.1 2 Commande vectorielle par Orientation du Flux Statorique (CV-OFS)

Cette commande est réalisée en orientant le flux statorique suivant l'axe direct "d" du repère tournant, tels que $\Phi_{sq} = 0$ et $(\Phi_{sd} = \Phi_s)$.

A partir des équations (2.14), le modèle de la machine devient :

Au rotor :

$$\left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}\right) L_s i_{sd} - \left(1 + T_r \frac{d}{dt}\right) \Phi_s + \sigma T_r \omega_r L_s i_{sq} = 0 \quad (2.23)$$

$$(\Phi_s - \sigma L_s i_{sd}) \omega_r - \frac{1}{T_r} \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}\right) L_s i_{sq} = 0 \quad (2.24)$$

Au stator :

$$V_{sd} = \frac{\left(1 + (T_r + T_s)s + \sigma T_r T_s \frac{d^2}{dt^2}\right) \Phi_s + \frac{\sigma L_s T_r}{T_s \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}\right)} i_{sd} \omega_r}{T_s \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}\right)} \quad (2.25)$$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + \Phi_s \omega_s \quad (2.26)$$

Ainsi le couple électromagnétique (2.12), peut s'exprimer désormais par le produit du flux stator et de la composante de courant i_{sq} :

$$C_e = p \Phi_s i_{sq} \quad (2.27)$$

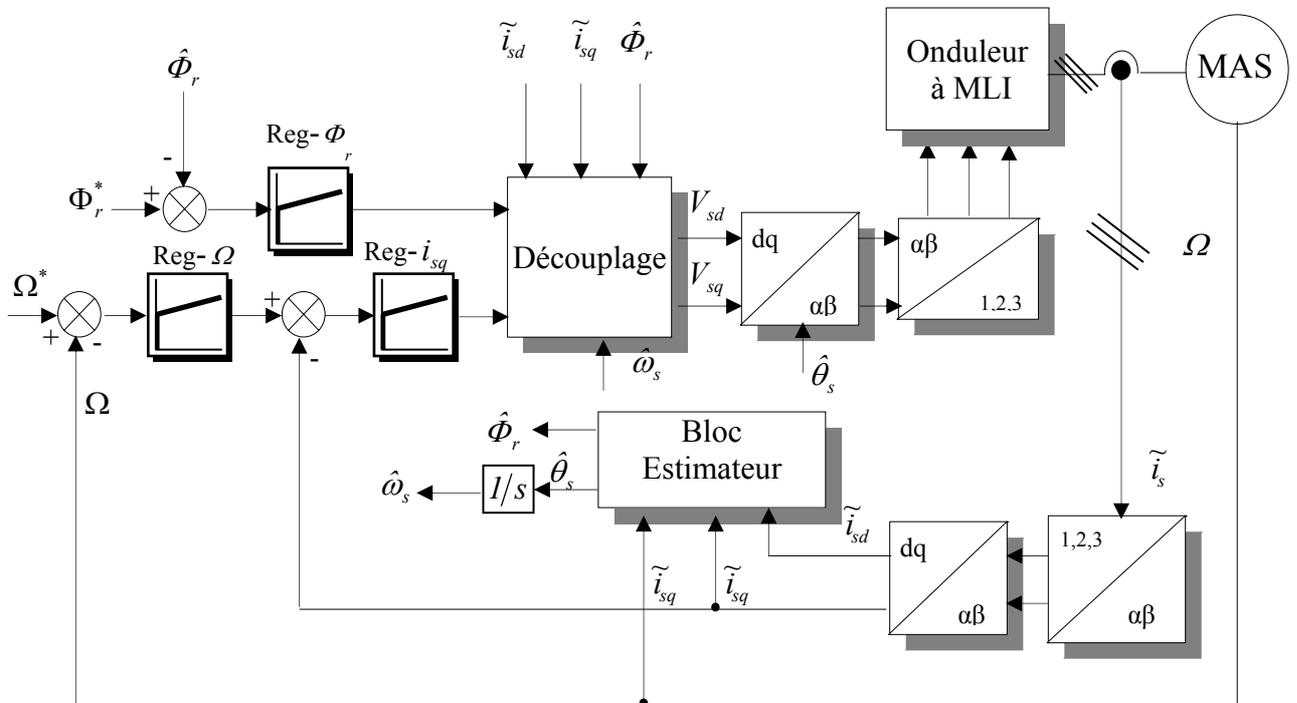


Figure 2.2: Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine à induction

Ces deux dernières équations modélise la partie électromagnétique qui apparait comme deux processus monovariabiles couplés par les grandeurs de perturbations e_d et e_q , soit :

$$e_d = -\frac{\sigma L_s T_r}{T_s \left(1 + \sigma T_r \frac{d}{dt}\right)} i_{sd} \omega_r \tag{2.28}$$

$$e_q = -\Phi_s \omega_s \tag{2.29}$$

Les estimateurs du flux statorique et de la vitesse ω_s sont définis par :

$$\hat{\Phi}_{sd} = \int (\tilde{V}_{sd} - R_s \tilde{i}_{sd}) dt \tag{2.30}$$

$$\hat{\theta}_s = \text{artg} \frac{\hat{\Phi}_{s\beta}}{\hat{\Phi}_{s\alpha}} \tag{2.31}$$

La vitesse ω_r est assurée par la relation angulaire suivante:

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_s - p \Omega \tag{2.32}$$

La **figure 2.3** représente la stratégie de la commande vectorielle par orientation du flux statorique pour une alimentation en tension.

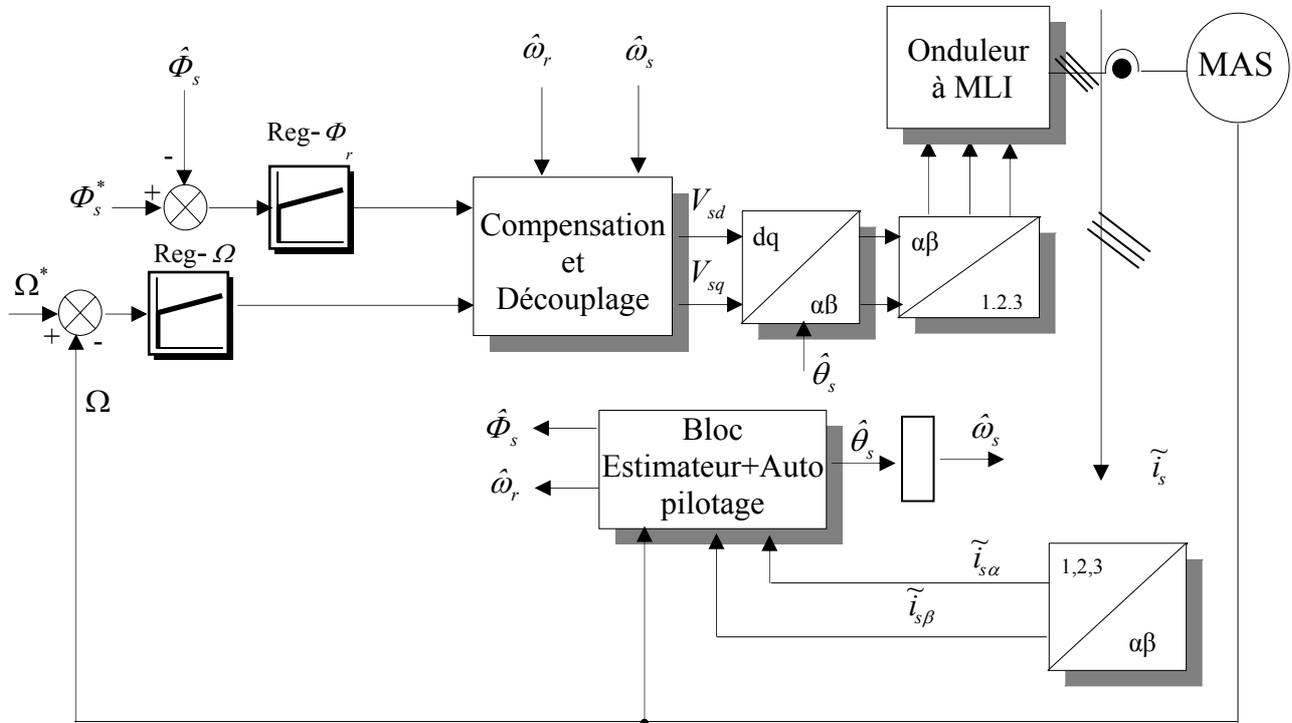


Figure2.3: Principe de la commande vectorielle à flux statorique orienté

La commande vectorielle nécessite une bonne connaissance de θ_s , ce qui impose généralement un capteur de grandeur mécanique pour déterminer la vitesse Ω (voir équation (2.32)). Elle nécessite aussi le modèle de la machine pour estimer le flux. Sa mise en œuvre impose l'application de la transformation de Park. Les grandeurs traitées sont en effet des grandeurs moyennes sur la période de contrôle de l'onduleur. Ces grandeurs sont réalisées par la mise en œuvre de la méthode *MLI* pour fournir les tensions d'alimentation souhaitées.

2.4.2 Commande Directe du Couple (DTC)

La commande *DTC* correspond à un contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine asynchrone. L'idée de base est, ici, de contrôler des grandeurs instantanées rapides et significatives de l'état électromagnétique du système. La suppression de l'étage *MLI* est la principale caractéristique dans une commande *DTC*. Ainsi, la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage (**Fig. 2.4.**). Deux contrôleurs à hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs. Deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaiter sur le couple. Un comparateur à hystérésis à deux niveaux, permet le contrôle du couple du moteur dans un sens de rotation et un comparateur à hystérésis à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, [9], [57], [58-59]. Dans notre cas, un comparateur à deux niveaux est utilisé. ΔC_e et $\Delta \Phi_s$ représentent respectivement les sorties booléennes des comparateurs à hystérésis de l'erreur sur le couple et le flux.

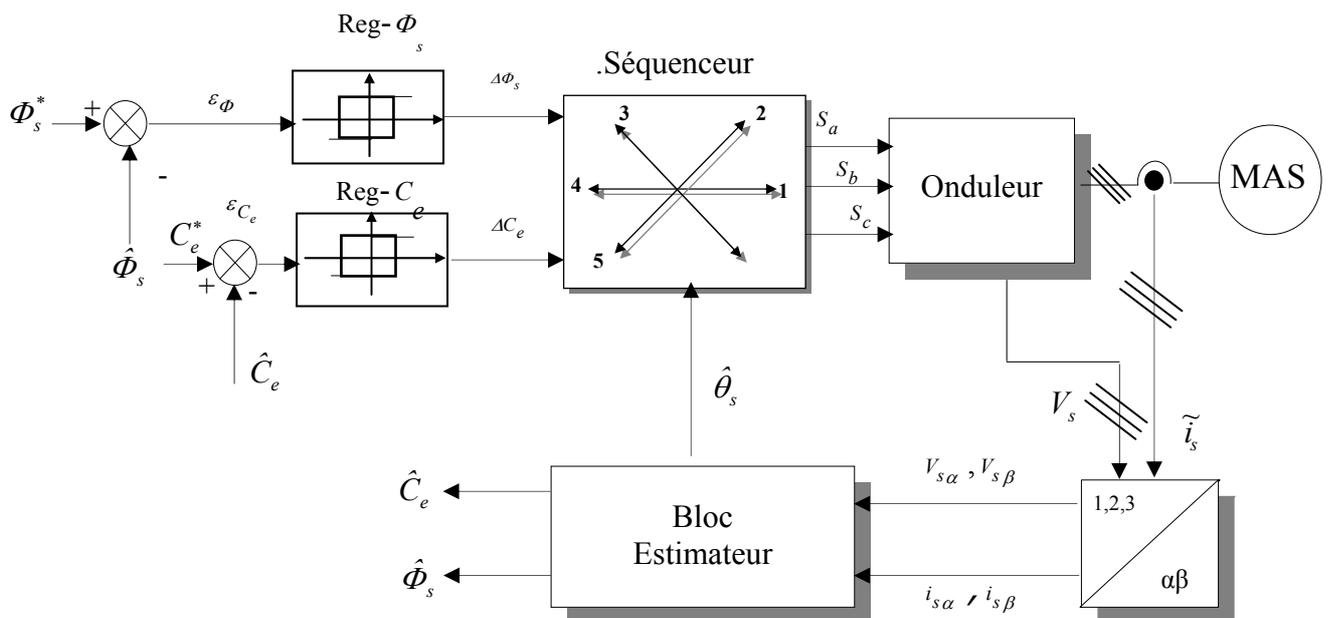


Figure 2. 4 : Principe de la commande direct du couple de la machine à induction

2.4.2.1 Règles d'évolution du flux statorique et couple

On utilise les expressions vectorielles (2.20) de la machine dans le référentiel lié au stator, et à partir des expressions des flux, le courant rotor s'écrit:

$$\bar{i}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\Phi}_s \right) \quad (2.33)$$

Les équations deviennent:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \bar{\Phi}_s \end{cases} \quad (2.34)$$

Ces relations montrent qu'il est possible de contrôler le vecteur $\bar{\Phi}_s$ à partir du vecteur \bar{V}_s à la chute de tension $R_s \bar{i}_s$ près. Le flux $\bar{\Phi}_r$ suit les variations de $\bar{\Phi}_s$ avec une constante de temps σT_r , le rotor agit comme un « filtre de constante de temps σT_r » entre les flux $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$.

En posant $\lambda = (\hat{\Phi}_r, \hat{\Phi}_s)$, le couple s'exprime par :

$$C_e = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \lambda \quad (2.35)$$

Le couple dépend de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\Phi}_s$ et $\bar{\Phi}_r$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\Phi}_s$ (à partir de \bar{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de $\bar{\Phi}_r$ et donc le couple. Ceci n'est bien sûr possible que si la période de commande T_e de la tension \bar{V}_s est telle que $T_e \ll \sigma T_r$.

2.4.2.2 Stratégies de contrôle

L'objet du contrôle du flux étant de garder le module de ce dernier constant, la meilleure façon de le faire sera de piéger sa trajectoire de référence de telle sorte qu'elle reste dans les limites des deux cercles concentriques de rayon très proches. La largeur $\Delta\Phi_s$ de cet anneau circulaire dépend de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Le choix de V_s ne porte pas uniquement sur l'erreur du module mais sur le sens de rotation de Φ_s et le secteur dans le quel se trouve le vecteur flux. A cet effet, le plan complexe (α, β) fixe au stator est subdivisé en six secteurs voir **figure 2.5**.

Lorsque le flux Φ_s se trouve dans la section k, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions voir **tableau 2.2** [9].

$C_e \uparrow \Phi_s \uparrow$	$C_e \uparrow \Phi_s \downarrow$	$C_e \downarrow \Phi_s \uparrow$	$C_e \downarrow \Phi_s \downarrow$
V_{k+1}	V_{k+2}	V_{k-1}	V_{k-2}

Tableau. 2.2: Table générale de vérité pour un vecteur flux statorique situé dans un secteur (k)

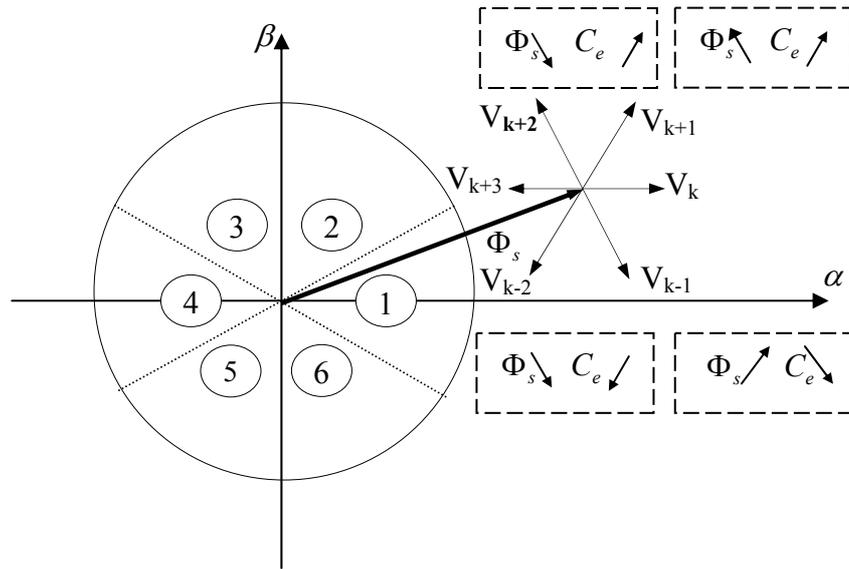


Figure 2.5: Choix du vecteur tension

Si \bar{V}_0 et \bar{V}_7 sont sélectionnées, la rotation du flux Φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le flux Φ_s reste inchangé [56].

Les calculs des estimateurs du flux statorique et du couple sont effectués dans le repère (α, β) auquel on se ramène en appliquant la transformée de Concordia aux valeurs instantanées des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) et des tensions statoriques (déduites de U_0).

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{sb} - i_{sc}) \tag{2.43}$$

$$i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \tag{2.42}$$

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \quad (2.44)$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \quad (2.45)$$

D'où les estimateurs du flux statorique et du couple sont définis respectivement par :

$$\hat{\Phi}_{s(\alpha,\beta)} = \int_0^t (V_{s(\alpha,\beta)} - R_s i_{s(\alpha,\beta)}) dt \quad (2.46)$$

$$\hat{C}_e = p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.47)$$

Le choix des commutations imposées à l'onduleur dépend de la position angulaire du flux et des valeurs du flux et du couple par rapport à leurs consignes respectives.

Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type de contrôleur du couple et des performances dynamique visées en termes de poursuite des références du flux et du couple et des ondulations sur le courant. Dans notre cas, la table de stratégies de commutation est illustrée dans le **Tableau. 2.3** [9].

Couple	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\Delta C_e = 1$	$\Delta \Phi_s = 1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	$\Delta \Phi_s = 0$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
$\Delta C_e = 0$	$\Delta \Phi_s = 1$	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	$\Delta \Phi_s = 0$	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀

Tableau. 2.3: Table de commutation DTC

2.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, il à été question d'exposer la modélisation de la MAS dédiée aux commandes *FOC* et *DTC*. Le domaine de la commande des machines asynchrone a atteint un degré de maturité suffisant dans l'obtention des performances dynamiques faisant jeu égale avec celles accordés généralement à la commande des machines à courant continue. Les modèles (dédiés à la commande) exposés dans cette partie seront repris ultérieurement afin de valider l'ensemble des problèmes rencontrées dans ces commandes. Ces modèles sont à la base de la procédure de l'élaboration de la commande tolérante au défaut.

Chapitre 3

ESTIMATEURS FLOUS DE LA CONSTANTE DU TEMPS ROTORIQUE POUR UNE CV-OFR D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

3.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, deux méthodes à base de la logique floue, vont être exposées pour l'amélioration de la robustesse de la *CV-OFR* contre la variation de la résistance rotorique. Dans la première partie, à partir de grandeurs mesurables courants et tensions, l'identification permet de reconstituer un paramètre physique, en l'occurrence la constante de temps rotorique. Cette dernière est basée sur l'estimateur du flux rotorique quadratique [12]. La deuxième partie est consacrée à la conception d'un estimateur flou de la constante du temps rotorique basé sur l'estimateur du flux rotorique directe et en quadrature.

3.2. ADAPTATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE

3.2.1 Analyse de la déviation de la constante du temps rotorique

L'analyse de l'état de l'art effectué dans le chapitre 1, a montré que le paramètre le plus sensible pour la commande *FOC* est la constante de temps rotorique. Ce paramètre est défini comme étant le quotient de l'inductance rotorique sur la résistance d'une phase rotorique. Par

conséquent, sa variation est due principalement à deux phénomènes physiques, la saturation du circuit magnétique et l'échauffement du bobinage de la machine. L'effet pelliculaire participe également à la variation de la résistance rotorique si la fréquence du courant circulant dans les barres de la cage devient considérable (au delà de 100 rd/s) et comme la fréquence de glissement d'une machine à induction contrôlée par la technique à champ rotorique orienté ne dépasse guère cette valeur [2], la résistance rotorique sera, par conséquent, fonction de la température.

Si on suppose que la constante du temps rotorique est constante, le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique de la machine est effectif si la fréquence de glissement est calculée de la manière suivante :

$$i_{sd}^* = \frac{\Phi_{rd}^*}{M} \quad (3.1)$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{rd}^* i_{sq}^* \quad (3.2)$$

$$\omega_r^* = \frac{1}{T_r^*} \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \quad (3.3)$$

Dans le cas ou on considère la résistance rotorique variable nous observons, par conséquent, l'erreur de flux provoquée sur les deux axes du repère tournant. Si on considéré le régime permanent du flux rotorique de la machine à induction, par annulation des termes dynamiques (les dérivés) dans les équations du flux rotorique du moteur asynchrone nous obtenons :

$$\Phi_{rd} = M \frac{i_{sd} + \omega_r T_r i_{sq}}{1 + (\omega_r T_r)^2} \quad (3.4)$$

$$\Phi_{rq} = M \frac{i_{sq} - \omega_r T_r i_{sd}}{1 + (\omega_r T_r)^2} \quad (3.5)$$

Si on remplace la vitesse de glissement (3.3) dans (3.4) et (3.5), en utilisant les paramètres correctes de T_r nous obtenons $\Phi_{rd} = M.i_{rd}$ et $\Phi_{rq} = 0$ Ceci correspond au découplage idéal de la machine, et servira comme modèle de référence pour le mécanisme d'adaptation.

S'il ya un désaccord de la constante du temps T_r , les équations (3.4) et (3.5) deviennent :

$$\Phi_{rd} = M i_{rd}^* \frac{1 + \left(\frac{T_r}{T_r^*} \right) \left(\frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \right)^2}{1 + \left(\frac{T_r}{T_r^*} \cdot \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \right)^2} \quad (3.6)$$

$$\Phi_{rq} = M i_{rd}^* \frac{\left(\frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \right) - \left(\frac{T_r}{T_r^*} \right) \left(\frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \right)}{1 + \left(\frac{T_r}{T_r^*} \cdot \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*} \right)^2} \quad (3.7)$$

Si on pose $\lambda = \frac{T_r}{T_r^*}$ et $\beta = \frac{i_{sq}^*}{i_{sd}^*}$ les équations (3.6) et (3.7) deviennent :

$$\Phi_{rd} = M i_{sd}^* \frac{1 + \lambda \cdot (\beta)^2}{1 + (\lambda \cdot \beta)^2} \quad (3.8)$$

$$\Phi_{rq} = M i_{sd}^* \frac{(\beta)(1 - \lambda)}{1 + (\lambda \beta)^2} \quad (3.9)$$

On pose :

Les erreurs sur les flux des deux axes sont définies par :

$$\begin{aligned} \Delta \Phi_{rd} &= \Phi_r^* - \hat{\Phi}_{rd} \\ \Delta \Phi_{rq} &= -\hat{\Phi}_{rq} \end{aligned} \quad (3.10)$$

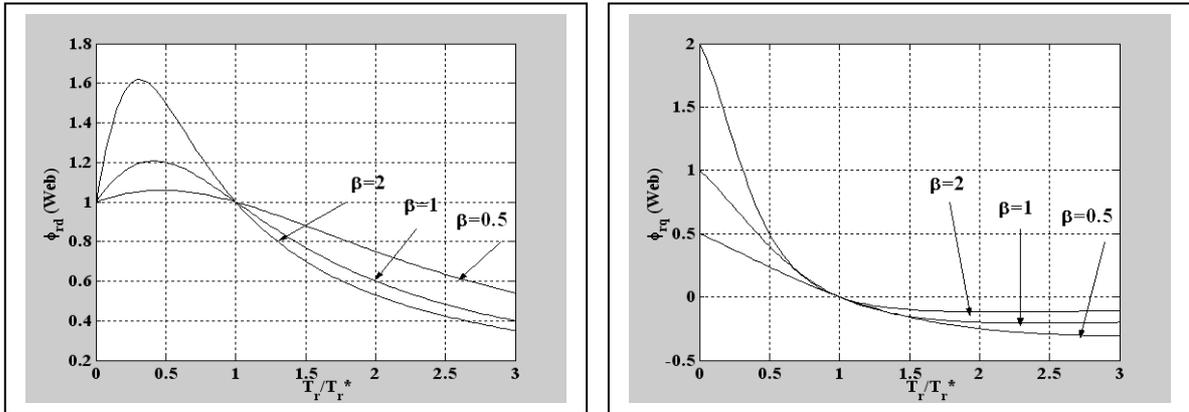


Figure 3.1: Effet de la variation de T_r sur les deux composantes du flux rotorique

Il est clair, à partir des courbes de la **figure.3.1**, que l'augmentation du λ ($\lambda > 1$) provoque la diminution du niveau du flux rotorique sur les deux axes et la diminution ($\lambda < 1$) provoque l'augmentation sur ces derniers on peut déduire donc :

Si $\lambda = 1 \Rightarrow T_r = T_r^*$ on a alors $\Phi_{rd} = \Phi_r^*$ et $\Phi_{rq} = 0 \Rightarrow \Delta \Phi_{rd} = 0$ et $\Delta \Phi_{rq} = 0$

Si $\lambda > 1 \Rightarrow T_r > T_r^*$ on a alors $\Phi_{rd} > \Phi_r^*$ et $\Phi_{rq} > 0 \Rightarrow \Delta \Phi_{rd} > 0$ et $\Delta \Phi_{rq} > 0$

Si $\lambda < 1 \Rightarrow T_r < T_r^*$ on a alors $\Phi_{rd} < \Phi_r^*$ et $\Phi_{rq} < 0 \Rightarrow \Delta \Phi_{rd} < 0$ et $\Delta \Phi_{rq} < 0$

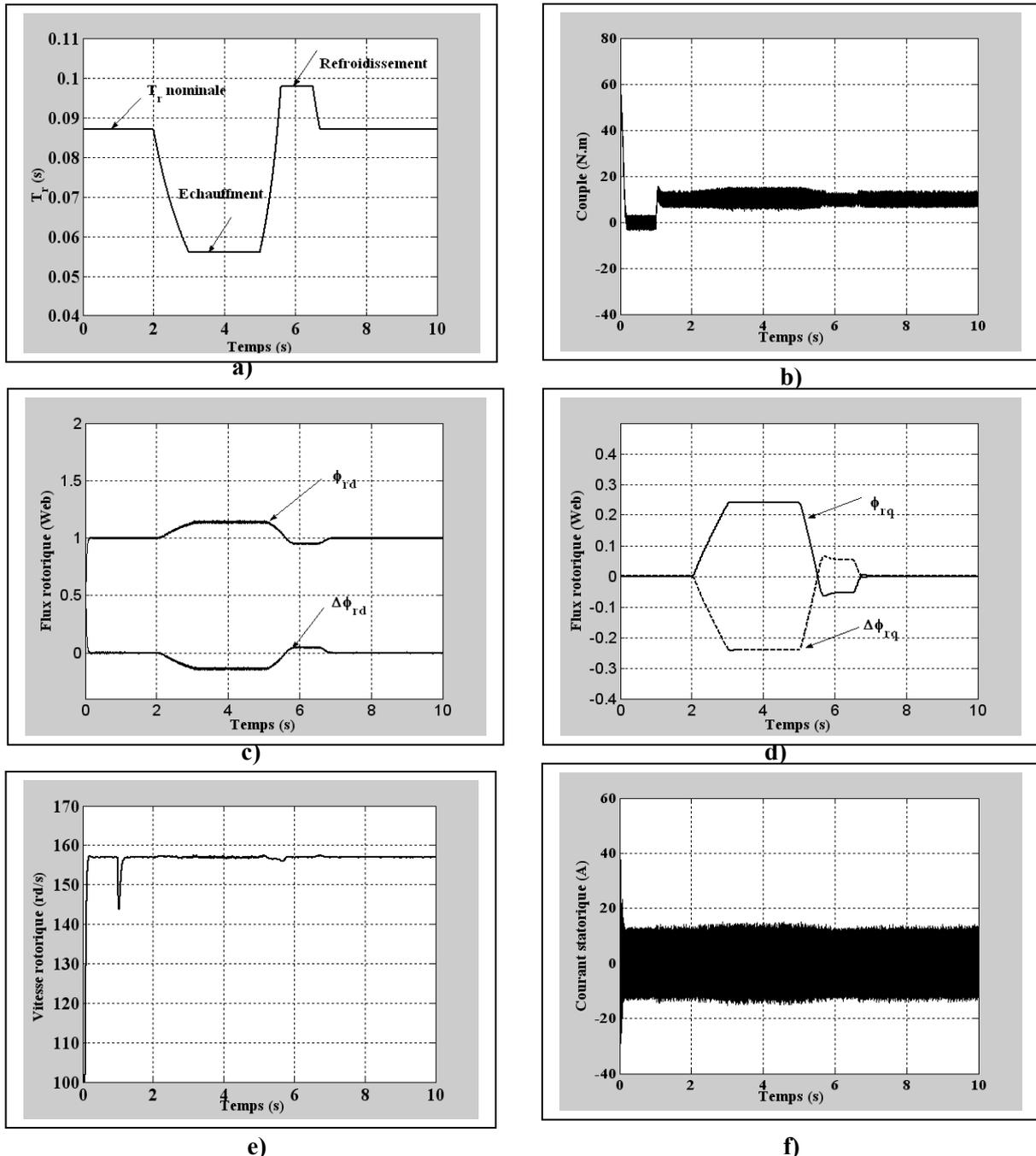


Figure 3.2 : Performance de la CV-OFR dans le cas d'une variation de la constante du temps rotorique

L'analyse effectuée, montre que l'effet indésirable de la mauvaise orientation du flux entraîne la détérioration de l'efficacité du variateur. Cependant, cette étude est valable uniquement en régime statique.

La figure 3.2 montre l'effet d'une variation plus concrète de la résistance rotorique, supposée linéaire telle que montrée dans la figure 3.1.a sur les performances de la commande vectorielle de la machine à induction lors d'un fonctionnement en charge.

L'augmentation et la diminution de T_r , dégrade énormément les performances de la commande vectorielle, provoque la perte du découplage entre le flux et le couple, figure

3.2.b, figure 3.2.c, figure 3.2. d, engendre des pics que ce soit sur de vitesse de rotation (fig.3.e.), le flux ou le courant statorique **figure 3.2.f** lors de variation de T_r

De ce qui a été constaté précédemment et étant donné la dégradation importante des performances de la commande vectorielle directe, il s'avère indispensable que le paramètre intervenant dans le calcul de la vitesse de glissement (la constante de temps rotorique) soit, à tout instant, en accord avec celle de la machine contrôlée par la technique à champ rotorique orienté.

3.2.2 Première approche de l'estimateur flou de la constante du temps rotorique

Comme première approche et afin d'améliorer le découplage affecté par la variation de la constante du temps rotorique T_r et d'après l'analyse faite on peut conclure que la composante quadratique du flux rotorique Φ_{rq} peut être utilisée comme moyen de correction. Cette composante peut être obtenue par le modèle de tension de la machine statorique.

Dans cette technique, l'estimation des flux statorique, rotorique et de $\hat{\theta}_s$ dans le référentiel (α, β) lié au stator son définies par :

$$\hat{\Phi}_{s\beta} = \int \left(V_{s\beta} - \tilde{i}_{s\beta} \cdot R_s \right) dt \quad (3.11)$$

$$\hat{\Phi}_{r\alpha\beta} = \frac{L_r}{L_s} \left(\hat{\Phi}_{s\alpha\beta} \pm \sigma \cdot L_s \cdot \tilde{i}_{s\alpha\beta} \right) \quad (3.12)$$

$$\theta_s = \text{Arctg} \left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}} \right) \quad (3.13)$$

Les composantes directe et quadrature estimées $\hat{\Phi}_{rdq}$ dans le référentiel liée au champ tournant (d, q) peuvent être déterminées à partir de la matrice de rotation.

En tenant compte de la variation de la résistance statorique, le processus d'estimation du flux rotorique est valable pour des fréquences de fonctionnement supérieures à 5 Hz, car au-delà de cette limite la chute de tension provoquée par la résistance statorique peut être négligeable [2]

3.2.2.1 Conception du bloc Estimateur à la logique floue

Par principe, les régulateurs par la logique floue sont non linéaires. Pour pouvoir appliquer l'estimateur de la constante du temps rotorique dans la *CV-OFR* de la *MAS*, on définit un ensemble de stratégies de contrôle basées sur la composante quadratique $\hat{\Phi}_{rq}$ du flux rotorique. Comme on définit aussi un autre ensemble, la variation sur $\hat{\Phi}_{rq}$:

$$e(k) = \Phi_{rq}^*(k) - \hat{\Phi}_{rq}(k) \tag{3.14}$$

$$\Delta e(k) = \hat{\Phi}_{rq}(k) - \hat{\Phi}_{rq}(k-1) \tag{3.15}$$

Avec $\Phi_{rq}^*(k) = 0$

La variable de sortie du contrôleur flou est la constante du temps rotorique T_r^* . Les fonctions d'appartenance sont normalisées entre $[-1 \ 1]$ avec un choix optimal des gains, par conséquent les variables sont multipliées par des gains proportionnels. La structure de l'estimateur de la constante du temps rotorique par la logique floue est illustrée dans la **figure 3.3**.

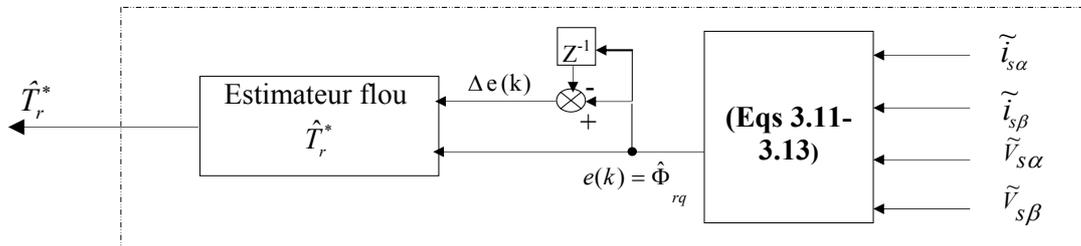


Figure 3.3: bloc d'estimateur flou de la constante du temps rotorique

Concernant ces variables, le choix de la forme des fonctions d'appartenances dépend de l'utilisateur. Les fonctions d'appartenances pour les différentes variables linguistiques sont illustrées sur la **figure 3.4**.

L'extraction de la table de décision est faite en se référant à une analyse du comportement de

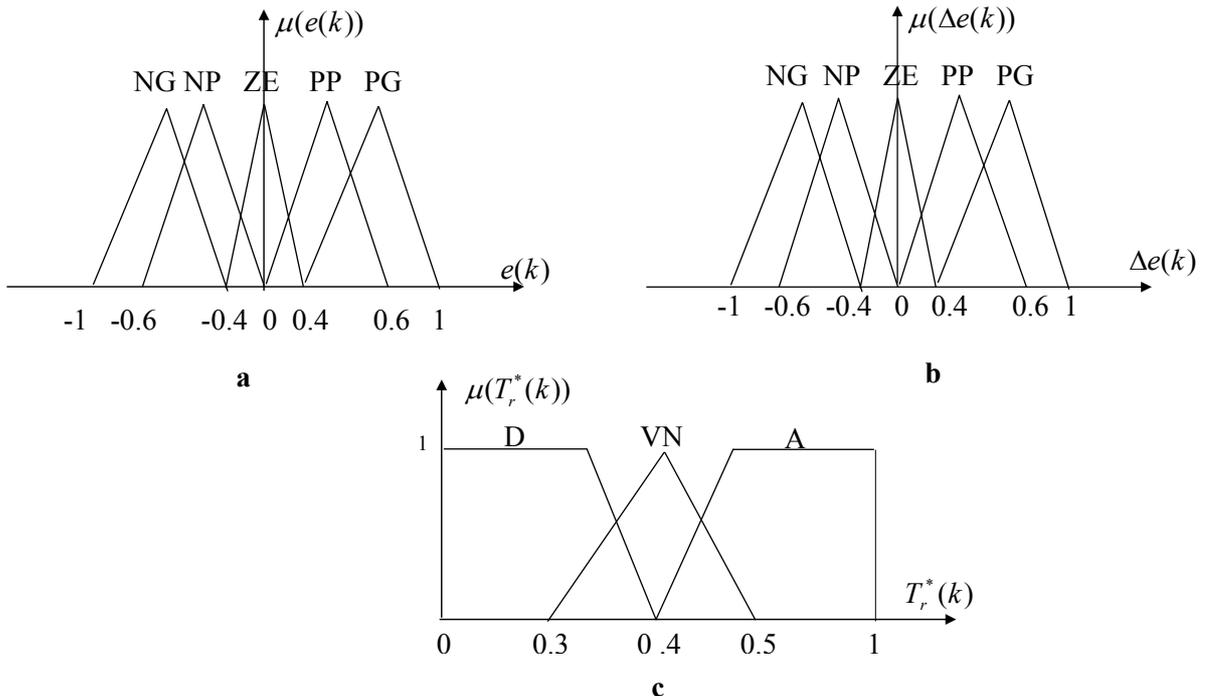


Figure 3.4 : Distribution des fonctions d'appartenances des variables entrées/sorties

la procédure (déduite d’après l’analyse fait). Les règles sont écrites de telle sorte que le $\hat{\Phi}_{rq}$ puisse être corrigé. Le **tableau 3.1** donne les règles possibles correspondant aux différentes situations.

$e(k)$ \ $\Delta e(k)$	NG	NP	ZE	PP	PG
NG	A	A	D	A	D
NP	A	VN	A	A	D
ZE	A	D	VN	D	D
PP	A	D	VN	D	D
PG	A	D	D	D	D

Tableau 3.1: Règles d’inférences de l’estimateur flou de la constante de temps rotorique

Avec :

NG	NP	ZE	PP	PG	A	VN	D
Négatif Grand	Négatif Petit	Environ Zéro	Positif petit	Positif Grand	Augmenter	Valeur Nominal	Diminuer

Tableau 3.2: Signification des ensembles flous

On donne à titre explicatif la signification de quelques règles :

Règle 1 (R_1) : **Si** $e(k)$ est NG **ET** $\Delta e(k)$ est NG **Alors** T_r^* est A.

Cette règle suppose que si la composante quadrature du flux rotorique et la dérivée de sa variation sont négatives grandes, la constante du temps rotorique estimée doit augmenter de telle façon que la machine reste efficacement utilisée.

Règle 1 (R_1) : **Si** $e(k)$ est NG **ET** $\Delta e(k)$ est PG **Alors** T_r^* est D.

Dans ce cas, si la composante quadrature du flux rotorique est négative grande et si la dérivée de sa variation est positive grande la constante du temps rotorique peut être réduit de manière à surmonter le problème de la sur excitation sans perte de couplage.

La méthode d’inférence Max-Min est utilisée pour les implications floues. La méthode du centre de gravité est adoptée pour l’étape de défuzzification [41], [42].

3.2.3 Deuxième approche de l’estimateur flou de la constante du temps rotorique

Une deuxième approche est proposée pour résoudre le problème de l’influence de la variation de la constante du temps rotorique sur les performances de la commande CV-OFR. La composante quadratique du flux rotorique Φ_{rq} ainsi que l’erreur sur la composante directe du flux rotorique seront utilisés pour corriger cette déviation.

A Conception du bloc Estimateur par la logique floue

La **figure 3. 5** montre le block d'estimateur flou de la constante du temps rotorique. Les variables d'entrée de l'estimateur flou sont la composante quadratique du flux rotorique Φ_{rq} et l'erreur entre la composante directe du flux rotorique $\hat{\Phi}_{rd}$ (équation (2. 13)) et le flux rotorique de référence Φ_r^* . Ces deux entrées sont définies comme suit.

$$e_1(k) = -\hat{\Phi}_{rq}(k) \tag{3.16}$$

$$e_2(k) = \Phi_r^*(k) - \hat{\Phi}_{rd}(k) \tag{3.17}$$

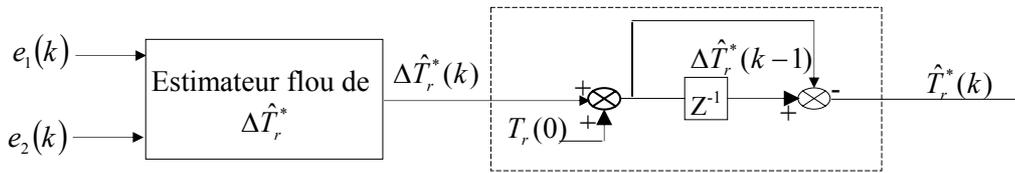


Figure 3.5: Bloc d'estimateur flou de la constante du temps rotorique

La valeur de sortie de l'estimateur $\Delta\hat{T}_r^*$ représente la variation de la constante rotorique, elle est obtenue après défuzzification en utilisant la méthode de centre de gravité. La valeur de la constante rotorique utilisée pour ce contrôleur est défini par :

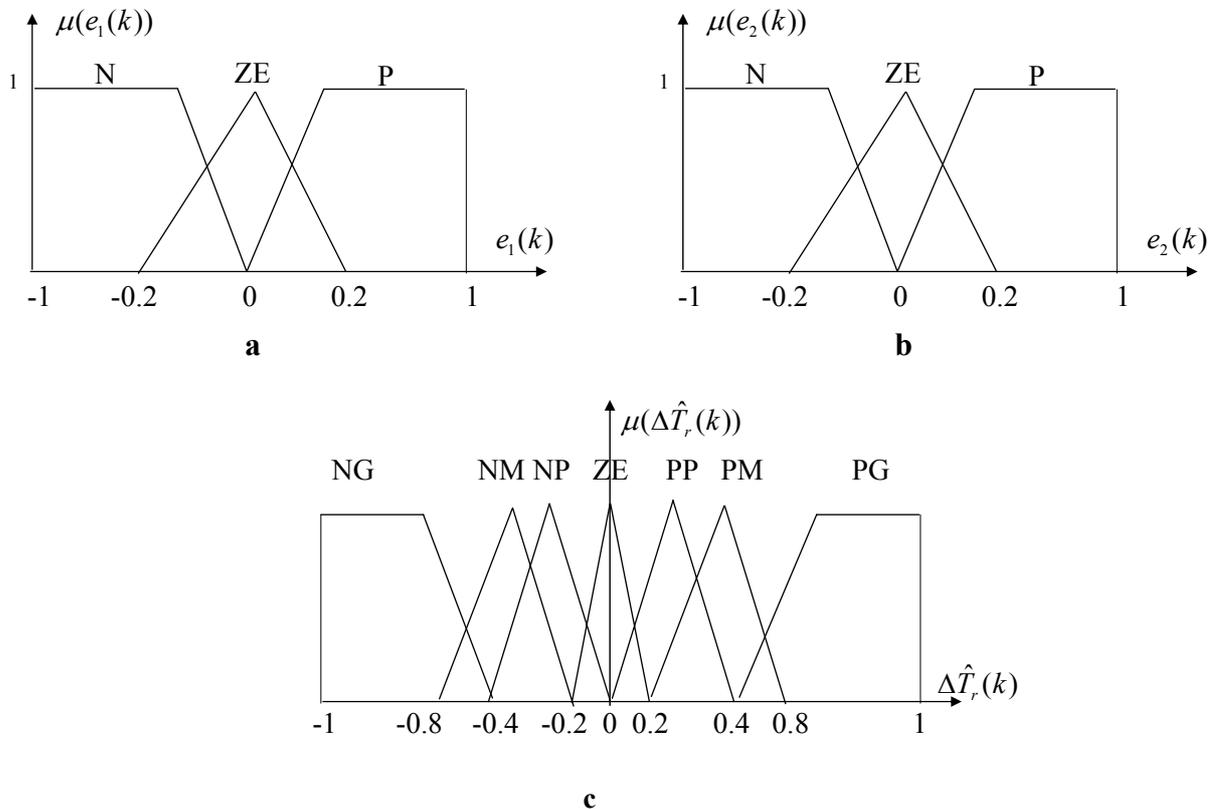


Figure 3. 6 : Distribution des fonctions d'appartenances des variables entrées/sorties

$$T_r^*(k) = T_r^*(k-1) + \Delta T_r^*(k) \quad (3.18)$$

Les variables entrées/ sortie sont normalisées et quantifiées par des ensembles flous. Le choix des fonctions d'appartenance dépend essentiellement de la préférence de l'utilisateur. Les formes trapézoïdales et triangulaires **figure 3.6** sont choisies pour les variables d'entrées / sortie. Le **tableau 3. 2** donne les règles possibles correspondant aux différentes situations.

$e_1(k)$ / $e_2(k)$	N	ZE	P
N	NM	NP	NG
ZE	NP	ZE	PP
P	PM	PP	PG

Tableau 3.2: Règles d'inférences de l'estimateur flou de la constante de temps rotorique

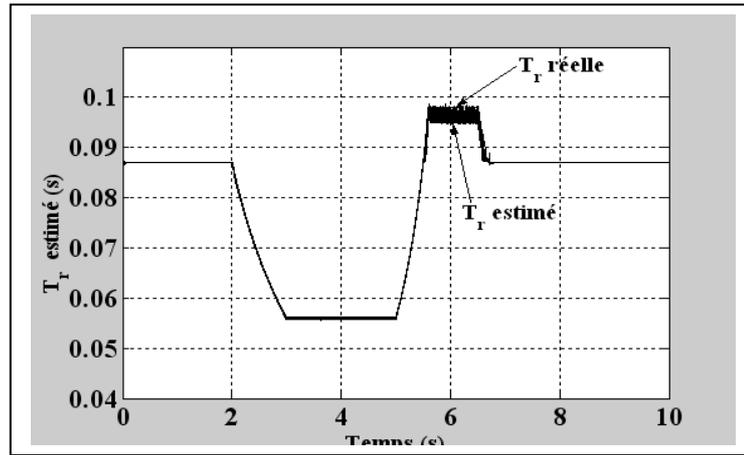
3.3 PERFORMANCES DE LA CV-OFR AVEC ESTIMATION DE T_r PAR LA LOGIQUE FLOUE

En vue de connaître et vérifier l'effet des mécanismes suscités, nous allons simuler la commande directe en premier lieu avec variation de la résistance rotorique pour les conditions suivantes (avec comparaison des deux approches proposées):

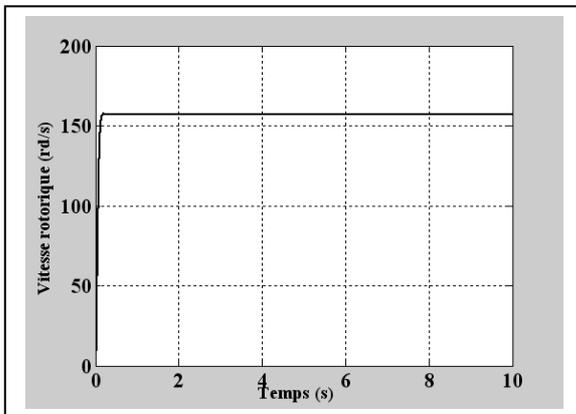
- En charge dans le cas où la vitesse est nominale et au mode haute vitesse (défluxage).
- En charge nulle à vitesse de basse.

Dans le cas des résultats de simulations illustrés par les **figures (3.7), (3.8)**, le moteur démarré en charge pour atteindre une certaine vitesse en régime permanent. Les résultats des **figures (3.9) et (3.10)** le moteur démarre en charge pour un profil de vitesse variable (mode defluxé) afin de pouvoir juger les performances des estimateurs vis-à-vis de variation de la constante du temps rotorique. Pour les deux approches, l'estimation est efficace, et converge très rapidement vers la valeur nominale. Par variation de la constante du temps rotorique, les deux méthodes suivent parfaitement ce changement et convergent rapidement vers la nouvelle valeur.

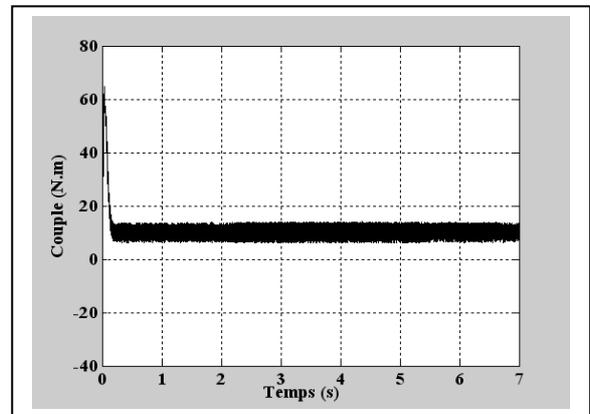
Par ailleurs en l'absence du couple de charge (**Fig.3.11 et Fig.12**), les deux méthodes sont incapables de donner une estimation précise de la résistance rotorique lorsque la constante du temps rotorique change. Et finalement et dans le but de cerner les performances données par les deux approches et d'après les résultats des figures. (3.13) et figure (3.14), on remarque bien que dans la première méthode, les erreurs de l'estimateurs flou \hat{T}_r , et des deux composantes du flux rotoriques $\hat{\Phi}_{rd}$ et $\hat{\Phi}_{rq}$ sont moins importantes que celle de la deuxième méthode.



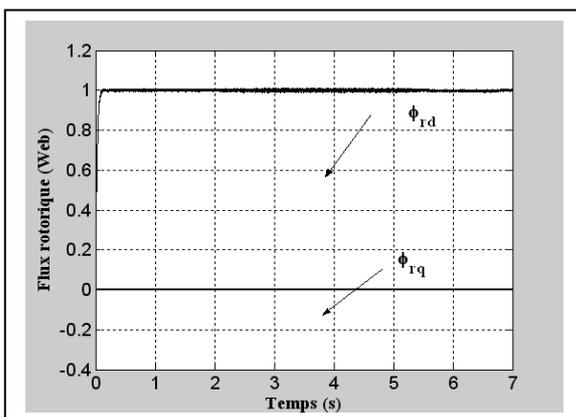
a)



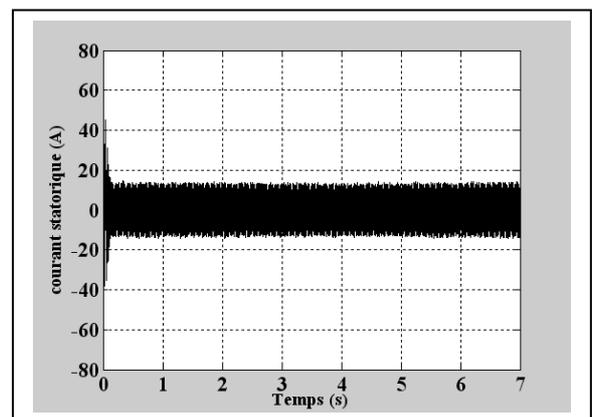
b)



c)

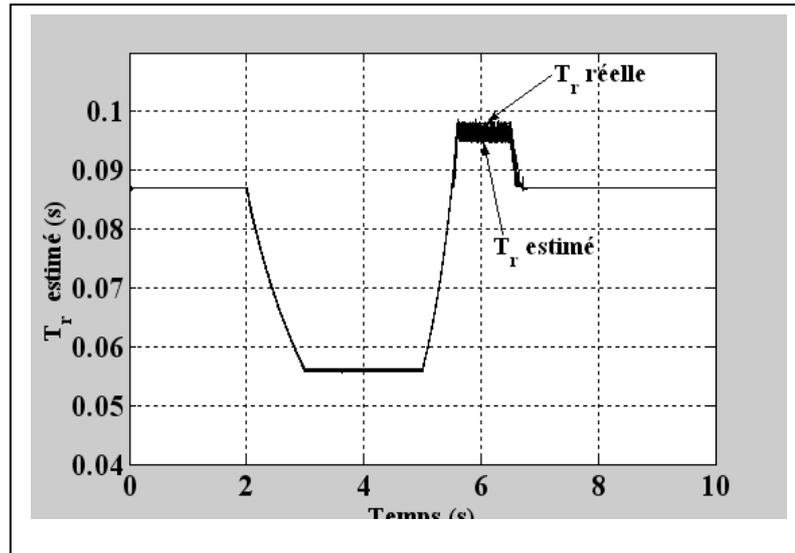


d)

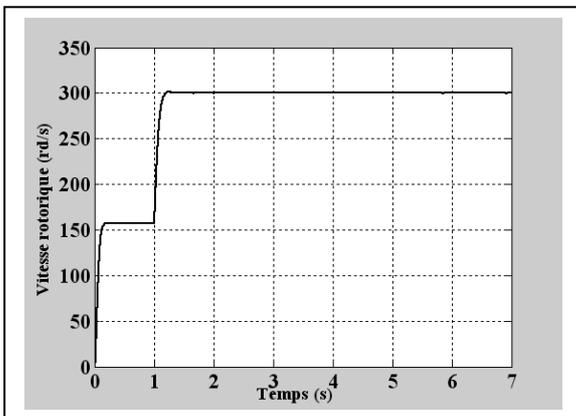


e)

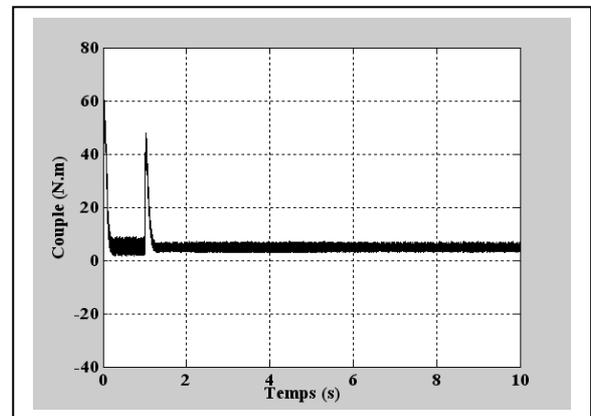
Figure. 3. 7 : Performances du variateur avec la première adaptation floue de la constante du temps rotorique dans le cas en charge



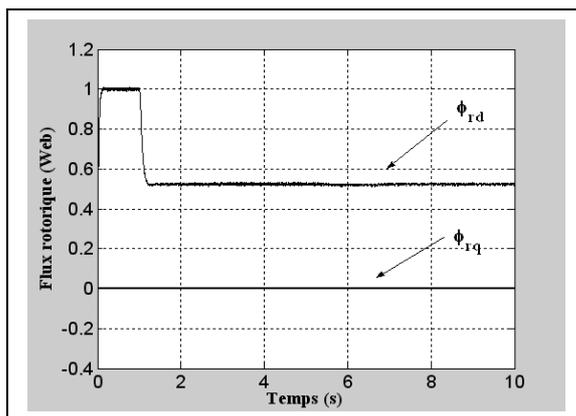
a)



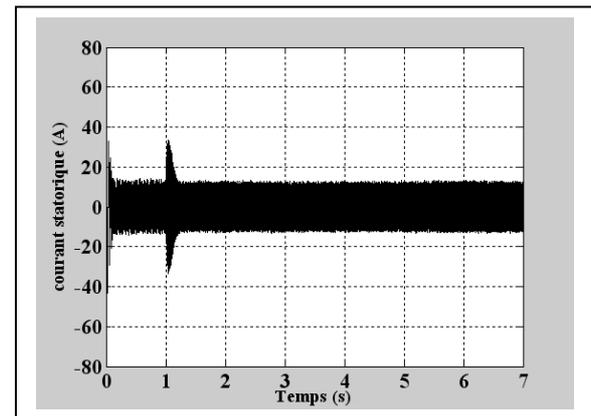
b)



c)

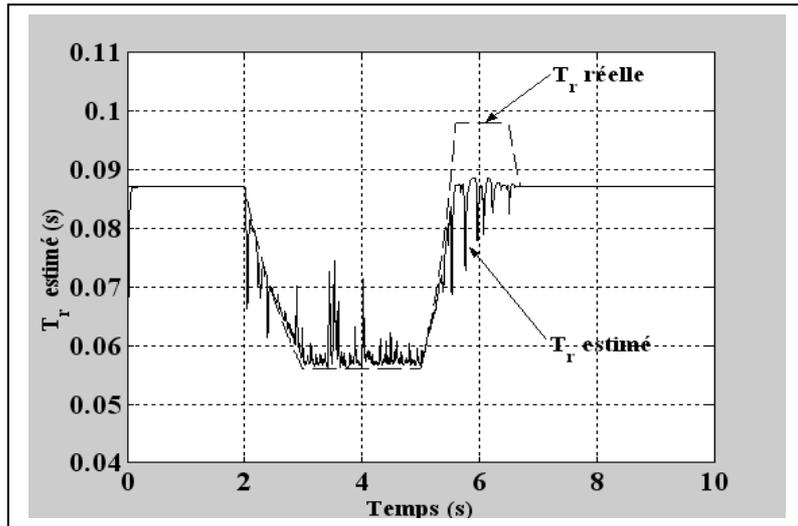


d)

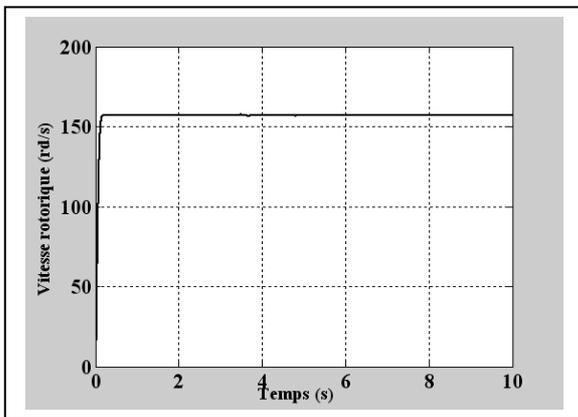


e)

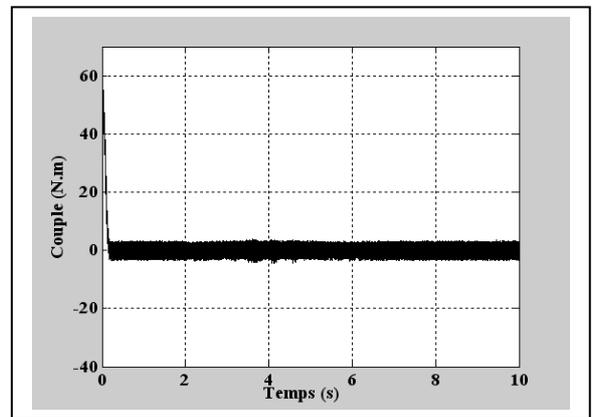
Figure. 3. 8 : Performances du variateur avec la première adaptation floue de la constante du temps rotorique en mode Defluxé



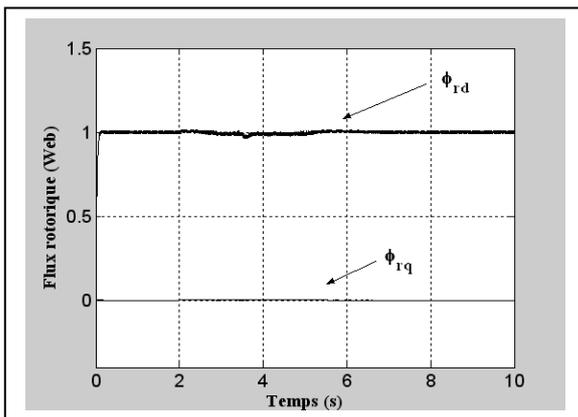
a)



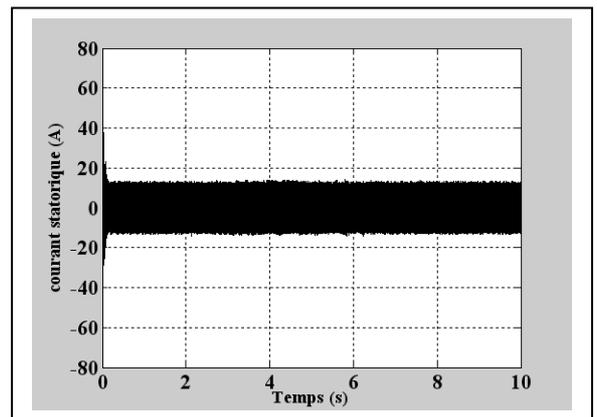
b)



c)

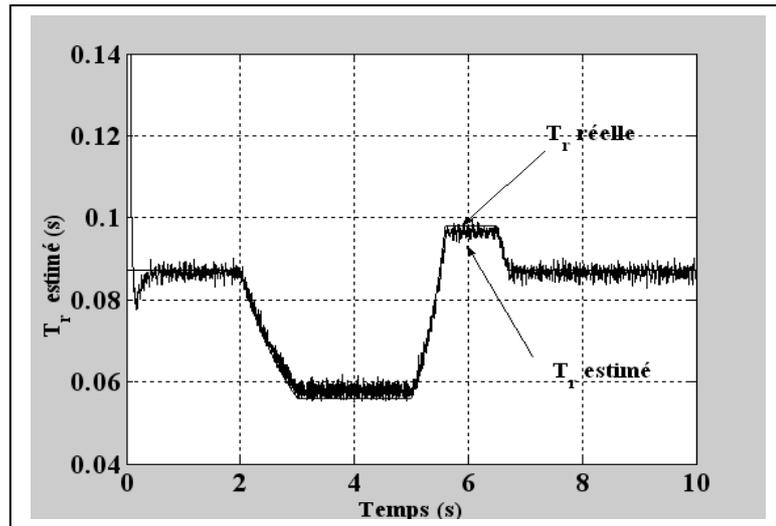


d)

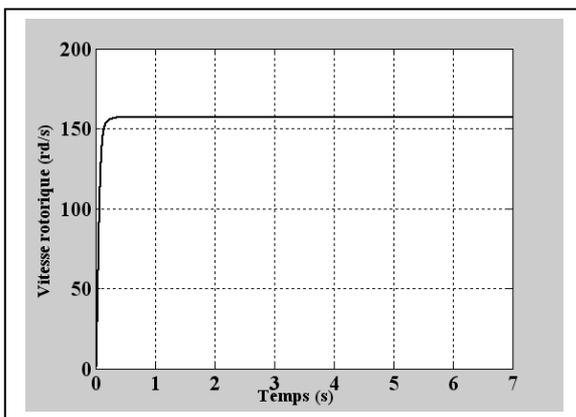


e)

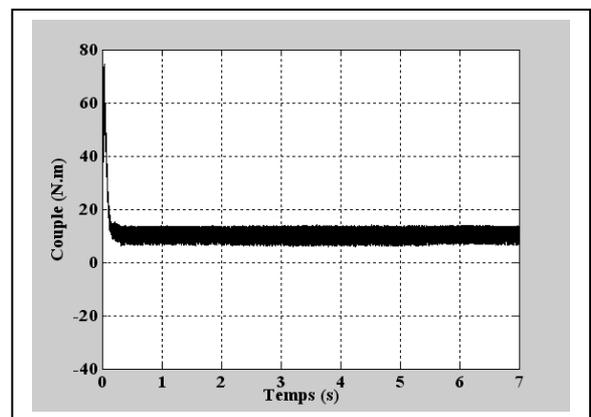
Figure. 3. 9 : Performances du variateur avec la première adaptation floue de la constante du temps rotorique dans le cas à vide



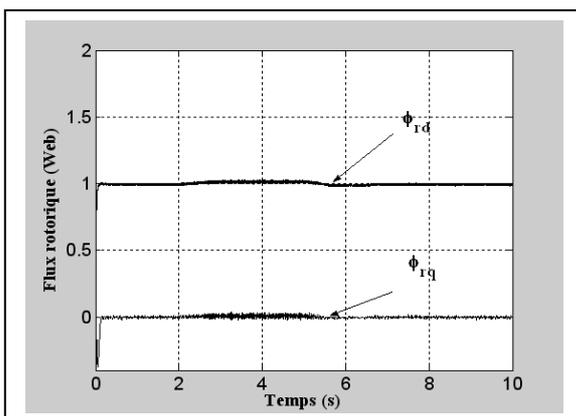
a)



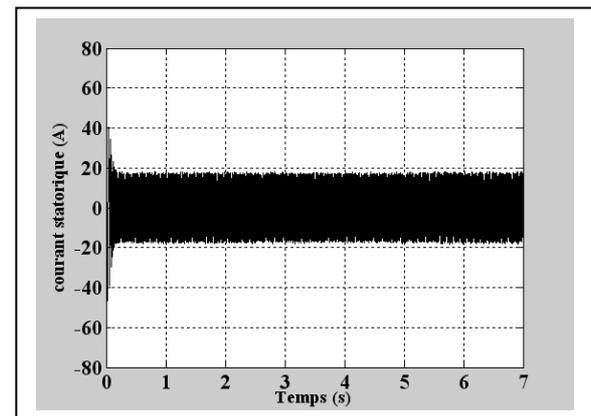
b)



c)

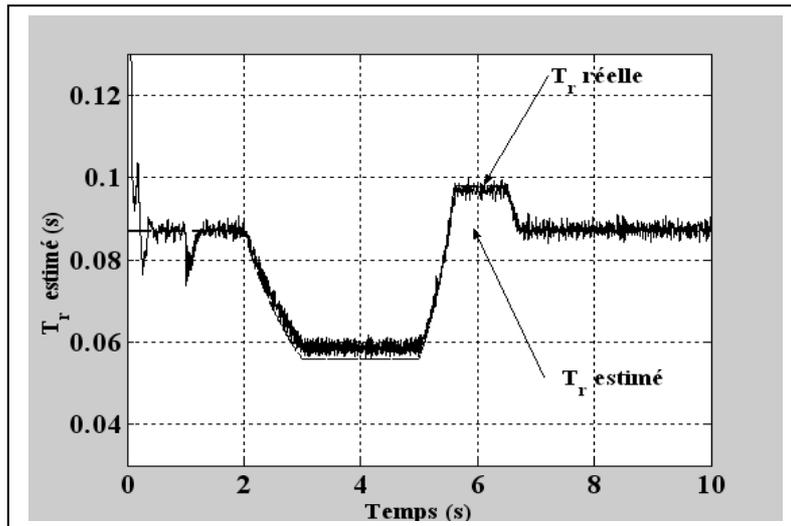


d)

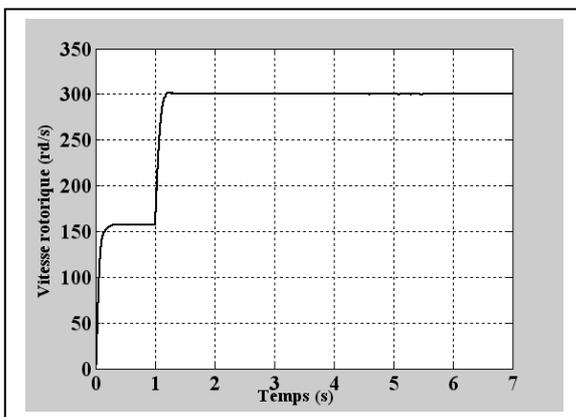


e)

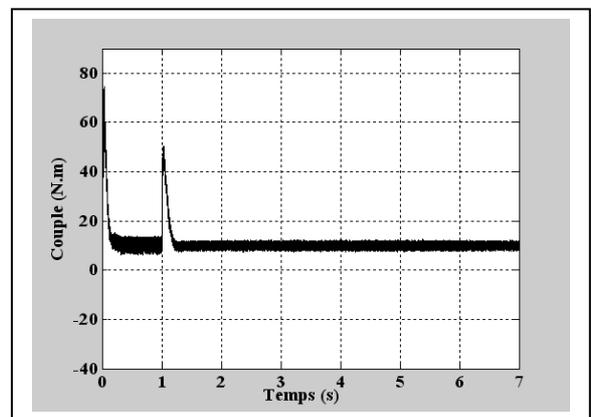
Figure. 3. 10 : Performances du variateur avec la deuxième adaptation floue de la constante du temps rotorique dans le cas en charge



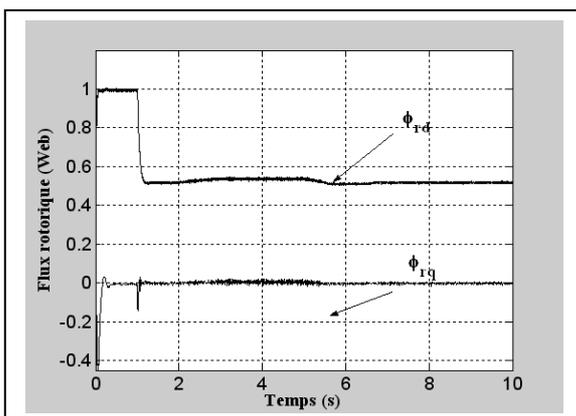
a)



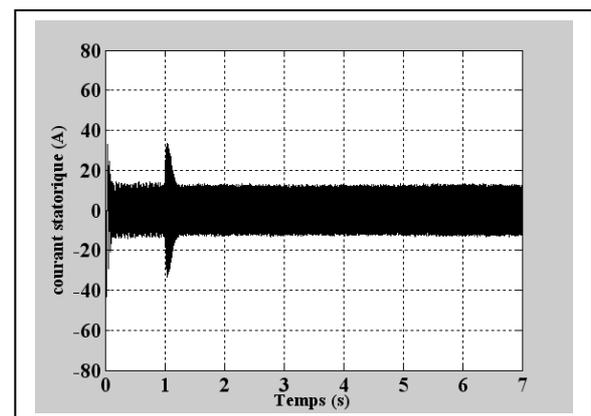
b)



c)

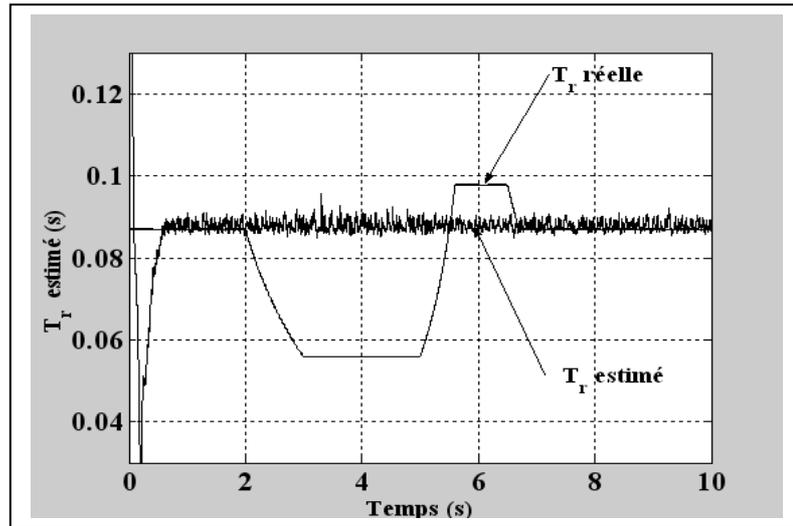


d)

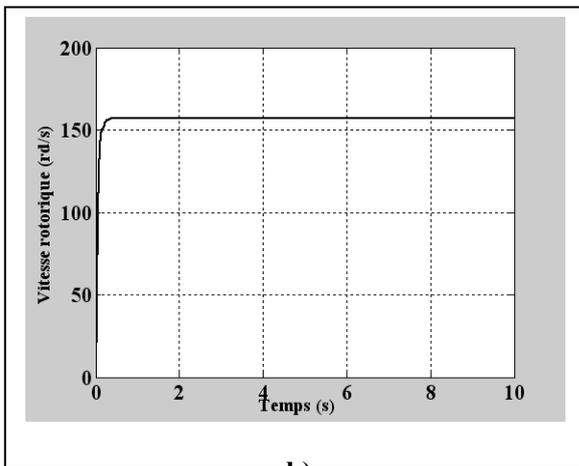


e)

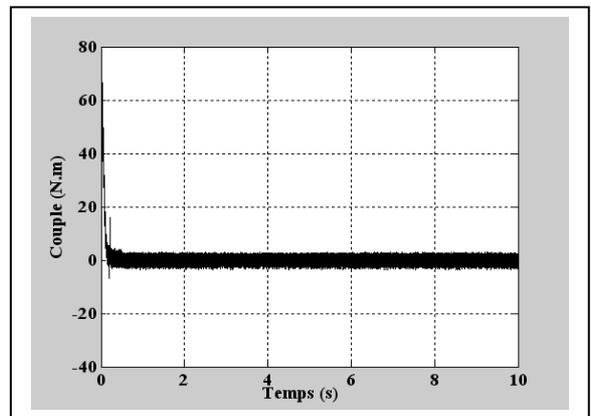
Figure. 3. 11 : Performances du variateur avec la deuxième adaptation floue de la constante du temps rotorique en mode defluxé



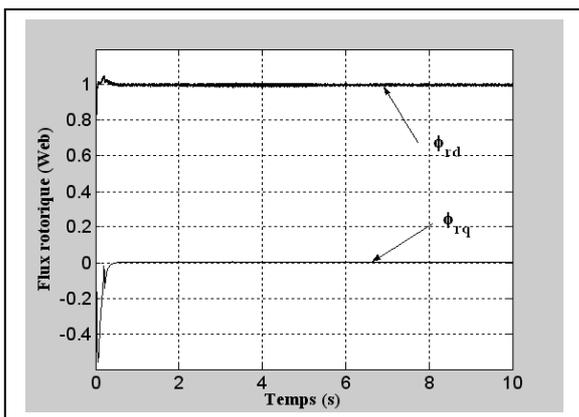
a)



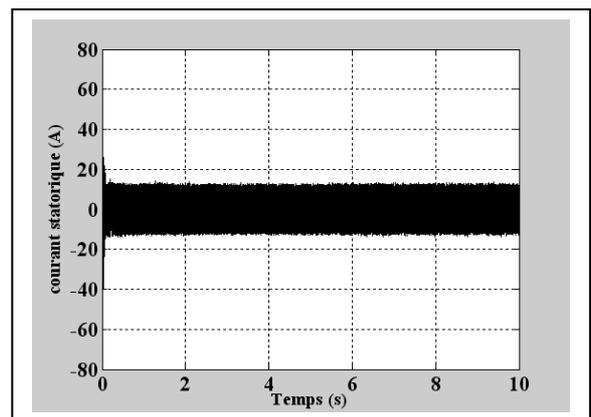
b)



c)



d)



e)

Figure. 3. 12 : Performances du variateur avec la deuxième adaptation floue de la constante du temps rotorique dans le cas à vide

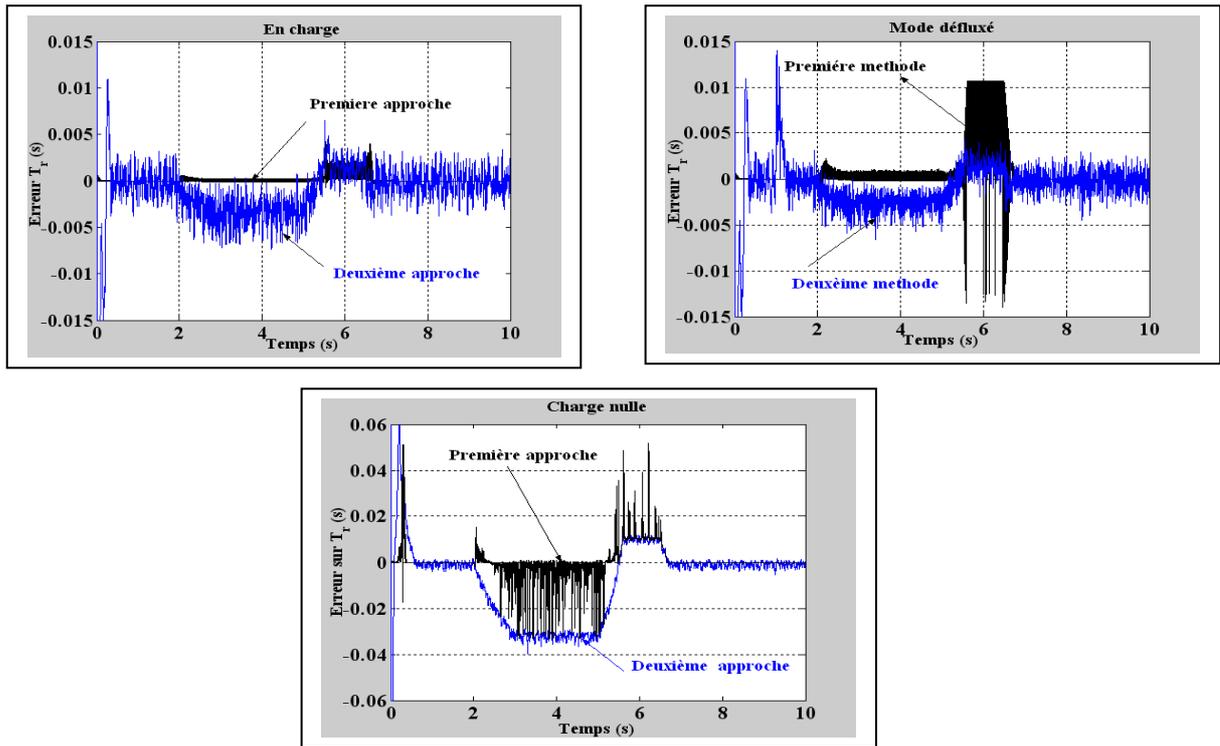


Figure. 3.13 : Erreurs d'estimation de \hat{T}_r

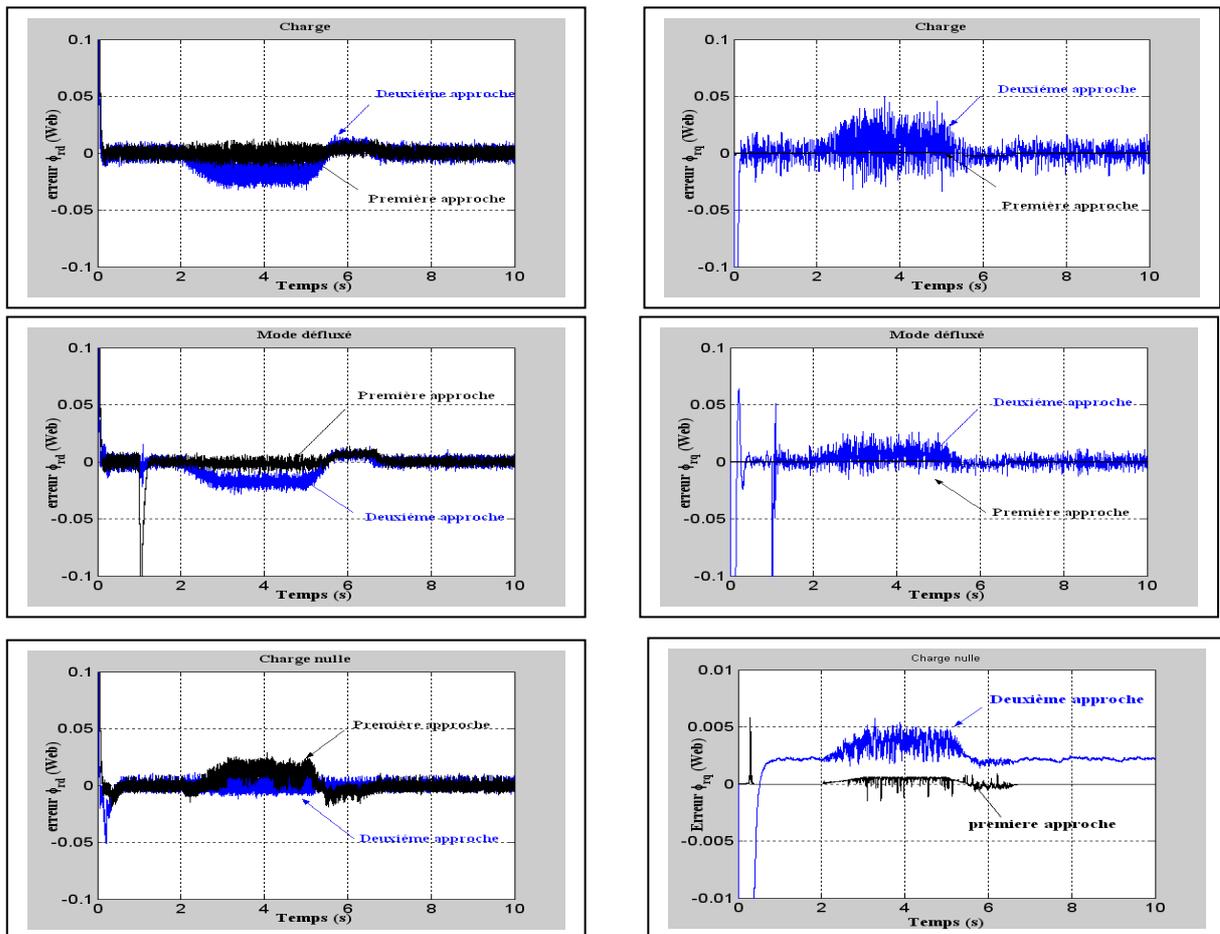


Figure. 3.14 : Erreurs sur le flux rotorique

2. 4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, deux approches d'estimation de la constante rotorique de la machine asynchrone ont été présentées L'objectif des mécanismes d'adaptation proposés est de générer le gain de variation de la constante du temps rotorique réelle et ceci afin, de maintenir le découplage effectif entre le couple et le flux. Ces approches répondent principalement aux besoins les plus critiques des lois de fonctionnement à savoir en charge, a vide et en mode defluxé. D'après les résultats obtenus, La première méthode d'adaptation de la constante du temps rotorique assure de meilleures performances en termes de précision et de robustesse par rapport à la deuxième approche d'estimation.

Un prochain chapitre traitera des approches pour la minimisation de taux d'ondulation du couple d'une commande sans capteur *DTC*

Chapitre 4

APPROCHE FLOUE POUR LA MINIMISATION DES ONDULATIONS DE COUPLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE COMMANDEE PAR DTC

4.1 INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à l'étude de minimisation des ondulations de la commande directe du couple. Afin de remédier à ce problème déjà signalé dans l'état de l'art, deux approches à base de la logique floue vont être proposées :

- Dans la première l'approche les régulateurs hystérésis seront remplacées par des régulateurs à base de la logique floue avec association de la technique de la Modulation vectorielle (*SVM*) [29].
- La deuxième est consacrée à une approche permettant la minimisation des ondulations du couple utilisant l'association de la commande directe du couple et celle de la commande par orientation du flux statorique toute en utilisant un régulateur de type PI

(intégrateur proportionnel), ce même régulateur sera remplacé par un régulateur à base de la logique floue [30].

Pour améliorer les performances de l'estimateur du flux utilisé pour une commande *DTC* de la *MAS*, nous proposons également un estimateur flou de la résistance statorique [20].

4.2 EFFET DES ONDULATIONS SUR LES PERFORMANCES DE LA COMMANDE DTC

Différentes solutions sont proposées pour remédier aux problèmes des ondulations [22-28]. Les inconvénients de la stratégie *DTC* classique sont aussi de taille, et la plupart sont dérivés du fait que ceci peut naturellement soulever des problèmes de compatibilité électromagnétique, car il devient difficile de garantir l'inexistence d'harmoniques à des fréquences données [60-62].

D'autre part, les variations de la fréquence de commutation en fonction de la vitesse et du couple, de quelques dizaines de Hz à basse vitesse à quelques kHz à moyenne vitesse, génèrent nécessairement un bruit audible de forte intensité qui peut être particulièrement gênant à basse vitesse [24], [63-64].

Du fait de la variation de la fréquence de commutation, l'énergie de distorsion du couple est concentrée sur une gamme d'harmoniques dont la fréquence est difficile à maîtriser. Ces harmoniques pourront donc, dans beaucoup d'applications, exciter les modes de résonance mécanique de la chaîne de traction et contribuer significativement à son vieillissement précoce. Par conséquent l'absence de la maîtrise de la valeur de la dérivée du couple sur une période d'échantillonnage causant des dépassements considérables de bande a hystérésis (**Fig. 4.1(c)**), au point d'obtenir une ondulation de couple plusieurs fois supérieure à la largeur de la bande d'hystérésis et typiquement supérieure à celle obtenue avec une loi de commande faisant appel à un module *MLI* [64].

4.2.1 Première approche de minimisation de l'ondulation (DTC-discrète)

Pour une première approche, les contrôleurs hystérésis du couple et flux ont été remplacés par des contrôleurs à base de la logique floue et la table de vérité de structure de contrôle (**Tab.1.3**) et remplacée par un générateur de la tension statorique. La modulation *SVM* est introduite dans le but de voir l'apport de la logique associée à cette technique déjà connue par son efficacité dans la littérature [65-66]. Avant de faire l'association des deux techniques, logique floue et la modulation *SVM*, une étude et une validation des résultats seront présentées pour voir l'apport de chaque méthode dans l'amélioration des performances de la commande *DTC* en particulier les performances statiques

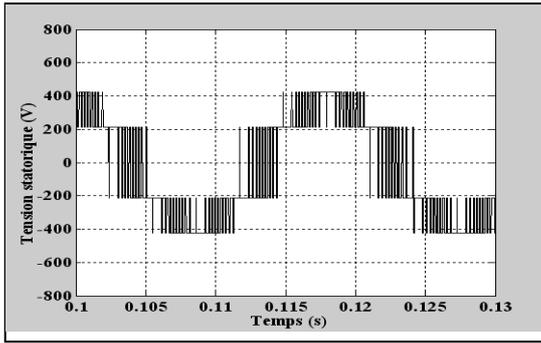


Fig. 4.1(a): Tension statorique

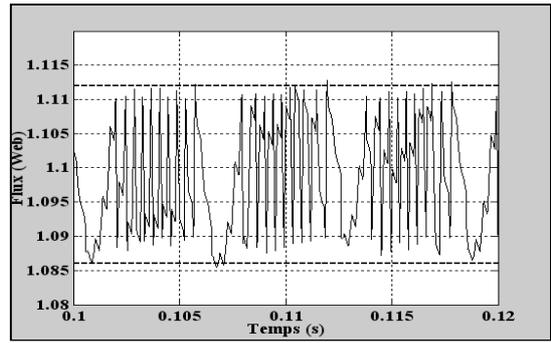


Fig. 4.1(b) : Flux statorique

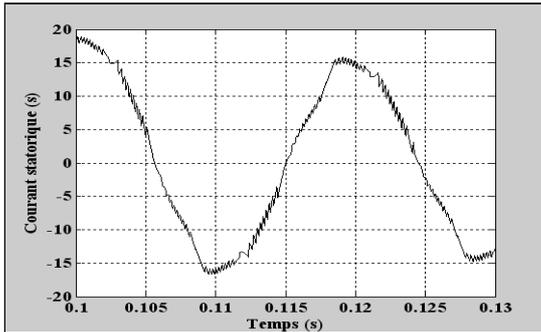


Fig. 4.1(c) : Courant statorique

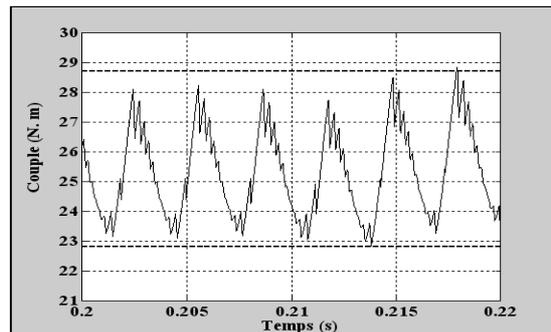


Fig. 4.1(d): Couple électromagnétique

Figure 4. 1 : Fonctionnement en régime permanent

4.2.1.1 DTC avec régulateurs hystérésis flous (FLC)

L'idée de base est de remplacer les blocs d'hystérésis du flux et couple par des contrôleurs à base de la logique floue (FLC). Vu que les sorties booléennes classiquement déterminées par les sorties des régulateurs hystérésis prennent les valeurs "0" ou "1" (vrai ou faux : logique binaire) et comme la régulation par logique floue ne peut pas prendre que ces valeurs, étant donné que le degré d'appartenance ou la variable floue appartient à l'intervalle [0 1], [38], ces sorties seront donc déterminées par les blocs de convertisseur "CAN" (Convertisseur Analogique Numérique) (Fig.4.2), qui sont définis d'après un raisonnement ayant trait à la logique floue [67]: FLC

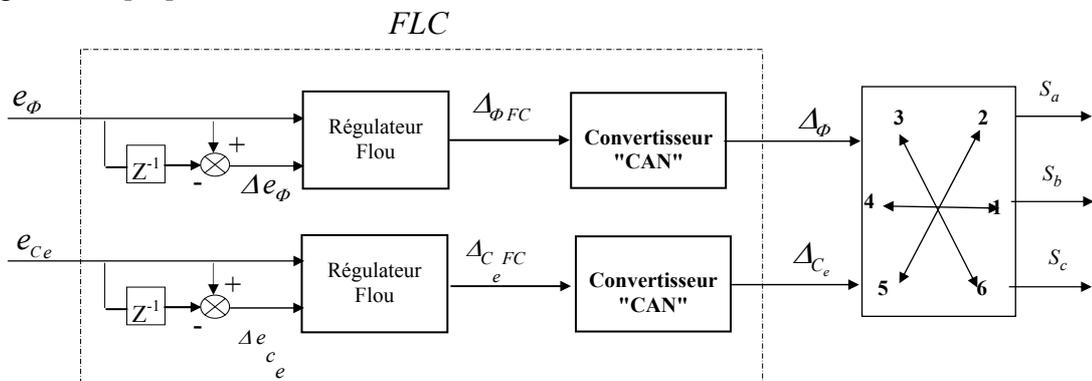


Figure.4.2 : Génération des sorties booléennes des comparateurs à hystérésis du couple et flux

Les blocs flous de flux et couple admettent comme entrée les deux variables d'entrées :

$$e_{\phi}(k) = \Phi_s^*(k) - \Phi_s(k) \quad (4.1)$$

$$\Delta e_{\phi}(k) = e_{\phi}(k) - e_{\phi}(k-1)$$

Et :

$$e_c(k) = C_e^*(k) - C_e(k) \quad (4.2)$$

$$\Delta e_c(k) = e_c(k) - e_c(k-1)$$

Les sorties de contrôleurs flou du flux et couple sont respectivement $\Delta_{\phi FC}$ et $\Delta_{C_e FC}$ voir

figure.4.2 les sorties Δ_{C_e} et Δ_{ϕ} représentent respectivement les sorties booléennes des comparateurs à hystérésis de l'erreur sur le couple et le flux sont déterminées par la méthode suivante:

$$\Delta_{\phi} = \begin{cases} 0 & \text{si } \Delta_{\phi FC} < 0.5 \\ 1 & \text{si } \Delta_{\phi FC} \geq 0.5 \end{cases} \quad (4.3)$$

$$\Delta_{C_e} = \begin{cases} 0 & \text{si } \Delta_{C_e FC} < 0.5 \\ 1 & \text{si } \Delta_{C_e FC} \geq 0.5 \end{cases} \quad (4.4)$$

a Extraction des règles floues

L'expertise est obtenue par évaluation du comportement de la variation des deux inputs dans une commande *DTC* à base d'hystérésis. On note que le choix des fonctions d'appartenance des ces deux inputs (nombre 3) est fait suite à plusieurs essais (cinq partitions pour les inputs qui n'ont pas apportés d'amélioration). Pour la sortie le choix de cette fonction est bien argumenté vu qu'on ne doit pas s'éloigner du comportement de régulateurs par l'hystérésis. Les règles floues traduisent le comportement des deux inputs, la sortie traduit l'action de commande désirée (sortie du bloc flou) pour réduire les pulsations du couple. Les variables entrées / sortie sont normalisées et quantifiées par des ensembles flous. Le choix de types de fonctions d'appartenance dépend essentiellement de la préférence de l'utilisateur. La forme triangulaire **figure (4.3. a)** et **figure (4. 4.a)** est choisie pour les variables de variation d'erreurs du flux et du couple. La forme trapézoïdale (**Fig. (4.b. c)** ; **(Fig.4 ; 4. b. c)**) est utilisée successivement pour les variables d'entrées et sorties dans les deux cas de régulateurs

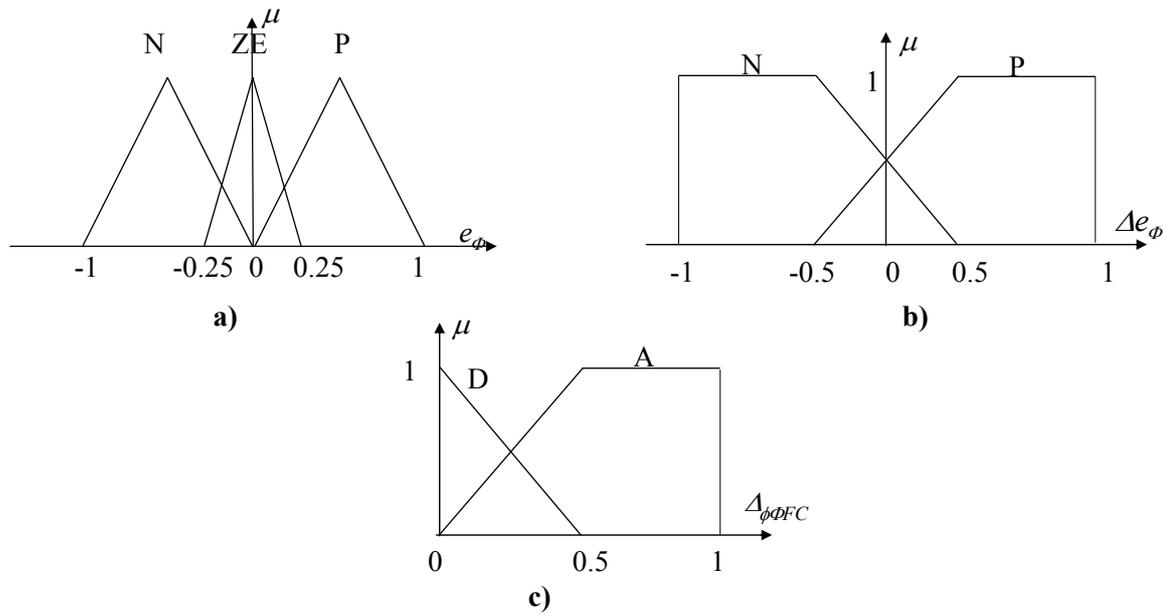


Figure .4. 3: Distribution des fonctions d'appartenance des variables floues entrées/sorties du contrôleur flux

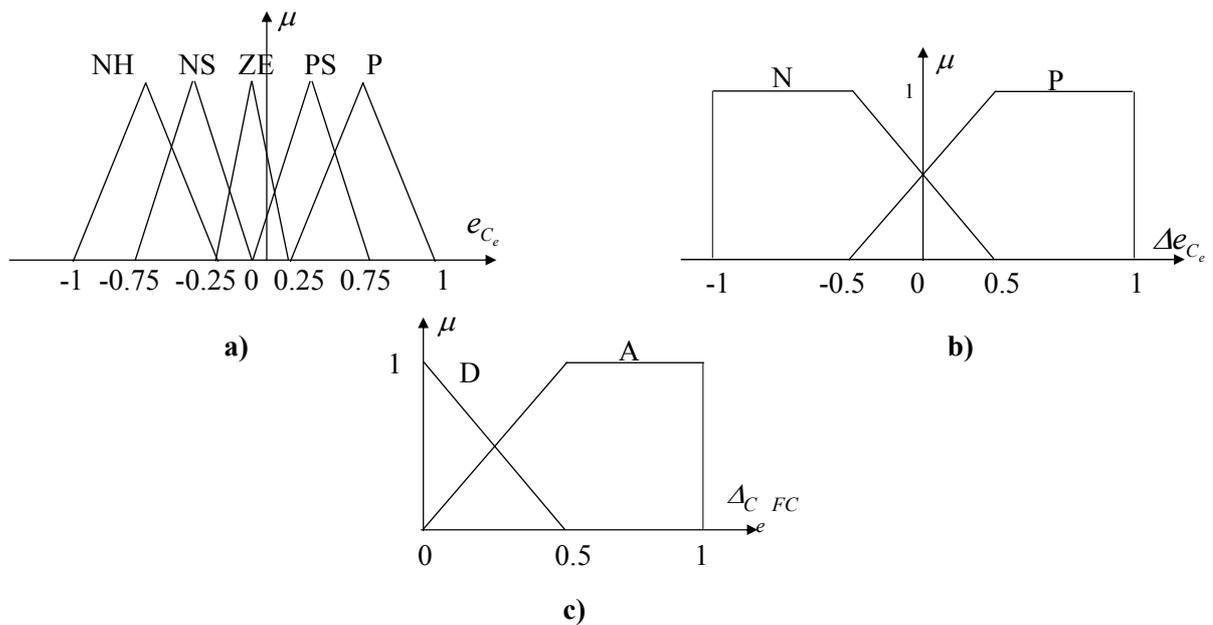


Figure .4.4: Distribution des fonctions d'appartenance des variables floues entrées/sorties du contrôleur couple

Les règles linguistiques du contrôle sont élaborées et stockées respectivement pour le flux et le couples dans le **tableau 4.1** et **tableau 4.2**. Les variables de sorties $\Delta_{\phi_{FC}}$ et $\Delta_{C_{FC}}$ sont obtenues en utilisant l'algorithme d'inférence de Mamdani et la méthode de centre de gravité [2.9] Notons que les hautes performances peuvent être obtenues en ajustant les gains de normalisation.

Δe_ϕ	e_ϕ			
		N	ZE	P
	N	D	A	A
	P	D	D	A

Tableau 4. 1: Règles d’inférences floues du correcteur du flux $\Delta_{\phi FC}$

Δe_c	e_c					
		NG	NP	ZE	PP	PG
	N	D	D	A	A	A
	P	D	D	D	D	A

Tableau 4. 2: Règles d’inférences floues du correcteur du couple $\Delta_{C FC}$

Avec :

NG	NP	ZE	PP	PG	A	D	P	N
Négatif	Négatif	Environ	Positif	Positif	Augmenter	Diminuer	Positif	Négatif
Grand	Petit	Zéro	petit	Grand				

Tableau 4. 3: Signification des ensembles flous

A titre explicatif on donne la signification de quelques règles :

- **Si** (e_ϕ est N **ET** Δe_ϕ est N) **Alors** ($\Delta e_{\phi FC}$ est D):

La règle extraite suggère que dans le cas où il y a un grand dépassement de l’erreur du flux par conséquent augmentation des ondulations du flux donc il faut diminuer $\Delta e_{\phi FC}$.

- **Si** (e_c est PG **ET** Δe_c est P) **Alors** ($\Delta e_{C_e FC}$ est A):

L’information extraite ici indique que si l’erreur sur le couple est grande donc elle peut dépasser les limites de la bande par conséquent peut causer l’inversion de la tension sélectionnés [61], [24], ce qui provoquera la diminution du couple. Pour remédier à ce problème, il faut augmenter $\Delta e_{C_e FC}$.

Les résultats, de simulations **Figure 4. 5.** (a,b,c) montrent les sorties $\Delta_{\phi FC}$, $\Delta_{C_e FC}$ et les sorties booléennes Δ_ϕ et Δ_{C_e} .

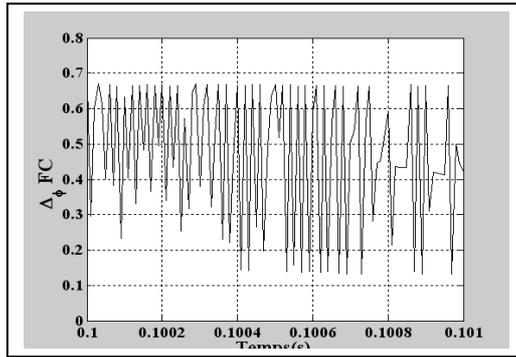


Fig. 4.5(a) : Sortie floue (flux)

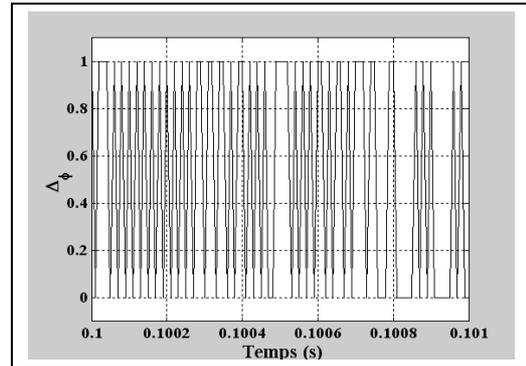


Fig. 4.5(b) : Sortie booléenne (flux)

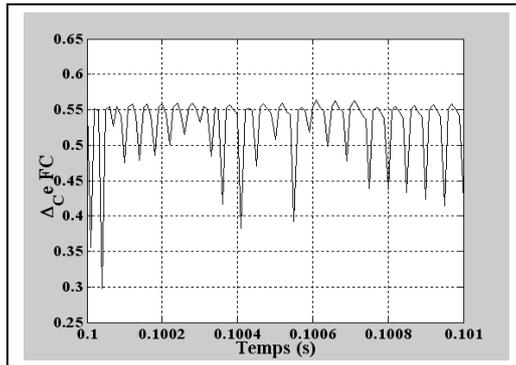


Fig. 4.5(c) : Sortie floue (couple)

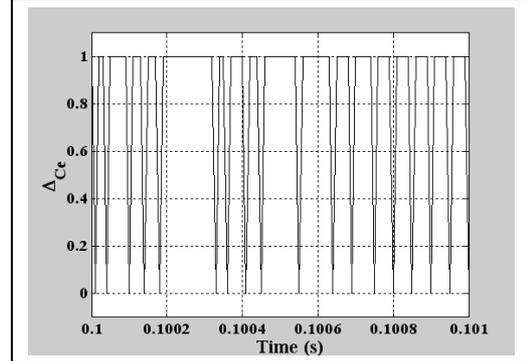


Fig. 4.5(d) : Sortie booléenne (couple)

Figure.4.5: Sorties floues et booléennes du couple et du flux

Afin de démontrer l'efficacité des régulateurs flous permettant d'identifier les sorties, les résultats d'une simulation numérique sont présentés pour les paramètres de commande suivants : La référence du flux statorique égale à 1.1 Wb avec une bande d'hystérésis de 0.1 Wb (10%), la bande d'hystérésis pour le couple est de 2.8Nm et la tension d'alimentation de l'onduleur est de 517 V. **La figure 4.6** montre les performances des régulateurs développés en régime dynamique ou en statique. Pour le régime dynamique, on remarque que la commande *DTC* sans et avec régulateurs flous garde les mêmes performances, en régime statique une nette amélioration avec la diminution des ondulations de couple et flux, est enregistrée.

4.2.1.2 DTC avec Modulation vectorielle (SVM)

Dans cette partie, on va exposer la stratégie de la commande *DTC* qui fait appel à un modulateur *MLI* vectorielle (fréquence imposée constante). Il s'agit d'une stratégie de génération d'une tension de référence statorique qu'il faudrait appliquer à la machine et qui ensuite sera introduit dans un bloc *MLI* vectorielle (**Fig. 4.7**). La position du vecteur tension sera déterminée grâce à une opération de quantification qui sera équivalent à la limitation des six secteurs du plan complexe (α, β) , voir **figure 2.5**.

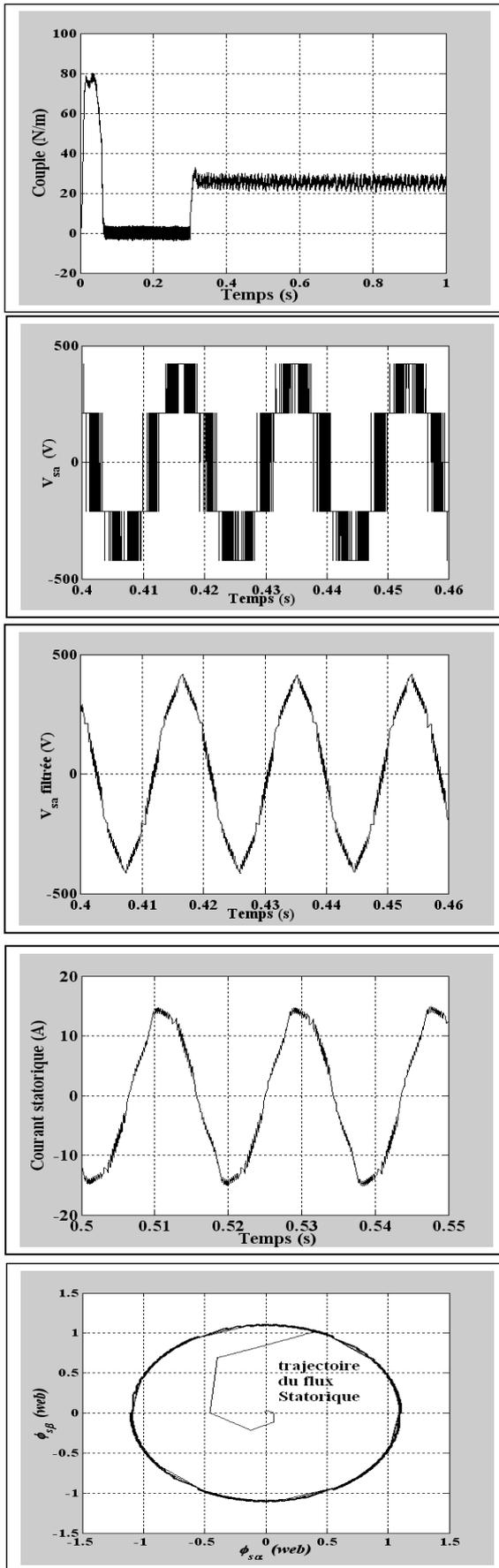


Figure 4.6.a). Résultats de simulation DTC classique

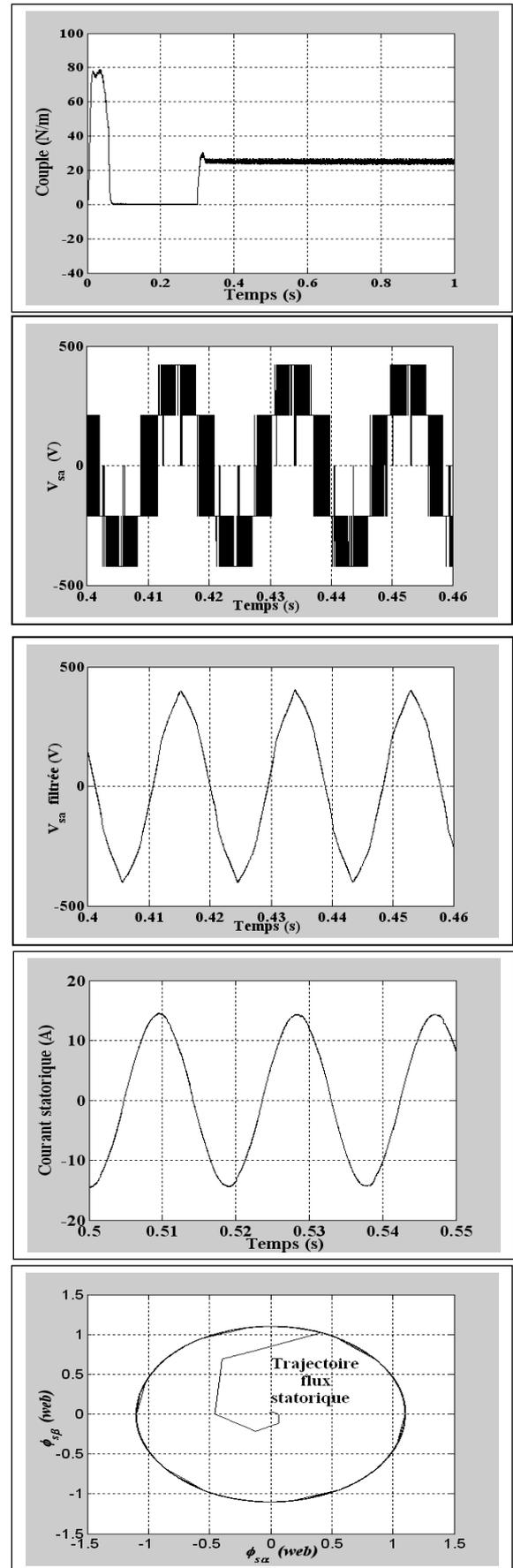


Figure 4.6. b) Résultats de simulation DTC-contrôleurs flux

La tension V_s dans le repère $(\alpha - \beta)$ peut être déduite de la stratégie conventionnelle de la DTC pour un couple positif (V_s positif) [68]:

$$\bar{V}_s = V_{sref} \exp[j(\theta_q + \alpha_d - \Delta\phi \alpha_i)] \quad (4.5)$$

Où:

$$V_{sref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_0 : \text{tension de référence}$$

θ_q Valeur quantifiée de la position du flux statorique θ_s ;

α_i choisi pour augmenter l'amplitude flux ;

α_d choisi pour diminuer l'amplitude flux ;

On quantifie pour une valeur $\frac{\pi}{3}$, α_d et α_i sont égales respectivement $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{\pi}{3}$, ce choix n'est pas arbitraire mais il est déduit pour avoir la table conventionnelle de Takahashi voir **Annexe C**, [9].

Dans le but de bénéficier des avantages de SVM, l'amplitude de la tension de référence V_{sref} est prise égale à $U_0/\sqrt{3}$ qui correspond au rayon du cercle inscrit dans l'hexagone de valeur maximale $U_0\sqrt{2/3}$ définissant le vecteur de contrôle, [65-66].

La tension de référence générée peut être donnée dans le repère $[d, q]$ où le flux statorique est lié à l'axe "d" peut s'exprimer par :

$$V_{sdq} = \Delta C_e \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \exp[j(-\Delta\theta + \alpha_d - \Delta\phi \cdot \alpha_i)] \quad (4.6)$$

Avec $\Delta\theta = \theta_s - \theta_q$

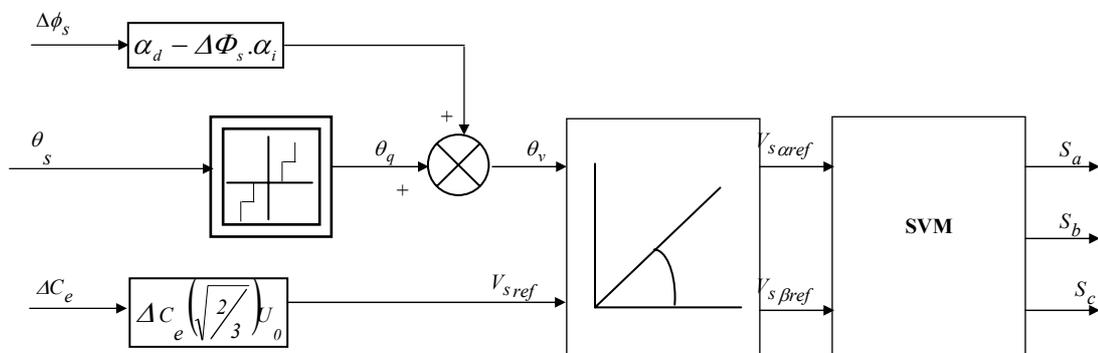
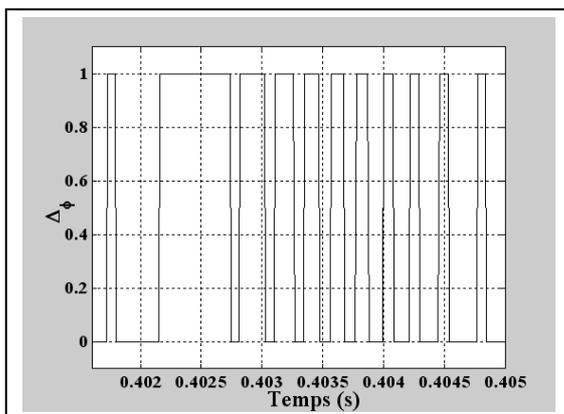


Figure 4.7 : Bloc de génération de la tension DTC_SVM

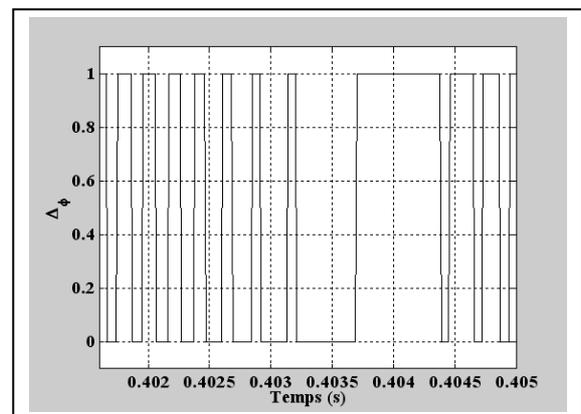
Dans cette approche, la première chose qu'on peut remarquer est la sortie booléenne **figure 4.8 (a ,b ,c,d)**. Dans le cas de l'utilisation de la logique floue **figure 4.8. (c, d)**, on remarque bien que le passage de la position "0" à "1" ne se fait pas brusquement comme dans le cas de *DTC_classique* et *DTC_SVM* **figure 4.8. (a, b)**, mais progressivement.

Les résultats des **figures 4.9 (a) à 4.9 ;b)** permettent de comparer les résultats de simulation obtenus pour la stratégie *DTC-SVM* et pour la commande *DTC-SVM* avec l'introduction des régulateurs flous déjà déterminés.

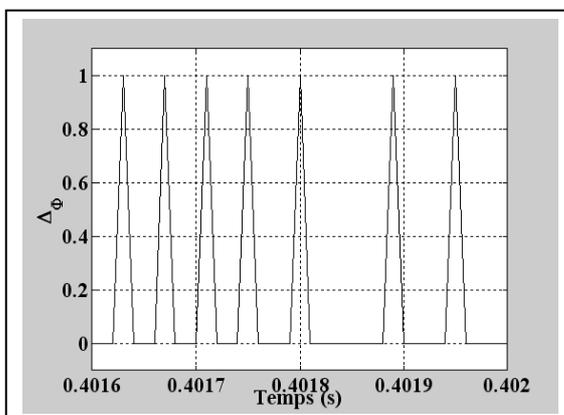
Dans un premier temps on se placera dans la condition de fonctionnement de fréquence de commutation $f_c = 5\text{kHz}$. Sur **la figure 4.9 (a)** on observe que la dynamique du couple et le temps de réponse est identique à celui de la *DTC_classique* **figure 4.6 (a)**, (conservation des performances dynamiques). Cela peut être justifié par le fait que la tension générée a permis de garder la stratégie conventionnelle de la commande *DTC* puisque elle représente une traduction fidèle de la table de commutation. De même, on remarque une diminution de taux d'ondulation pour les grandeurs relevés en l'occurrence le couple, et la trajectoire du flux. Les seconds tracés de ces figures (**Fig. 4/9. (b)**) montrent bien l'efficacité de l'association de la logique floue et la technique *SVM*. Des résultats sont satisfaisants au niveau de la minimisation du taux d'ondulation du couple et du flux.



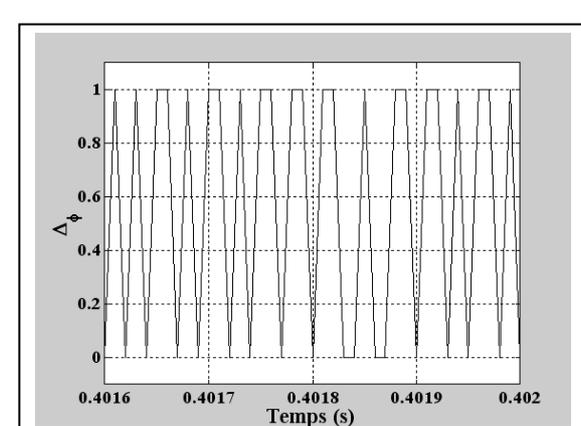
a) : DTC classique



b) : DTC -SVM



c) : DTC- FLC



d) : DTC FLC -SVM

Figure 4.8 : Sorties booléennes du flux des différentes techniques

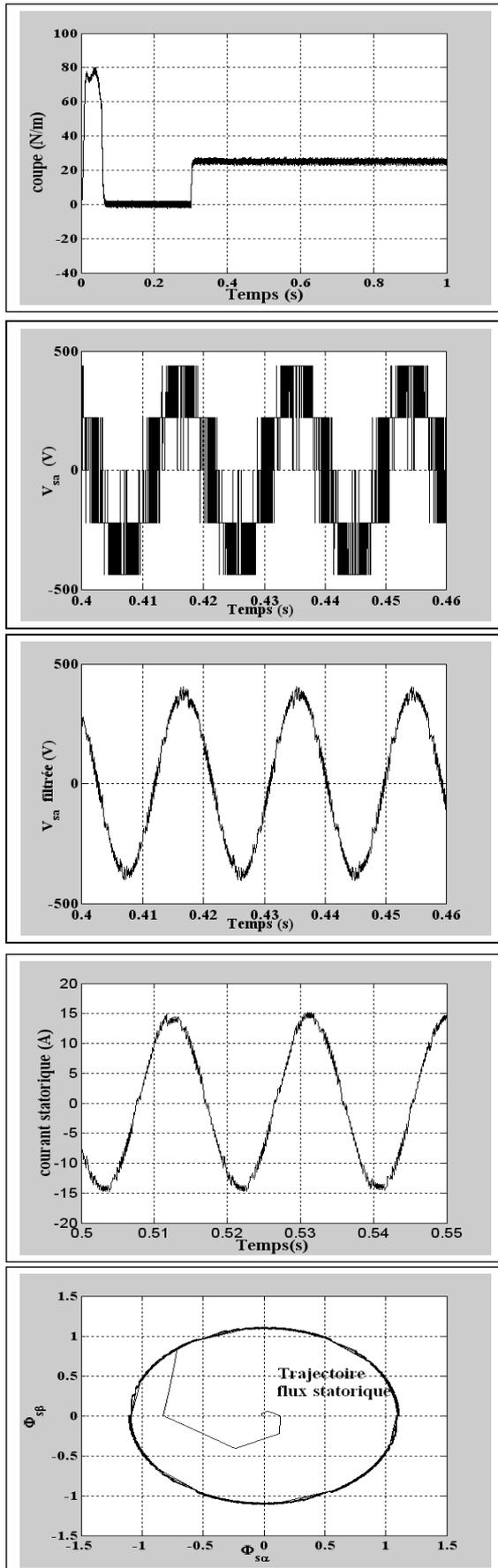


Figure. 4.9.a). Résultats de simulation DTC-SVM

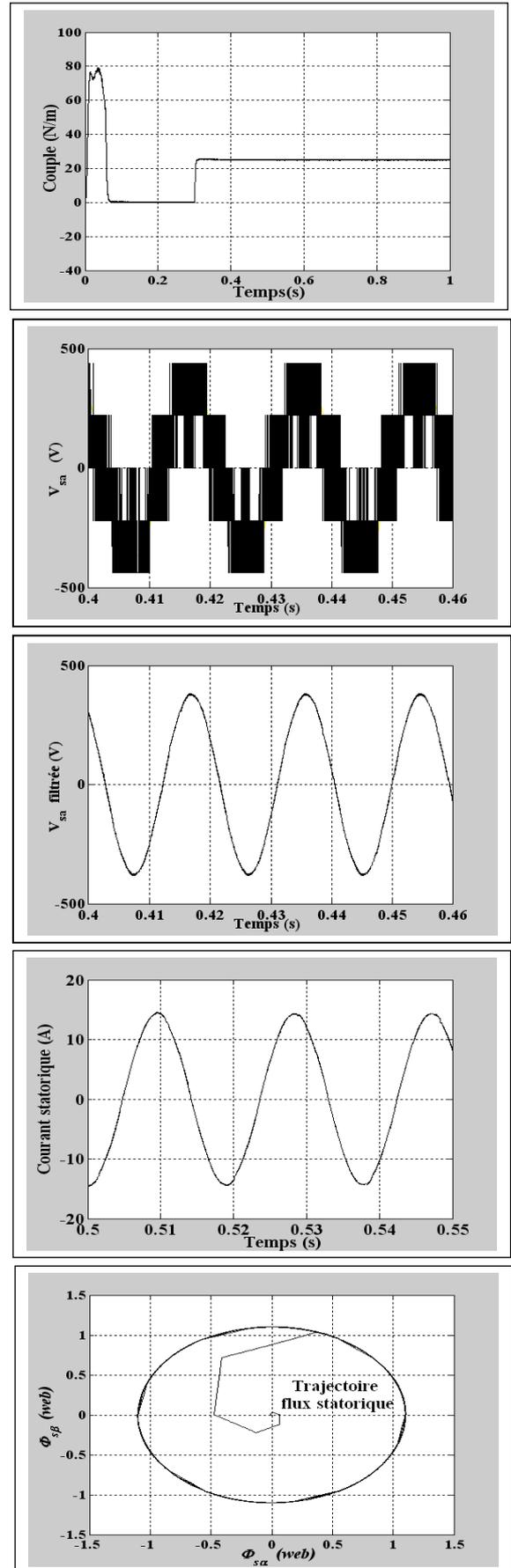


Figure 4. 9. b) Résultats de simulation DTC-SVM-FLC

4.2.2 Deuxième approche de minimisation des ondulations (DTC-continue)

Aujourd’hui on peut constater l’existence de diverses stratégies de commande, toujours désignées comme appartenant à la famille des techniques *DTC*. Ces stratégies sont certes basées sur le même principe de régulation directe et découplée du couple et du flux statorique, mais leur algorithme diffère considérablement de ceux proposés initialement. En particulier, ils utilisent un modèle mathématique de la machine asynchrone, plus ou moins approximatif.

Dans cette partie, nous développerons une autre commande *DTC* (*DTC_Continue*) basé sur la commande par orientation du flux statorique toujours dans le but de minimiser les ondulations du couple. Par ailleurs différentes études ont été effectuées dans ce domaine par d’autres auteurs [69-71]. L’algorithme de cette commande repose sur la suppression des régulateurs hystérésis et de la table de sélection des vecteurs ce qui élimine les problèmes qui y étaient associés. Avec cette méthode de commande l’onduleur travaille à fréquence constante puisqu’une modulation *MLI* vectorielle est appliquée aux vecteurs de sorties de la commande. L’objectif de cette méthode est de réaliser un contrôle direct du vecteur flux statorique dans un repère $(\alpha - \beta)$. Ainsi nous considérons deux vecteurs flux, le vecteur de flux statorique estimé et celui de consigne. Les composantes polaires du vecteur de consigne sont obtenues à partir de la pulsation statorique ω_s^* générée grâce à un régulateur flou (*RLF*) (**Fig. 4. 10**). A partir de ces composantes le vecteur d’incrément du flux statorique désiré est calculé. La modulation vectorielle sera appliquée sur le vecteur tension statorique déduit à partir de l’erreur entre le vecteur d flux statorique de consigne et celui estimé.

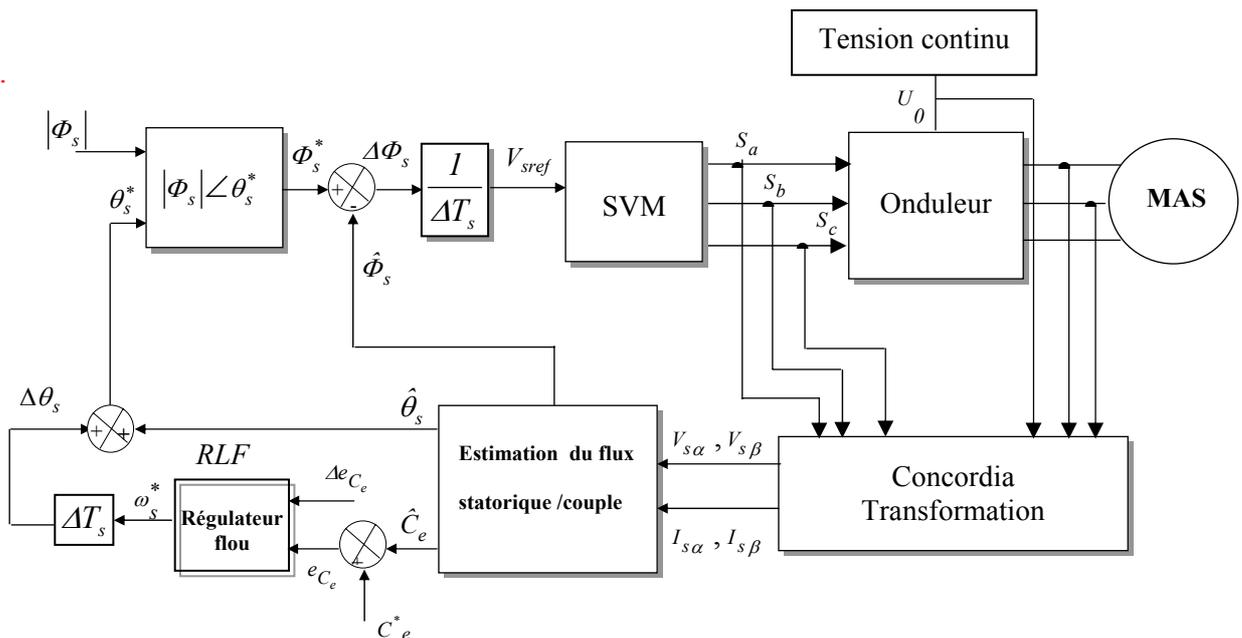


Figure.4. 10: Bloc de contrôle basé sur la commande DTC de la machine asynchrone

L'estimateur du flux et couple sont ceux de la commande *DTC* classique équations (2.46-2.47).

L'angle de position θ_s^* du flux statorique Φ_s est exprimé par l'équation suivante :

$$\theta_s^* = \hat{\theta}_s + \Delta\theta_s \quad (4.7)$$

Avec,

$$\Delta\theta_s = \omega_s^* \Delta T_s \quad (4.8)$$

ΔT_s , incrémentation de fréquence de commutation

La modulation vectorielle est utilisée dans le but de produire le signal de l'onduleur déduit à partir de la tension statorique donnée par :

$$V_{sref} = \frac{\Delta\Phi_s}{T_s} + R_s \tilde{i}_s \quad (4.9)$$

Où $\Delta\Phi_s$ représente l'incrément du flux statorique Φ_s (la chute de tension $R_s \tilde{i}_s$ est considérée négligeable).

La tension de référence V_{sref} augmente et dépasse la valeur maximale de l'onduleur quand l'erreur du couple est grande. Dans ce cas la valeur de V_{sref} doit resté dans les limites de la tension de l'onduleur [70] :

$$|\bar{V}_{sref}| \leq \frac{\sqrt{3}}{3} U_0 \quad (4.10)$$

Les entrées du contrôleur flou sont choisies comme étant l'erreur du couple et la variation de cette erreur :

$$\begin{aligned} e_c(k) &= C_e^*(k) - C_e(k) \\ \Delta e_c(k) &= e_c(k) - e_c(k-1) \end{aligned} \quad (4.11)$$

La valeur de sortie du contrôleur est la pulsation statorique ω_s^* elle est obtenue après défuzzification en utilisant la méthode de centre de gravité.

Pour chaque grandeur, la répartition des ensembles flous pourrait être symétrique ou non-symétrique, équidistante ou non-équidistante, sans ou avec chevauchement [39]. Après plusieurs simulations, nous constatons que, pour augmenter la robustesse du contrôleur envers les paramètres d'un procédé, il est avantageux de choisir une plus grande densité autour de la valeur nulle, **figure 4.11** montre le diagramme de répartition floue pour les grandeurs d'entrées e_c et Δe_c et sortie ω_s^* . Tel indique à la **figure 4.11**, la forme triangulaire est utilisée

pour les fonctions d'appartenance (à l'exception de la sortie, la forme trapézoïdale est employée) et que la répartition floue est symétrique et équidistante dans notre choix.

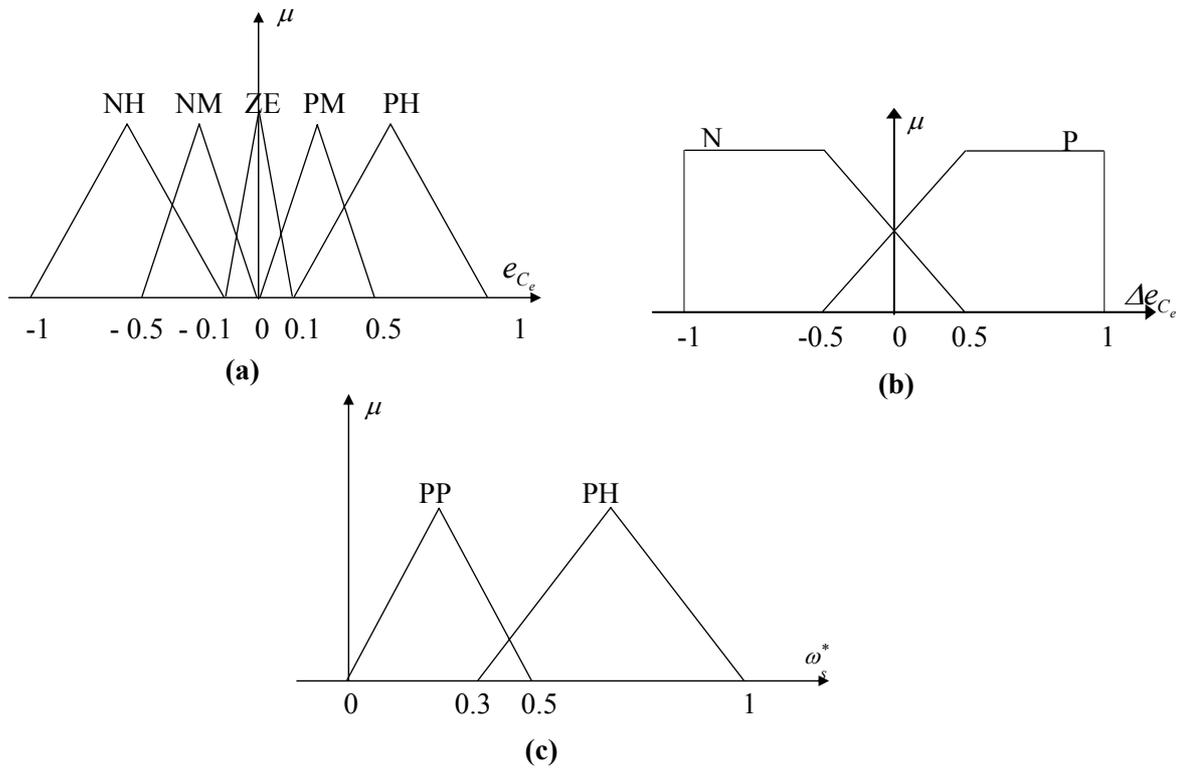


Figure 4.11: Fonctions d'appartenance (a) variable d'entrée e_{C_e} (b) variable d'entrée Δe_{C_e} (c) variable de sortie ω_s^*

Les règles floues sont regroupées dans le **Tableau 4.5**.

	e_{C_e}				
Δe_{C_e}	NG	NP	ZE	PP	PG
N	PG	PP	PP	PP	PG
P	PG	PP	PS	PS	PG

Tableau 4.5: Règles inférences floues de ω_s^*

Afin d'évaluer les performances du *RLF*, nous comparons les réponses du *RLF* avec celles d'un régulateur PI. Le régulateur PI de vitesse a été conçu partir de la fonction de transfert du modèle de la machine asynchrone. La comparaison est basée sur l'évaluation des performances déjà décrite.

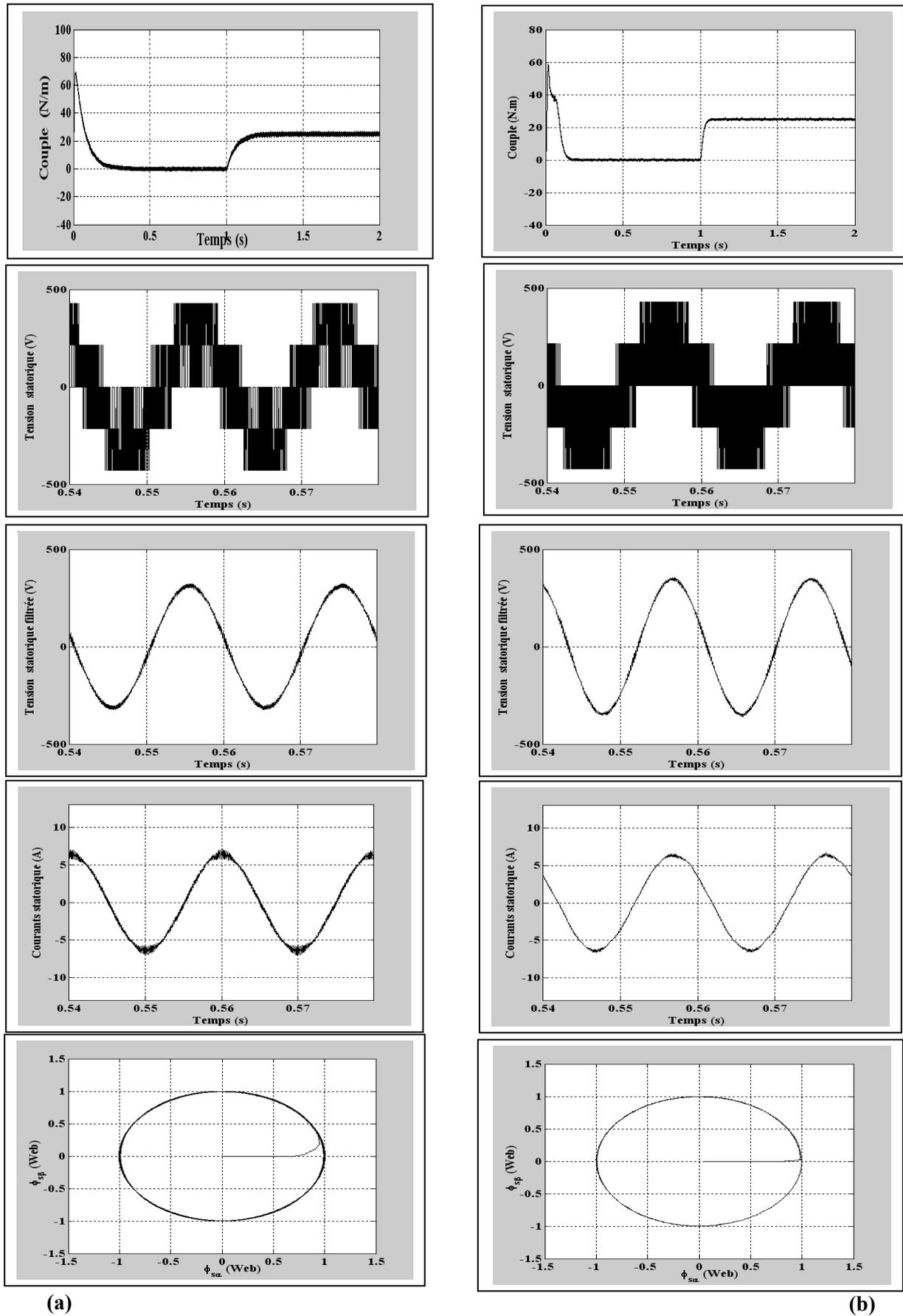


Figure.4.12: b). Performance de la commande DTC continue : a)DTC_PI ; b) DTC_SVM-RLF (couple, tension statorique, courant statorique, trajectoire du flux)

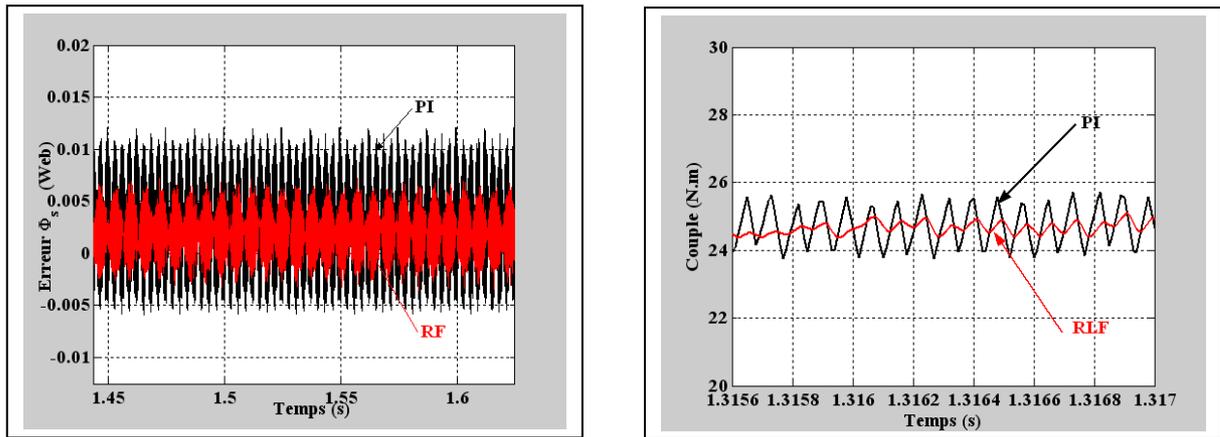


Figure.4.13: Erreur sur le flux statorique et le couple

Les réponses du régulateur PI et du *RLF* sont illustrées à la **figure 4.12** et **figure 4.13**. Nous pouvons détecter une amélioration du taux d’ondulation (couple, courant et trajectoire du flux, tension).

Les différentes techniques de commande *DTC* citées précédemment à savoir la commande *DTC classique* avec les différents stratégies : *DTC_SVM*, *DTC_FLC*, *DTC_SVM_FLC* et la commande *DTC* ont été simulées. Pour un aspect comparatif, les performances de ces différentes méthodes de commande sont groupés et commentés dans le tableau suivant.

	Temps de réponse du couple (s)	Taux d’ondulation du couple (N.m)
DTC classique (discrète)	0.07	[+ 3.7 _ -3]
DTC_classique_SVM	0.07	[+ 1.3 _ -1.3]
DTC_classique_FLC	0.07	[+ 1.3 _ -2]
DTC_classique_SVM_FLC	0.07	[+ 0.36 _ 0]
SVM_DTC continu_PI	0.25	[+ 1.2 _ -1.2]
SVM_DTC_continu_RLF	0.15	[+1 _ -1]

Tableau 4.6 Comparaison entre les différentes techniques de commande

On peut constater qu’en régime dynamique, les réponses de la commande *DTC* classique (discret) et de la commande continue ne sont pas semblables si l’on compare le temps de réponse. Pour la *DTC classique* et pour les différentes stratégies, la commande garde les mêmes performances dynamiques. La commande *DTC continue* en utilisant le régulateur flou

et plus rapide que celui de PI. Nous pouvons aussi détecter une amélioration de la minimisation du taux d'ondulation dans les différentes commandes particulièrement dans le cas de la commande *DTC_SVM FLC* ou l'on peut constater une remarquable amélioration.

4.3 ESTIMATION DE LA RESISTANCE STATORIQUE PAR LA LOGIQUE FLOUE

La variation de la résistance statorique due essentiellement à la variation de la température dont l'effet peut être accentué en faible vitesse, détériore les performances de la commande DTC de la machine asynchrone [72], Dans cette partie on analysera l'effet de la résistance statorique et on détectera la variable la plus affectée par ce changement pour ensuite corriger l'influence de ce terme. On utilisera par la suite un estimateur flou pour compenser les dérives de R_s .

4.3.1 Effet de la variation de la résistance de stator

En régime permanent, les expressions des grandeurs machines (2.8-2.9) s'écrivent dans le référentiel lié au stator :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \quad (4.12)$$

$$\bar{0} = R_r \bar{i}_r + j\omega_r \bar{\Phi}_r \quad (4.13)$$

A partir de l'équation du flux rotorique (2.11) et l'expression (4.14) on peut déduire le courant rotorique :

$$\bar{i}_r = -\frac{j\omega_r M}{R_r + j\omega_r L_r} \bar{i}_s \quad (4.14)$$

L'expression du flux statorique est obtenue à partir des expressions (2.12) et (4.14) :

$$\bar{\Phi}_s = L_s \frac{R_r + j\omega_r \sigma L_r}{R_r + j\omega_r L_r} \bar{i}_s \quad (4.15)$$

En remplaçant l'expression (4.15) dans (4.12) on obtient :

$$\bar{V}_s = \left(R_s + j\omega_s L_s \frac{R_r + j\omega_r \sigma L_r}{R_r + j\omega_r L_r} \right) \bar{i}_s \quad (4.16)$$

D'après l'expression (4.16), pour des pulsations suffisamment élevée, l'influence du terme résistif R_s est négligeable, alors que pour les faibles pulsations elle diminue considérablement la tension statorique. Les effets de la variation de résistance, sur le flux statorique, sur le couple électrique et sur le courant du stator peuvent être expliqués par l'analyse suivante.

Le couple estimé peut être exprimé par:

$$\hat{C}_e = p \cdot \text{Im} \left(\bar{i}_s \cdot \hat{\Phi}_s^c \right) \quad (4.17)$$

L'indice "c" exprime le conjugué du flux statorique.

De l'équation (4.12) on peut écrire :

$$\hat{\Phi}_s = \frac{1}{\omega_s} j \left(\hat{R}_s \bar{i}_s - \bar{V}_s \right) \quad (4.18)$$

Remplaçons (4.18) dans (4.17) :

$$\hat{C}_e = p \cdot \text{Im} \left(\bar{i}_s \left(\frac{1}{\omega_s} j \left(\hat{R}_s \bar{i}_s - \bar{V}_s \right) \right)^* \right) \quad (4.19)$$

Remplaçons (4.16), (4.19) on obtient:

$$\hat{C}_e = p \frac{(R_s - \hat{R}_s)}{\omega_s} i_s^2 + p M^2 \frac{\omega_r R_r}{R_r^2 + \omega_r^2 L_r^2} i_s^2 \quad (4.20)$$

D'autre part le couple électromagnétique peut être exprimé par:

$$C_e = p M^2 \frac{\omega_r R_r}{R_r^2 + \omega_r^2 L_r^2} i_s^2 \quad (4.21)$$

Comparons (4.21) et (4.22):

$$\hat{C}_e - C_e = p \frac{(R_s - \hat{R}_s)}{\omega_s} i_s^2 \quad (4.22)$$

L'expression (4.22) montre bien l'influence d'une dérive paramétrique de $(R_s - \hat{R}_s)$ sur les performances du contrôle du couple. Ainsi, pour des valeurs élevées des courants statorique et pour des faibles vitesses, la commande est plus sensible à cette variation. Donc, toute variation de la résistance statorique entraîne une modification du courant et cela justifie la conception de l'estimateur flou et le choix des entrées. La **figure 4.14** montre l'effet de la variation de R_s sur les performances de la *DTC*.

4.3.2. Interprétation des résultats de simulation

On discutera l'influence de R_s sur la commande suivant plusieurs cas. A savoir, $\hat{R}_s = 0$, $\hat{R}_s < R_s$ ($\hat{R}_s = 0.9\Omega$), $\hat{R}_s > R_s$ ($\hat{R}_s = 1.4\Omega$).

- **Premier cas :** $\hat{R}_s = 0$

Si on néglige le terme résistif dans la commande, il apparaît un écart entre le couple estimé et le couple de la machine et aussi un décalage de la trajectoire du flux estimé par rapport à celle du flux du moteur, voir **figure4. 14» (a)**.

- **Deuxième cas :** $\hat{R}_s < R_s$

La trajectoire du flux estimé s'écarte de la trajectoire du flux de la machine, donc le flux Φ_s devient inférieur au flux $\hat{\Phi}_s$ du moteur voir **figure 4.15**.

- **Troisième cas :** $\hat{R}_s > R_s$

Cette condition est très rarement observée lors de fonctionnement. On observe un décalage de la trajectoire du flux de la machine par rapport à l'origine. Le flux de la machine Φ_s devient alors supérieur au flux $\hat{\Phi}_s$ estimé voir **figure 4.16**.

- **Quatrième cas (combinaison du deuxième et troisième cas)**

Dans ce dernier cas, on observe bien l'influence de la variation de résistance statorique sur les performances de la commande de la machine asynchrone, particulièrement au niveau du courant statorique qui est considéré comme un indicateur de variation la résistance statorique voir **figure 4.17**.

4.3.3 Correction de l'Influence de la résistance statorique

D'après l'analyse faite précédemment, on peut conclure que l'erreur entre le courant statorique de commande et le courant réel de la machine ainsi que la variation de cet écart peuvent être utilisées comme variables d'entrées de l'estimation floue de la résistance R_s . On s'intéressera dans cette étude qu'à la variation de la résistance statorique en régime permanent. La **figure 4.18** illustre la commande directe du couple avec l'estimateur flou de la résistance R_s .

4.3.4 Estimateur floue de la résistance statorique

L'erreur entre le courant de commande et du moteur ainsi que sa variation sont définies par :

$$e(k) = I_s(k)^* - I_s(k) \quad (4.24)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (4.25)$$

I_s^* : Courant statorique de commande. déduit des grandeurs de commande Φ_s^* et C_s^* .

$$I_s = \sqrt{i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2} \quad (4.26)$$

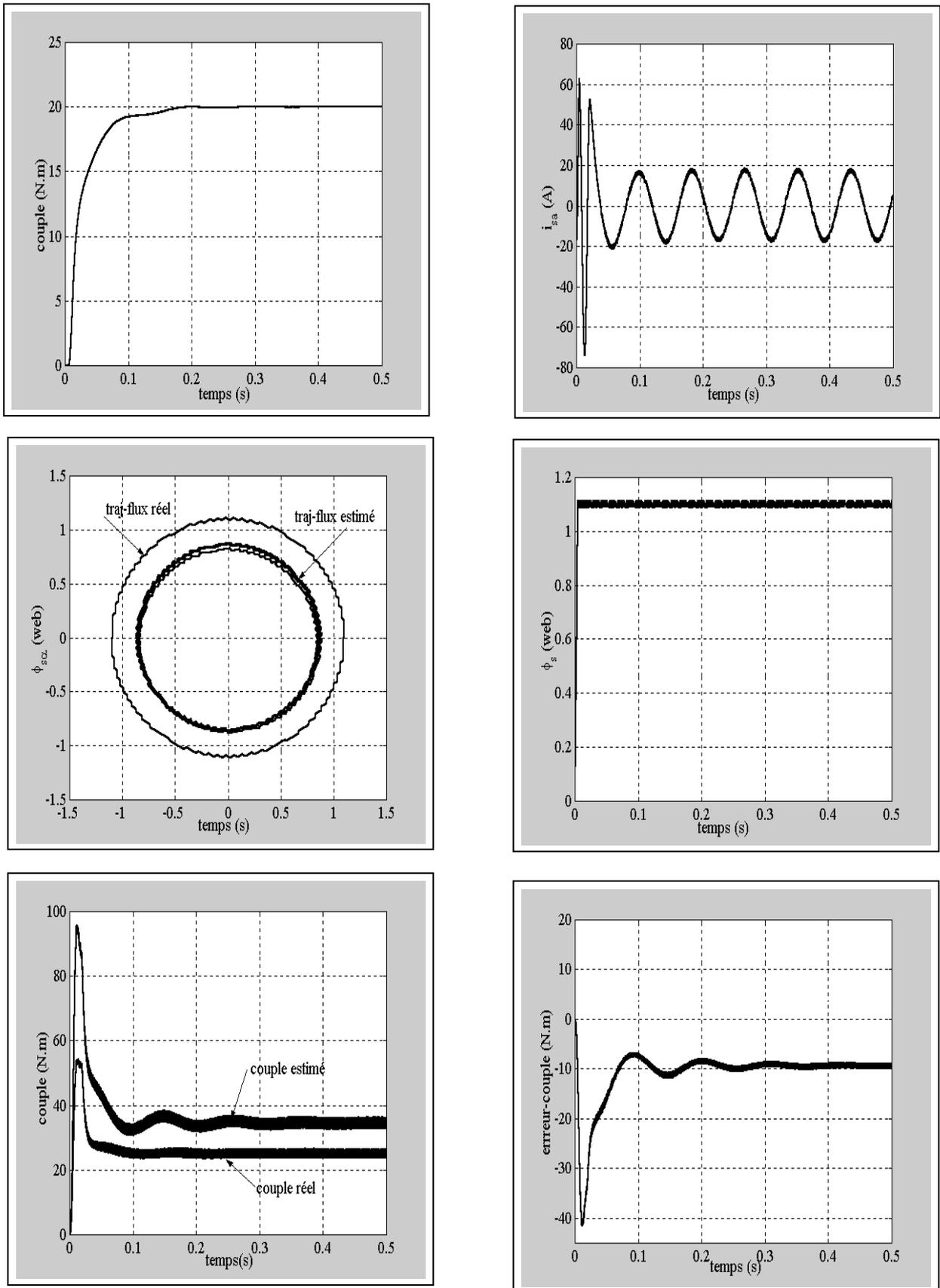


Figure 4.14 : Influence de la résistance sur les performances de la commande DTC dans le

cas $\hat{R}_s = 0$

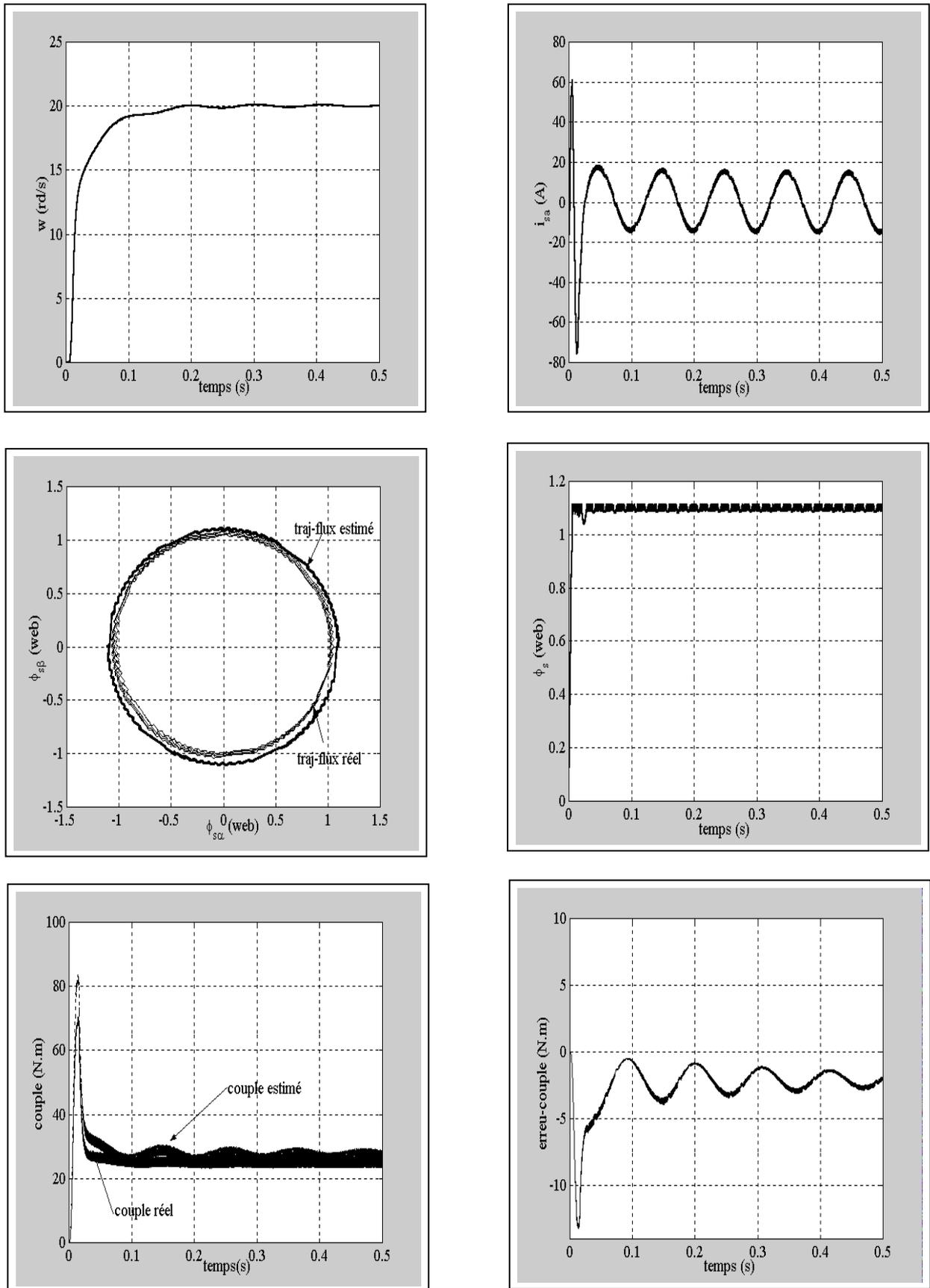


Figure 4.15 : Influence de la résistance sur les performances de la commande DTC dans le cas ($\hat{R}_s < R_s$)

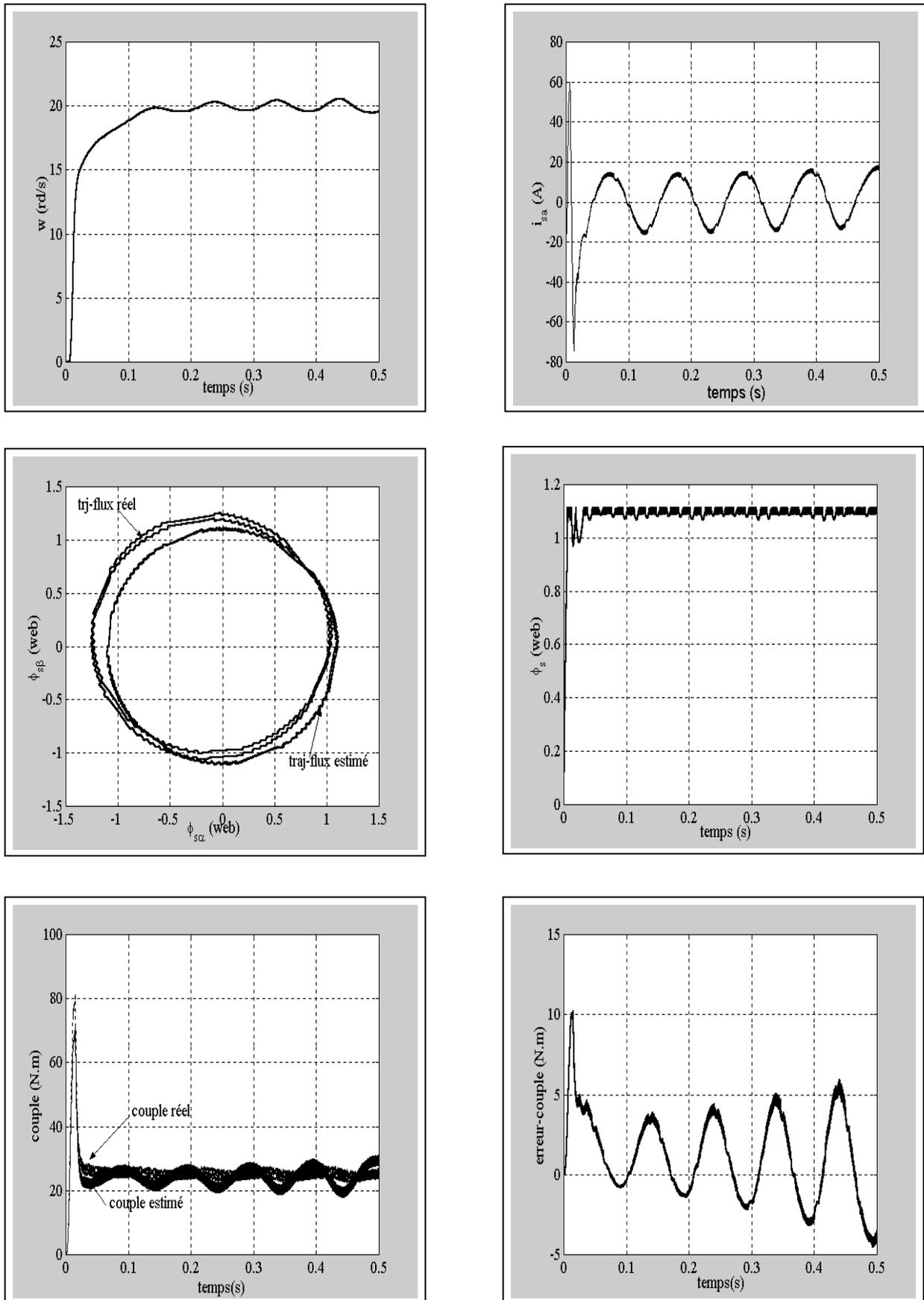


Figure 4.16: Influence de la résistance sur les performances de la commande DTC dans le ($\hat{R}_s > R_s$)

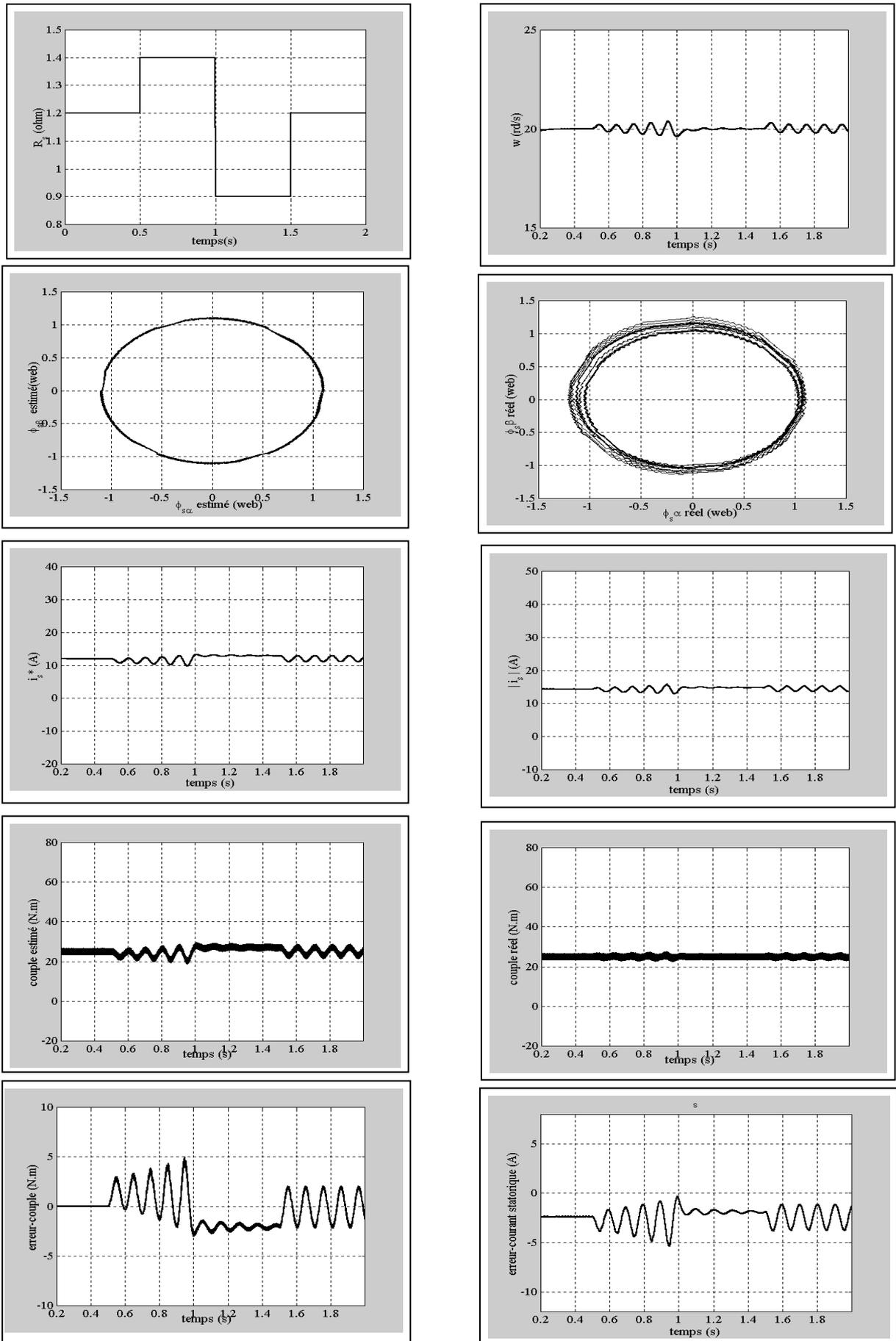


Figure 4.17: Influence de la résistance sur les performances de la commande DTC dans le cas d'une variation de la résistance statorique

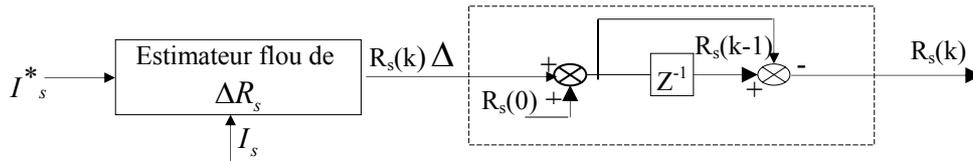


Figure 4.18: Estimateur flou de la résistance statorique

La valeur de sortie de l’estimateur ΔR_s représente la variation de la résistance statorique, elle est obtenue après défuzzification en utilisant la méthode de centre de gravité.

La valeur de la résistance utilisée pour ce contrôleur est :

$$R_s(k) = R_s(k-1) + \Delta R_s(k) \tag{4.27}$$

Chacune des deux variables d’entrée $e(k)$, $\Delta e(k)$ et la variable de sortie ΔR_s est divisée en cinq segments flous. **Figure 4.19 (a,b,c)** représente les fonctions d’appartenances de $e(k)$, $\Delta e(k)$ et ΔR_s

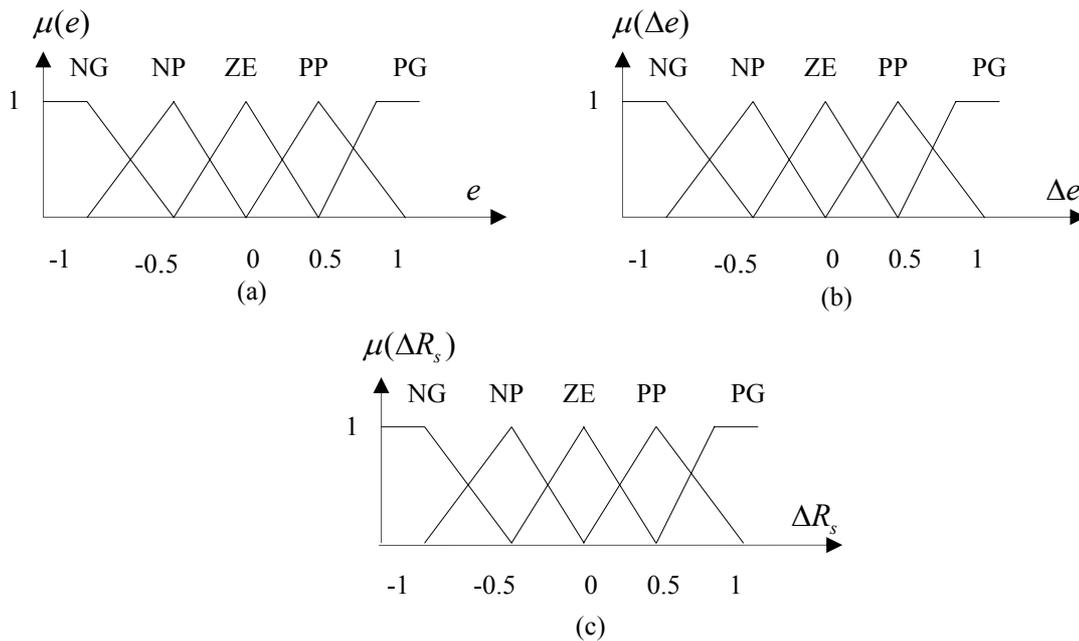


Figure.4.19: Distribution des fonctions d'appartenances des variables floues

Les règles d’inférence sont récapitulées dans le **tableau 4.7**. Si la résistance statorique augmente, le courant statorique du moteur diminue. Il faut donc ajuster \hat{R}_s afin d’éviter tout problème d’échauffement de la machine.

$\Delta e \backslash e$	NG	NP	ZE	PP	PG
NG	NG	NG	NG	NP	ZE
NP	NG	NG	NP	ZE	PP
ZE	NG	NP	ZE	PP	PG
PP	NP	ZE	PP	PG	PG
PG	ZE	PP	PG	PG	PG

Tableau 4.7: Règles inférences floues de l'estimateur ΔR_s

L'introduction de l'estimateur flou donne une bonne estimation de la résistance statorique, l'appel de courant est constant et on a un échauffement régulier de la machine. La trajectoire du flux statorique est intacte, les erreurs entre les grandeurs de référence et grandeurs réelles sont nulles voir **figure4.20**

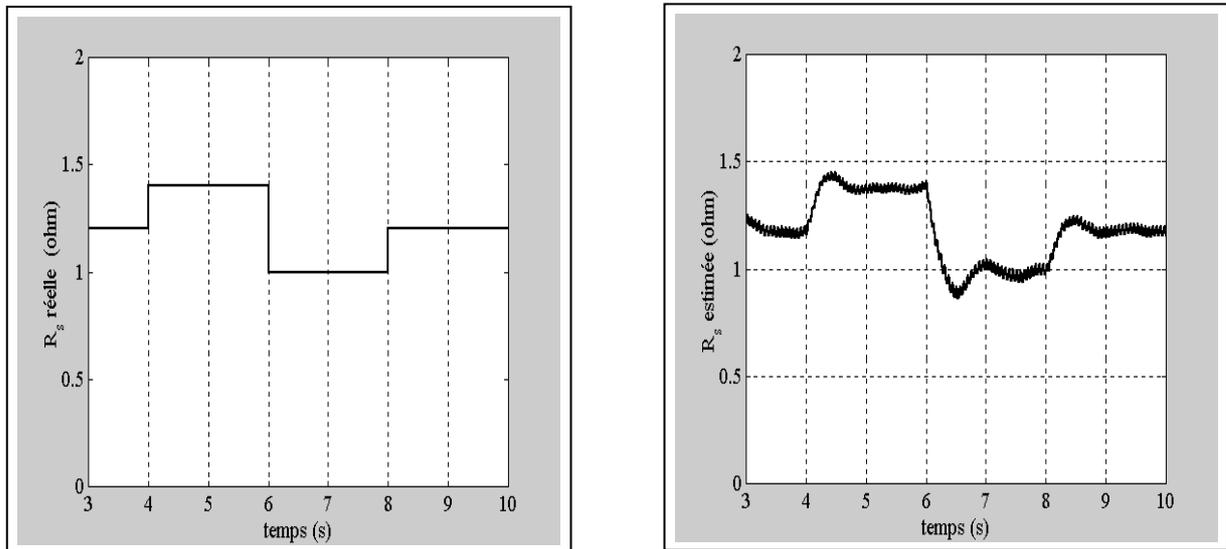
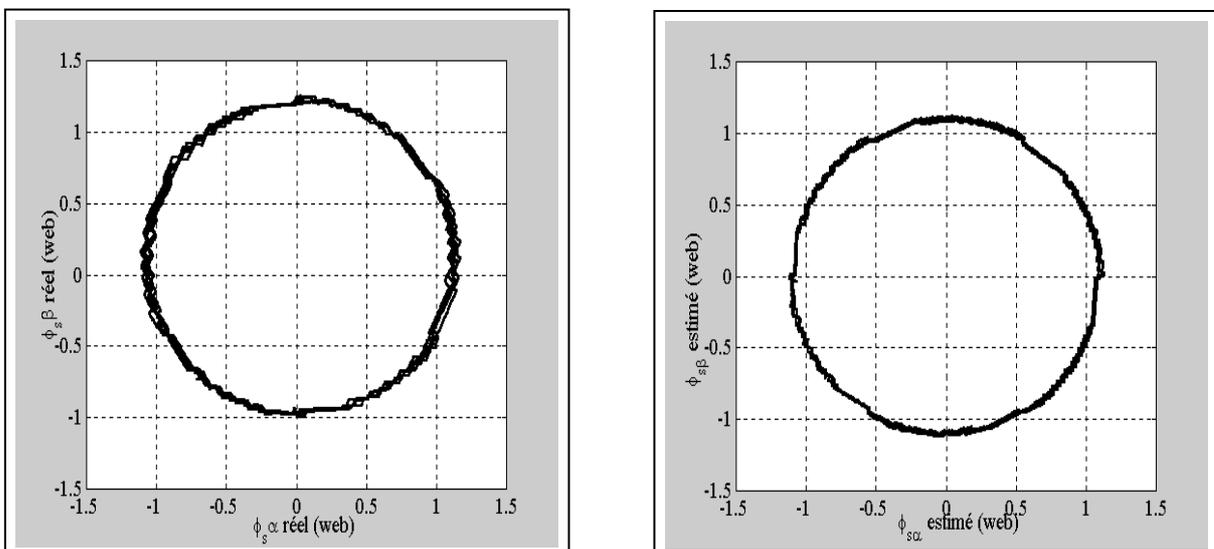
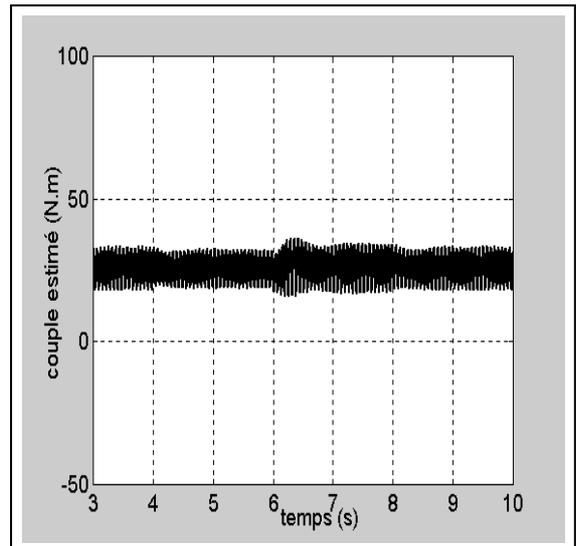
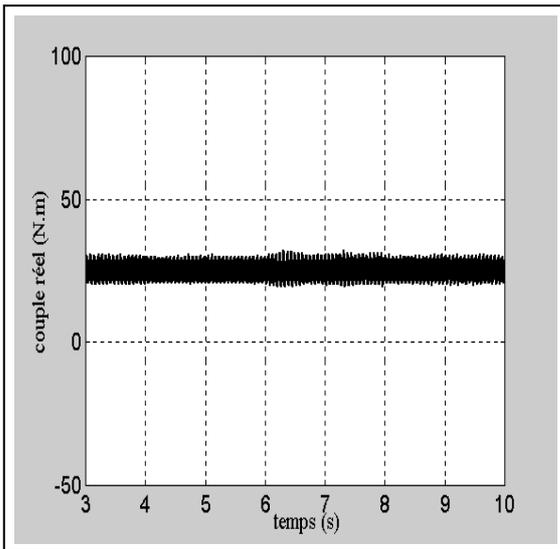


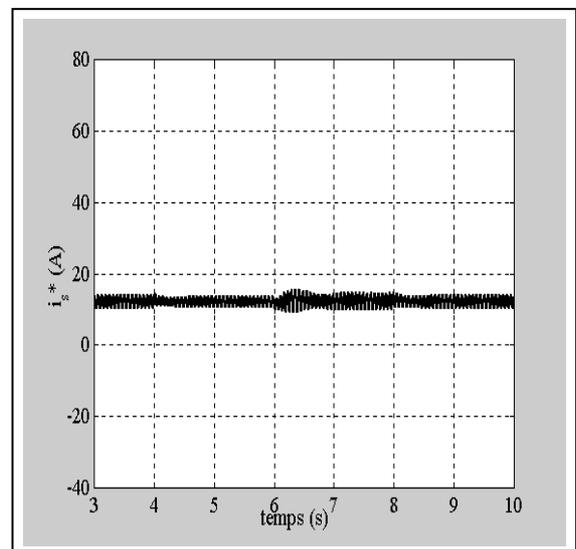
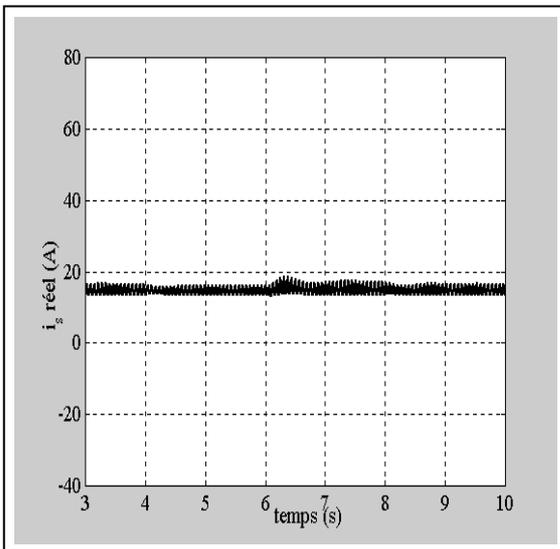
Figure 4.20. (a) : Résistances statorique estimée et réelle



(c) : Flux réel et estimé



(c) : Couple réel et estimé



(d) : Courants statorique réel et estimé

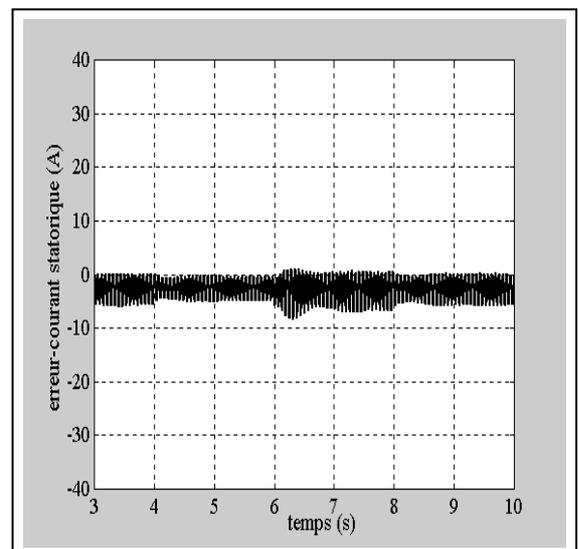
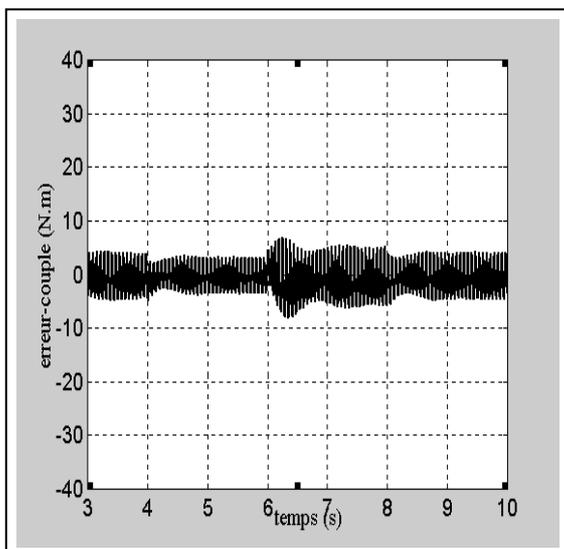


Figure 4.20: Résultats de simulation après correction de la résistance statorique

4.4 CONCLUSION

A cause des régulateurs par hystérésis et la fréquence de commutation qui est fortement variable, les ondulations de couple dépassent considérablement leurs bandes d'hystérésis. Par conséquent, on obtient une distorsion harmonique typiquement plus importante que celle obtenue avec les stratégies qui comportent un modulateur, comme c'est le cas des commandes vectorielles. Motivée par une tentative de minimisation ces inconvénients tout en conservant au maximum leurs avantages, on a pu vérifier une évolution significative de deux stratégies de contrôle direct.

La première stratégie que nous avons proposée et étudiée au cours de ce chapitre s'est révélée comme une solution prometteuse, capable de combiner harmonieusement hautes performances dynamiques et statique, imposition de la fréquence de commutation et faible distorsion harmonique du courant statorique.

Quant à la deuxième stratégie, elle est basée sur le même principe de régulation directe et découplée du couple et du flux statorique, mais son algorithme diffère considérablement de celle proposée initialement (*DTC classique*). Les résultats de simulation obtenus ont permis de valider l'approche. Ils mettent en évidence les bonnes performances statiques et dynamiques. Mais les résultats obtenus sont remarquablement moins performants que la première stratégie.

A bases vitesses, l'influence de la résistance statorique devient un grand problème, une correction élaborée sur l'estimation de la résistance statorique nous a permis de garder les avantages de cette méthode de contrôle avec une bonne précision de contrôle et ce quelque soit l'influence de la résistance statorique.

Cette analyse nous permet d'aborder à présent les développements du chapitre suivant. Il s'agit d'élaborer une stratégie de commande tolérante basé sur un schéma qui permet d'utiliser les deux commandes déjà étudiées (*FOC* et *DTC*).

Chapitre 5**COMMANDE TOLERANTE AUX DEFAUTS CAPTEURS :
APPROCHE DE GESTION FLOUE DES TRANSITIONS ENTRE
COMMANDES FOC-DTC**

5.1. INTRODUCTION :

L'objectif de notre travail est d'élaborer un système de décision flou qui permet une commande tolérante à un défaut. Le défaut concerne le capteur mécanique, en l'occurrence le capteur de vitesse [35].

L'approche proposée permet une reconfiguration automatique du système dans le cas où un défaut surgit au niveau du capteur de vitesse. Deux types de commande ont été utilisés pour illustrer la transition du contrôleur à base de la logique floue. La transition se fait entre les deux types de commandes étudiées précédemment (*FOC* et *DTC*). La commande vectorielle associée à l'estimateur flou de la constante de temps rotorique offre des performances *FOC* très acceptables son seul défaut est la nécessité de la présence permanente du capteur mécanique. En cas de défaut au niveau de ce capteur, une dégradation totale des performances

est remarquée [35]. Le recours à une commande sans capteur mécanique ; telle que la *DTC*, semble être une alternative intéressante pour assurer le bon fonctionnement du système.

Dans ce chapitre, on propose un contrôleur à base de la logique floue qui permet de détecter un défaut au niveau du capteur mécanique en offrant, par la suite le moyen de transition vers une commande sans capteur. L'approche floue en question permet une transition totale ou partielle vers une autre commande en se substituant la commande erronée suite à l'apparition du défaut. Les deux commandes peuvent cohabiter mais avec deux degrés de contributions différentes.

5.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE TOLERANTE AU DEFAUT :

La **figure 5.1** illustre l'architecture générale d'une proposition d'un contrôle tolérant aux défauts, notons qu'il y a différentes combinaisons des schémas concernant ce type de problèmes [73], [74].

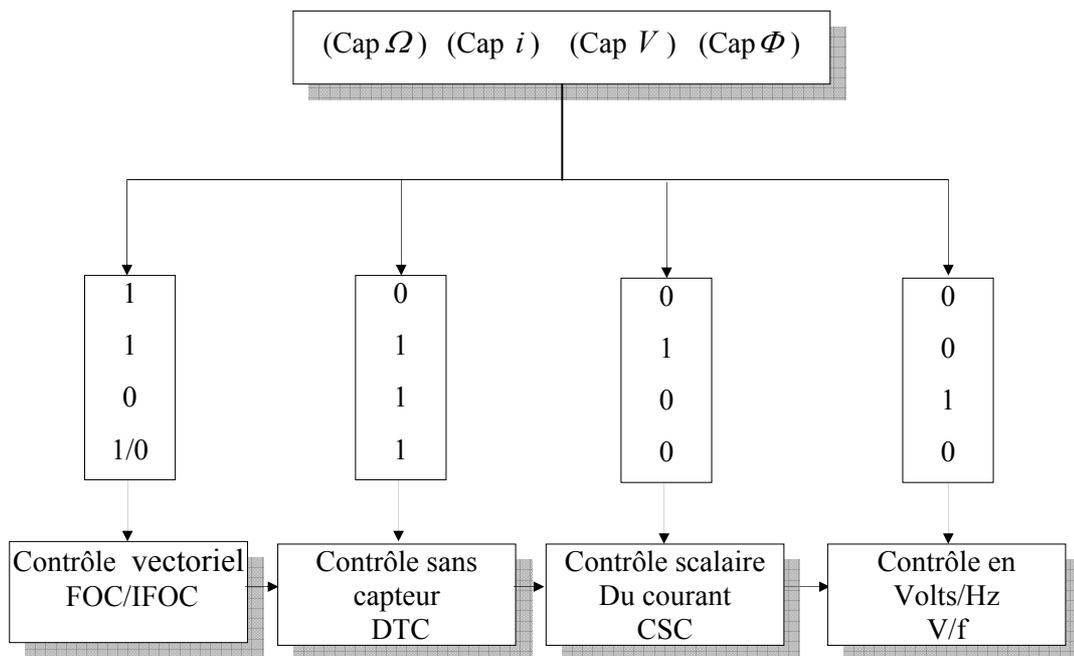


Figure 5.1: Architecture générale d'une proposition d'un contrôleur tolérant

Cap : capteur

0 : absence du capteur

1 : présence du capteur

Différentes structures de commande peuvent être prises en considération. Parmi les plus connues [74]:

FOC/IFOC (contrôle à flux rotorique orienté direct et indirect), *DTC* (contrôle directe du couple), *CSC* (contrôle scalaire en courant), et la *V/f* (contrôle scalaire en boucle ouverte).

5.3. POSITION DU PROBLEME ET PROCEDURE DE LA TRANSITION

Les performances de la *MAS* dépendent de la stratégie de commande à adopter:

5.3.1. Contrôle à flux rotorique orienté

Le contrôle à flux rotorique orienté offre des performances satisfaisantes en régime transitoire et permanent sur une plage de vitesse bien large. La connaissance de la position du flux rotorique spécialement avec *IFOC* rend le système très sensible à un défaut du capteur de vitesse, cela peut être expliqué par les deux équations du flux rotorique et de sa position selon les équations (2.16-2.17), voir chap.2.

Pour des applications exigeant des hautes performances, le paramètre T_r est souvent estimé et réajusté au niveau de la commande. Et ceci pour résoudre le problème des dérives paramétriques dues à la température et à la saturation. En plus si le capteur de vitesse subit une défaillance, les performances du *FOC/IFOC* seront détériorées, d'où l'utilité d'une commande sans capteur de vitesse.

5.3.2. Contrôle sans capteur de vitesse

L'estimation de flux est le module le plus important dans la conception du contrôle sans capteur, elle dépend de la connaissance des tensions appliquées à la machine. La tension statorique peut être mesurée par un capteur de tension ou à partir de la tension continue du convertisseur.

Si un défaut ou un problème surgit au niveau du capteur de tension ou au niveau du convertisseur, il faut faire appel à un autre type de contrôle ne nécessitant pas un capteur de tension.

5.3.3. Contrôle scalaire du courant

Le contrôle scalaire du courant présente l'inconvénient au niveau des performances dynamiques qui dépendent énormément des bandes d'hystérésis. Si le capteur du courant subit une défaillance, on peut faire appel à un contrôle scalaire simple la loi *V/f*.

5.3.4 Contrôleur scalaire sans capteur de courant (Loi *V/f*)

Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent du moteur à induction. En cherchant à maximiser les capacités de couple (C_{max}), le flux doit être maintenu dans une large plage égale à sa valeur nominale correspondant au maintien du

rapport $V/f = \text{constante}$. De part son fondement, cette technique est sensible dans les phases transitoires aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique [55], [75]

5.4. STRATEGIE DU CONTROLEUR DE TRANSITION "SYSTEME DE DECISION FLOUE"

La commande tolérante dans notre système, voir **figure 5.2**, adopte les deux techniques de commandes vues aux chapitres précédents. Le défaut dans notre cas résulte d'une défaillance au niveau du capteur de la vitesse, La transition de la technique *FOC* à la commande *DTC* doit assurer la continuité du fonctionnement du système donc la continuité de la commande de la *MAS*.

L'idée de base est d'élaborer un bloc de transition capable de générer une loi \bar{U}_{Tr} : tension de transition définie à partir d'une combinaison linéaire entre la tension délivrée par la *DTC*, \bar{U}_{DTC} et la tension délivrée par le *FOC* \bar{U}_{FOC} .

$$\bar{U}_{Tr} = f[\bar{U}_{FOC}, \bar{U}_{DTC}] = (1 - F_s)\bar{U}_{DTC} + F_s\bar{U}_{FOC} \quad (5.1)$$

Avec:

F_s : Fonction de transition obtenue à partir d'un bloc à base de la logique floue, $F_s \in [0 \ 1]$.

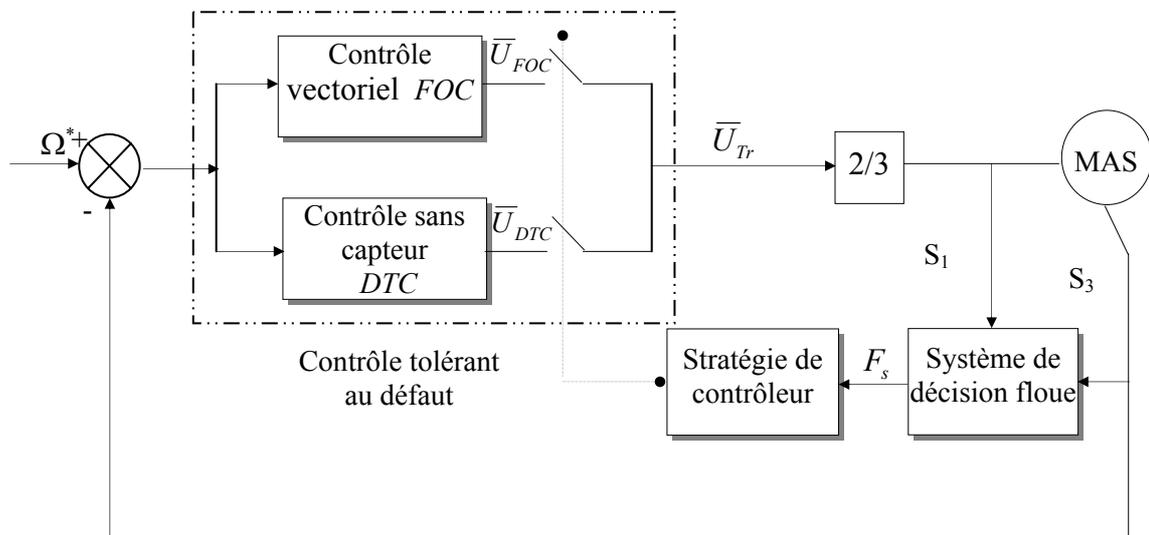


Figure 5.2: Architecture d'un contrôleur tolérant au défaut

5.4.1. Conception du bloc de décision floue

Le bloc de décision floue admet comme entrée les deux variables d'entrées, $\Delta\Omega$ et ΔI_s et comme sortie la variable F_s :

$$e_1(k) = \Delta\Omega(k) = \Omega^*(k) - \Omega(k) \tag{5.2}$$

$$e_2(k) = \Delta I_s(k) = I_s(k) - I_s(k-1) \tag{5.3}$$

5.4.2. Extraction des règles floues

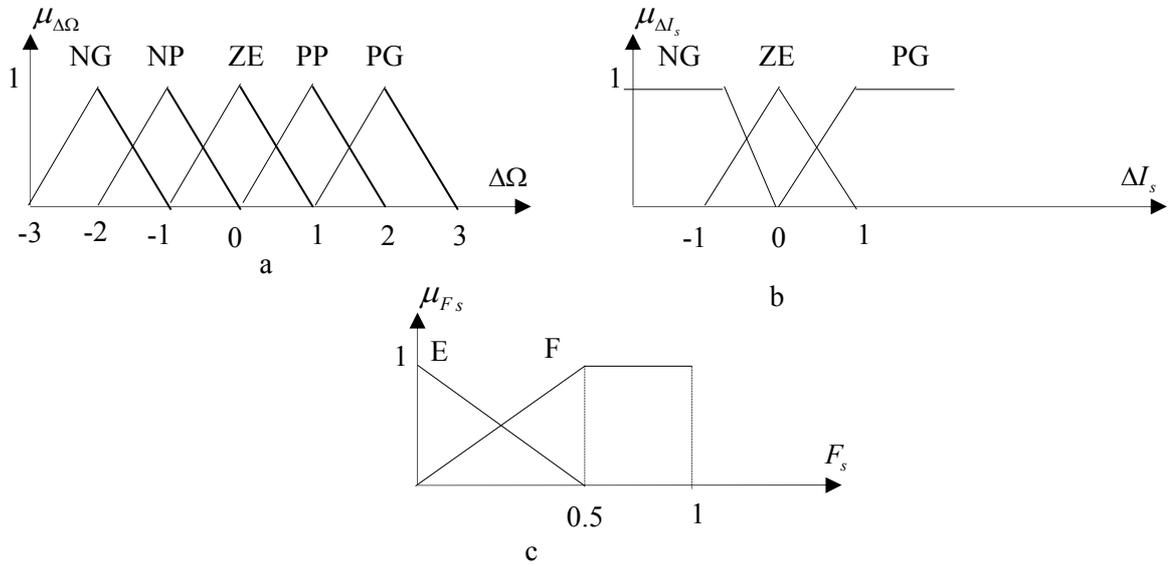


Figure.5.3: Distribution des fonctions d'appartenance des variables entrées/sorties

La construction de la matrice ou table d'inférence repose sur une analyse qualitative du processus. Les règles de décision traduisant l'expertise de l'opérateur sont regroupées dans le **tableau 5.1**.

Avec :

E : élevé

F : faible.

$\Delta\Omega(k) \backslash \Delta I_s(k)$	NG	NP	ZE	PP	PG
NG	E	E	E	E	E
ZE	F	F	E	F	F
PG	E	E	E	E	E

Tableau 5.1: Règles inférence floue du contrôleur de transition

On peut remarquer que certaines cases ne concernent pas le mode de fonctionnement en mode tolérant, dans ce cas, la technique du *FOC* est sélectionnée puisque elle offre des performances acceptables sur une large plage de vitesse.

A titre explicatif on donne la signification de quelques règles :

- **Si** (ΔI_s est NG ou PG) **Et** ($\Delta \Omega$ est NG ou PG) **Alors** (F_s est E) : La règle extraite suggère que dans le cas où le ΔI_s et l'erreur sur la vitesse sont négatives ou positives grandes, la quantité F_s (détecteur de défaut) doit être élevée dans ce cas la technique *FOC* est sélectionnée. Donc aucune défaillance au niveau du capteur de vitesse, implique aucune transition.
- **Si** (ΔI_s est ZE) **Et** ($\Delta \Omega$ est NG ou PG) **Alors** (F_s est F) : L'information extraite ici indique que dans le cas où le courant est nul, la sévérité de défaut est plus significative il vient que F_s diminue donc une transition vers la commande sans capteur de vitesse *DTC*
- **Si** (ΔI_s est ZE) **Et** ($\Delta \Omega$ est ZE) **Alors** (F_s est E) : dans ce cas, même si ΔI_s est nulle, aucune transition n'est effectuée puisque l'information sur la vitesse ($\Delta \Omega$ nulle) indique qu'il y a aucune défaillance au niveau du capteur de vitesse.

Au premier lieu, le détecteur flou a été testé avec les deux commandes *FOC* et *DTC* travaillant dans des conditions de fonctionnement tout à fait différentes c'est-à-dire que pour la commande *FOC* la tension générée par l'onduleur est obtenue par la technique *MLI* sinus triangulaire alors que pour *DTC* la tension est générée grâce à la table de commutation. La simulation est réalisée pour une charge de 12.5 N.m et une vitesse nominale de 157rd/s.

La stratégie de transition de la commande *FOC* à la commande *DTC* est bien réalisée d'après les résultats obtenus **figure.5.4** se qui montre l'efficacité de détecteur qui a montré la bonne formulation des règles. La vitesse et le couple s'établissent avec des ondulations importantes principalement au niveau du couple, cela peut être expliqué par le fait que la commande *DTC* présente un taux d'ondulation assez important comparé à celui de la commande *FOC* [76], ainsi qu'une augmentation de la vitesse, cela peut être expliqué par le fait que la vitesse dans la commande *DTC* et sans régulation ni estimation (boucle ouverte). Une perte totale des performances de la commande *FOC* est remarquée avec le maintien des performances de la commande *DTC* après la transition (**Fig. 5.5**).

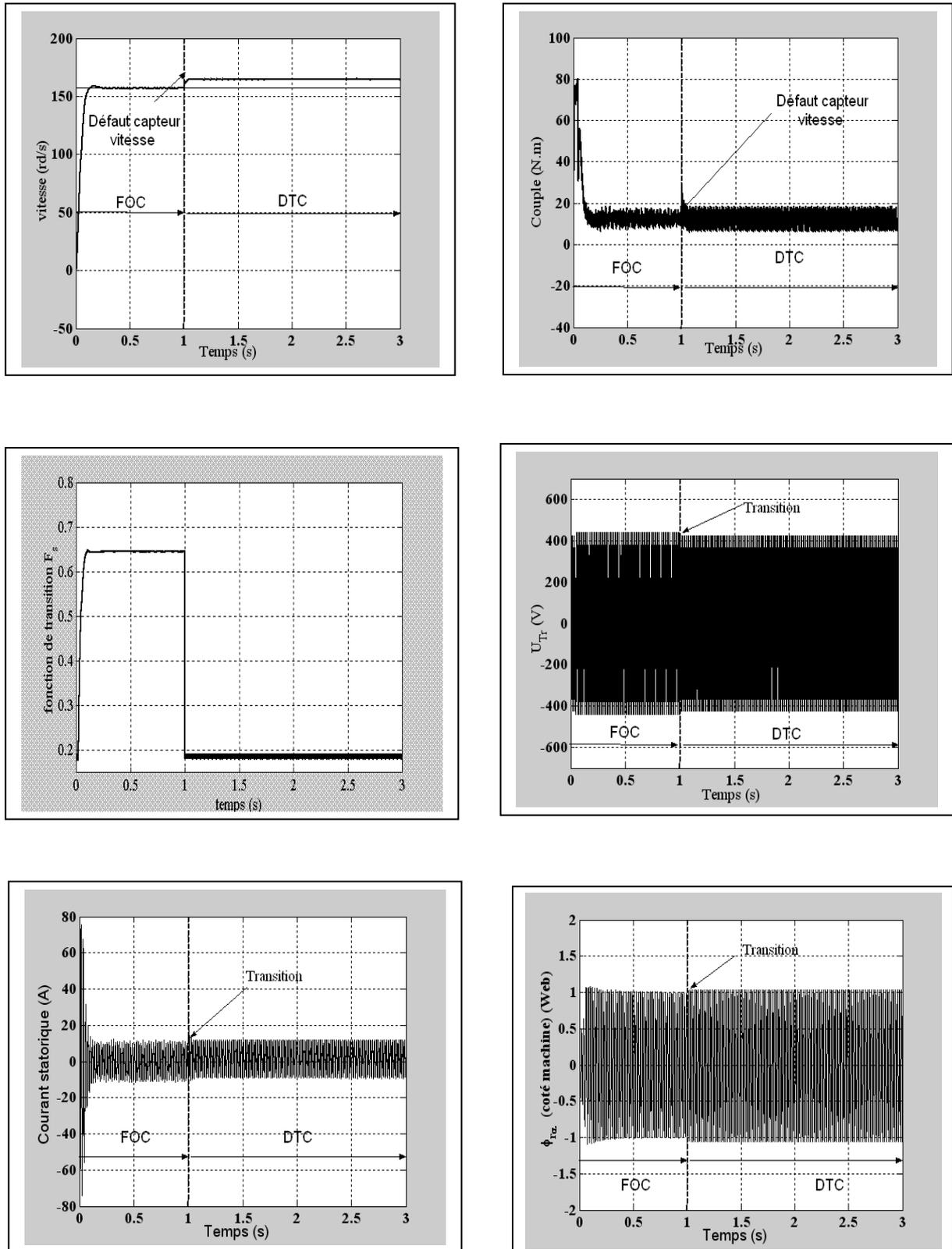
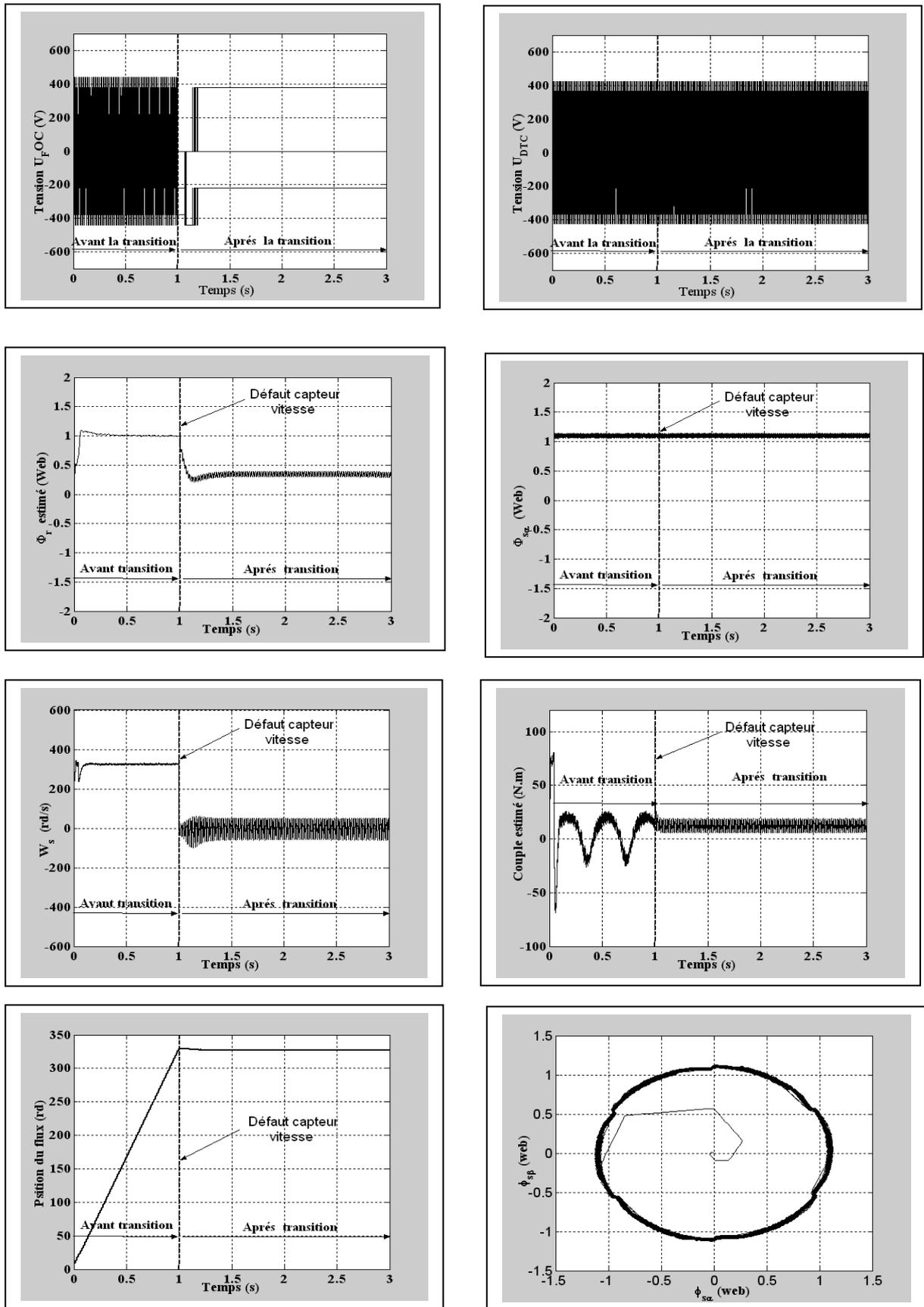


Figure 5.4: Résultats de simulation lors de transition de la commande FOC à la commande DTC



(a)

(b)

Figure 5.5 : Performances des deux commandes lors de transition : (a) FOC, (b) DTC

Pour rendre le système de décision floue plus performant et d'après les résultats obtenus, il est intéressant d'envisager quelques améliorations pour la continuité du travail à savoir :

- Etudier le problème des oscillations du couple dans la *DTC* et l'influence de la variation de la fréquence de commutation sur les performances du système. Ce problème a été réglé au troisième chapitre par la technique de *SVM*. Dans le but d'avoir les mêmes conditions de fonctionnement pour les deux commandes (*FOC* et *DTC*), la technique modulation vectorielle sera utilisée pour la commande *FOC*
- Traiter des techniques d'estimation de la vitesse dans la commande *DTC* de la *MAS*. L'estimateur de la vitesse utilisé dans ce travail est un système basé sur la théorie adaptatif avec modèle de référence *MRAS* (Model Reference Adaptive System).

5.4.5. Estimation de la vitesse par la technique (*MRAS*)

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence *MRAS* a été proposée par Schauder [76], par la suite, elle a été exploitée dans plusieurs travaux [77-85]. La technique *MRAS* est composé de deux estimateurs de flux, Le premier, qui n'introduit pas la vitesse est appelé le modèle de référence (généralement c'est un modèle en tension). Le deuxième est appelé le modèle ajustable (généralement c'est un modèle en courant) (**figure 5.6**). L'erreur, produit du décalage entre les sorties de deux estimateurs, pilote un algorithme d'adaptation qui génère la vitesse estimée. Cette dernière est appliquée au modèle ajustable.

Le modèle de référence et le modèle ajustable sont présentés respectivement par les équations (4. 6) et (4.7).

Equation du modèle de référence

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right) \quad (5.4)$$

Equation du modèle ajustable

$$\frac{d\hat{\Phi}_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{i}_s + j\omega \hat{\Phi}_r \quad (5.5)$$

L'erreur entre ces deux modèles, injectée dans un correcteur de type PI, donne la vitesse rotorique. La stabilité de cet algorithme est montré, grâce au critère d'hyperstabilité de popov [76].

On définit le collage vectoriel statique entre le flux réel et le flux estimé par :

$$\bar{e} = \bar{\Phi}_r \times \hat{\Phi}_r \quad (5.6)$$

\times : Produit vectoriel

Si $\bar{\Phi}_r$ est collé sur $\hat{\Phi}_r$ alors $\bar{e} = 0$ sinon $\bar{e} \neq 0$.

Pour améliorer la dynamique d'estimation de la vitesse rotorique, Comanescu et al. ont proposé l'intégration de la technique par mode glissant dans l'estimateur *MRAS* [84]. Lee et al. quant à eux, ont proposé d'adapter la résistance rotorique par un compensateur flou [86]. Kim et al. ont proposés d'implanter un réseau de neurone pour l'estimation de la vitesse [87].

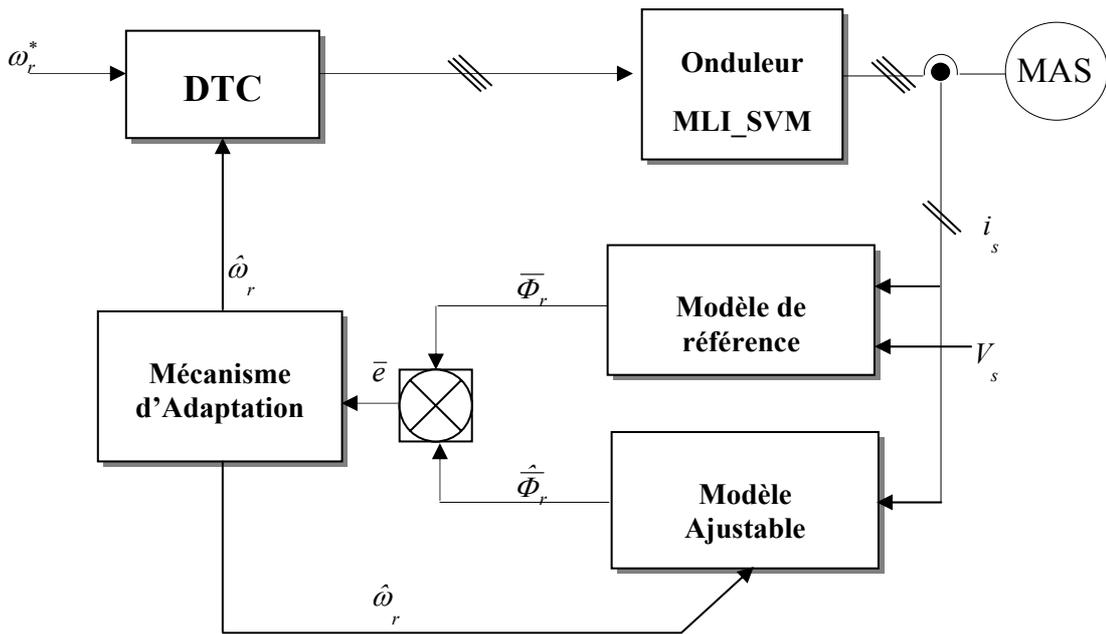


Figure. 5.6 : Structure de MRAS pour l'estimation de la vitesse

La partie particulière de ce chapitre est bien le développement d'une technique de commande tolérante à un défaut au niveau de capteur (bien évidemment avec transition d'une commande avec capteur *FOC* vers une sans capteur *DTC*) ce qui a été illustré par la **figure. 5.5** Afin de montrer le bon fonctionnement de cette technique une amélioration au niveau des deux commandes est ajoutée à savoir : estimation de la vitesse rotorique au niveau de la commande *DTC* et introduction de la technique *MLI* vectorielle. Nous procédons donc différentes simulations.

La simulation suivante montre le processus de transition lorsque le moteur à induction est commandé à une vitesse de 157rd/s avec un couple de charge de 50% de sa valeur nominale (**figure. 5.7**). Dans cette simulation, on peut apprécier la convergence de la vitesse vers la valeur réelle (référence) ainsi qu'une remarquable amélioration aux niveaux des ondulations

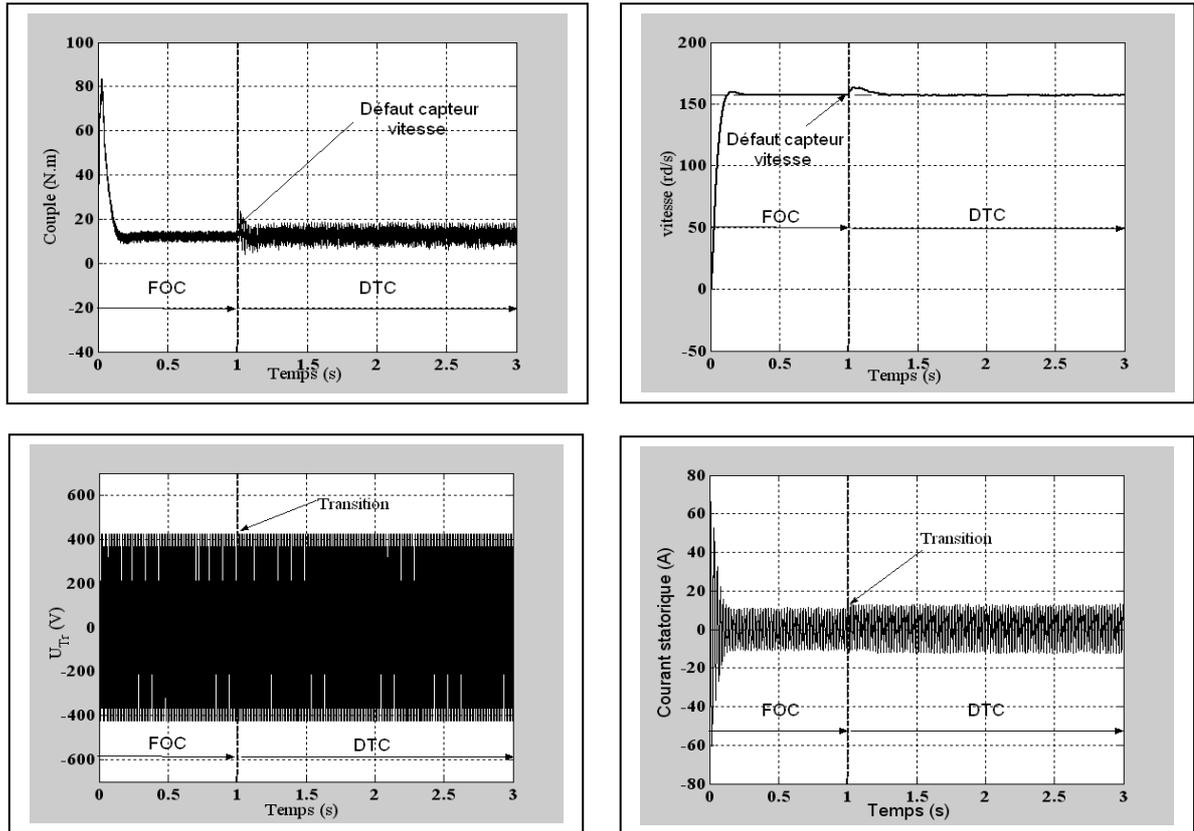


Figure 5.7: Amélioration des résultats lors de transition pour une charge $C_r = C_m / 2$

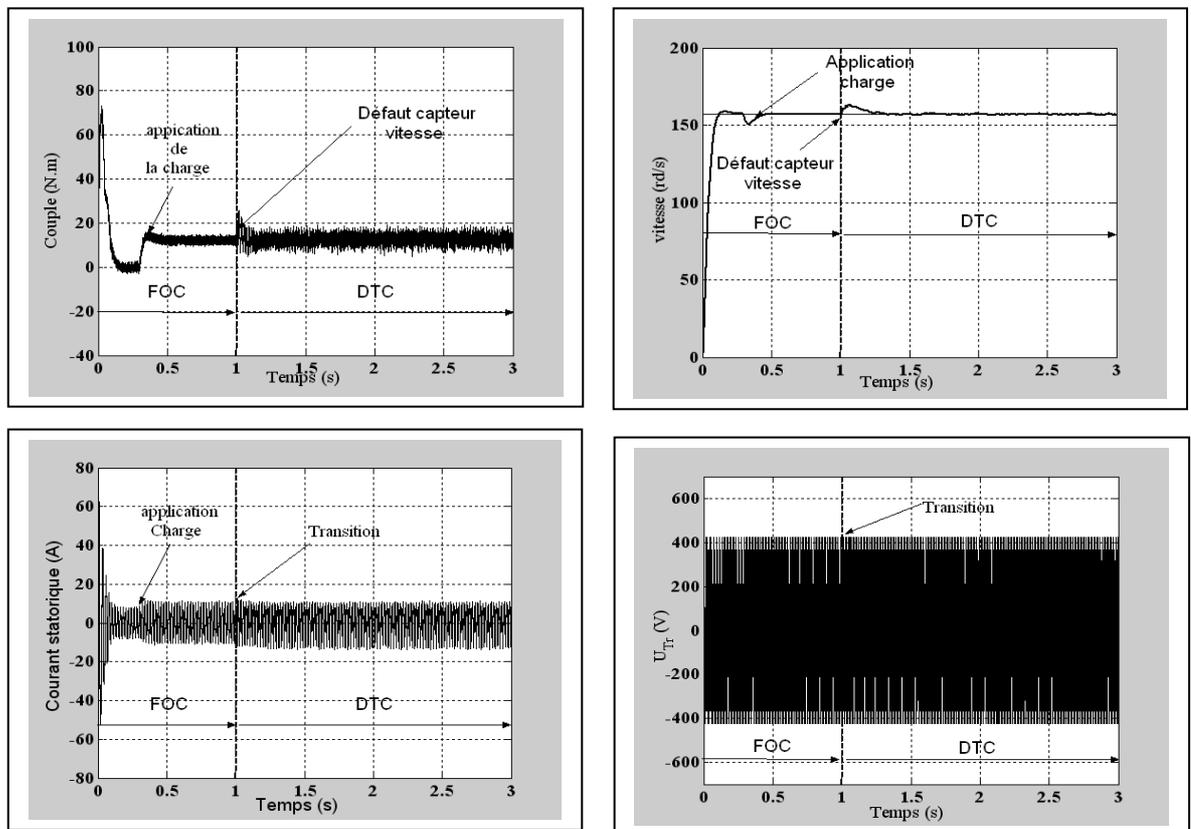


Figure 5.8: Amélioration des résultats lors de transition avec un démarrage à vide et application d'une charge $C_r = C_m / 2$ après 0.3s

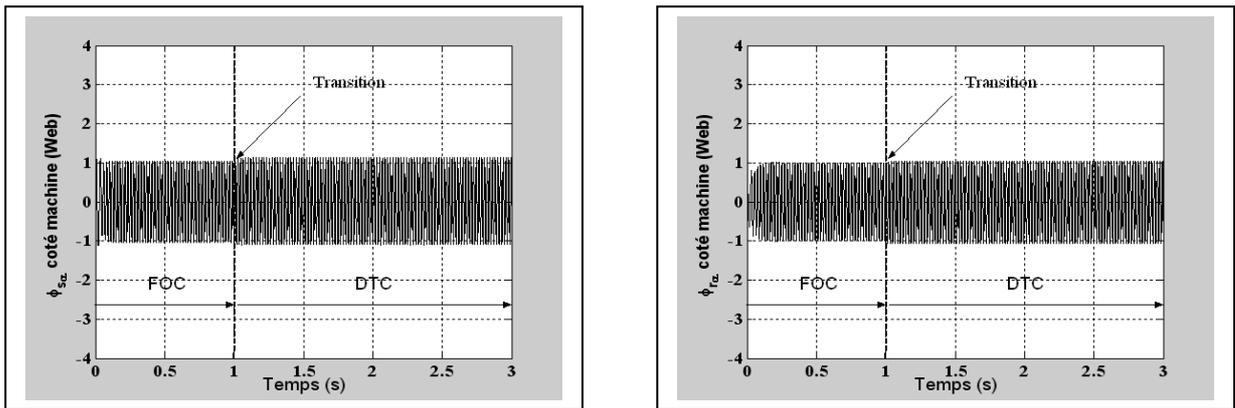


Figure 5.9 : Flux statorique et rotorique lors de transition

de couple après la transition. On peut remarquer aussi que la tension U_{Tr} garde avec une grande précision sa valeur après la transition, cela peut être expliqué par le fait que le mode d'alimentation de l'onduleur pour deux commandes (*FOC* et *DTC*) est le même.

Une autre simulation (**figure. 5.8**) a été réalisée, afin de tester l'efficacité de l'approche proposée (après amélioration). Pour une vitesse de 157rd/s, le couple varie de 0 N.m à 50% de sa valeur nominale la **figure 5.9** représente les résultats de simulation des flux statorique et rotorique lors de transition.

La qualité de la transition d'une technique de contrôle à une autre dépend énormément de la position de flux rotorique dans le référentiel statorique nécessaire pour calculer les transformations des vecteurs. Pour obtenir une transition avec moins de perturbations possibles, on propose la transition doit être faite quand la différence $\Delta\theta_s=0$ [88].

4.5. CONCLUSION

Dans ce chapitre deux stratégies de contrôle ont été utilisées pour assurer la continuité du système tout en appliquant un contrôleur flou capable de détecter le défaut au niveau du capteur de la vitesse et par la suite réaliser la transition. Les résultats obtenus sont satisfaisants et confirment l'approche utilisée et peuvent être résumés par :

- En premier lieu, une simulation a été réalisée dans des conditions de fonctionnement différents pour les deux stratégies de commandes. Les résultats sont satisfaisants de point de vue réalisation de la commande tolérante aux défauts qui a pour but de s'accommoder automatiquement de l'effet de défaut surgit au niveau du capteur de vitesse tout en étant capable de maintenir la continuité de fonctionnement. La

conséquence est d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement même avec des performances plus au moins dégradées.

- Dans le but de rendre le système de décision floue plus performante, des améliorations sont apportées pour les deux commandes, à savoir même type d'alimentation (Onduleur à *MLI* vectorielle), minimisation des ondulations du couple et intégration d'un estimateur de vitesse au niveau de la commande *DTC*. Dans ces conditions, le détecteur flou a présenté un assez bon fonctionnement lors de la transition à savoir le suivi de la vitesse et une minimisation de taux d'ondulations de couple.

Finalement ce qu'on peut déduire et retenir dans ce travail est que la technique de la commande tolérante aux défauts des systèmes d'entraînement permet aussi de s'appuyer sur l'existence d'une structure de commande fonctionnant correctement sous l'hypothèse que les défauts ne sont pas présents et qu'elle entre aussi dans le cadre de la robustesse des systèmes d'entraînement

Chapitre 6

VALIDATION EXPERIMENTALE DE LA MINIMISATION DES ONDULATIONS DE LA COMMANDE DTC

6.1 INTRODUCTION

Il convient à présent de valider de manière expérimentale les différentes stratégies de commande *DTC* dans un environnement de simulation en temps réel dont le principe de base a été théoriquement présenté et illustré par des résultats de simulation au cours du 4^{ème} chapitre dont le but était la minimisation des ondulations de couple.

Dans une première partie, nous présenterons succinctement la plate-forme de commande qui a servi pour la validation expérimentale en présence d'un onduleur à 2-niveaux. Soulignons que cette validation a été effectuée sur le banc d'essai de laboratoire d'Automatique et Informatique Industrielle de Poitiers (*LAI*). Il est à signaler qu'il ne s'agit pas de la même machine MAS utilisée en chapitre quatre et celle utilisée expérimentalement.

La seconde partie de ce chapitre sera consacrée à la validation expérimentale appliquée d'abord au contrôle direct du couple classique de la *MAS* ensuite au contrôle *DTC* avec association *SVM-DTC* avec régulation par logique floue.

Finalement, nous proposerons un ensemble de résultats expérimentaux, accompagnés dès que possible par des résultats de simulation obtenus dans les mêmes conditions de fonctionnement. Le développement des algorithmes a été fait sous l'environnement Ide Matlab/Simulink/dSPACE 1104.

6.2 BANC EXPERIMENTAL

Le banc expérimental que nous avons utilisé a été élaboré au sein du Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industrielle de Poitiers (*LAI*), voir **figure6.1**. Les tests à vitesse constante ont été réalisés sur une machine de 1.1 kW alimentée par un onduleur triphasé fonctionnant en modulation vectorielle (*SVM*). Les tests de charge ont été réalisés par l'adjonction d'une machine courant continu.

- Une machine asynchrone (*MAS2*) à cage d'écurieuil, (Moteurs Leroy Somer) équipée d'un codeur incrémental. (codeur incrémental 1024), voir Annexe B.
- Une machine à courant continu chargée par des résistances parallèles, voir Annexe B.
- Capteurs de courant et de tension à effet hall avec filtres anti-repliement à 500Hz

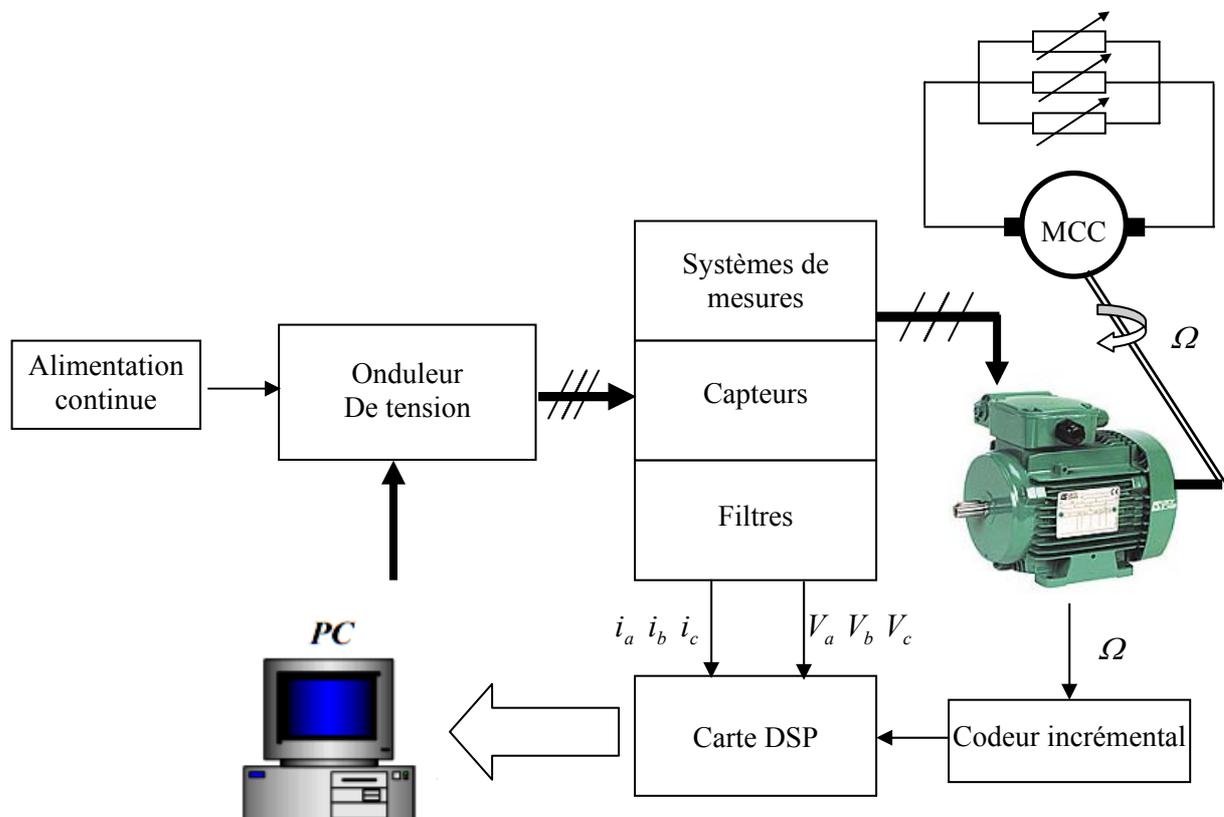


Figure.6.1 : Banc d'essai à base de dSPACE

- Un onduleur de tension : SEMIKRON à IGBT 1000V, 30A fréquence de commutation 10 kHz
- Alimentation continue (600V - 5,5A réglée en tension et limitée en courant)
- Alimentation continue (600V - 5,5A réglée en tension et limitée en courant)
- Une plate forme DSPACE : 1104
- Un environnement Matlab/Simulink.
- Un environnement ControlDesk.
- Analyseur de réseau, oscilloscope 4 voies avec FFT

Une photo du banc d'essai au sein du laboratoire LAII est donnée sur la **figure 6.2**.

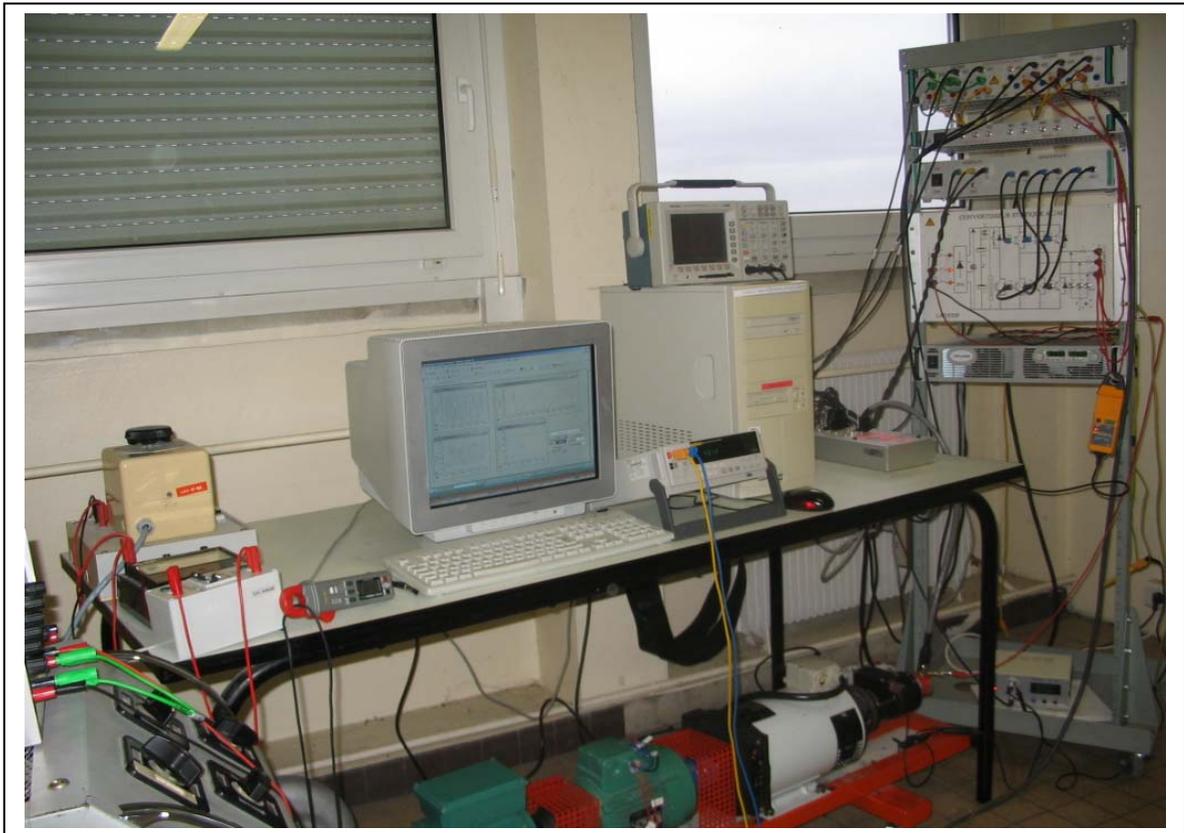


Figure.6.2 : Vue de l'ensemble du banc d'essai du Lab. LAII (Poitiers, France)

6.3 VALIDATION

6.4 DES MODELES DE SIMULATION

6.4.1 Implantation des différentes stratégies de commandes DTC

L'implantation des différentes stratégies de commande *DTC* pour la minimisation des ondulations du couple à savoir *DTC classique*, *DTC_SVM*, *DTC_Contrôleurs Flous* et *DTC_SVM_Contrôleurs Flous*. Les schémas de commande exécutable pour DSPACE sont illustrés dans la **figure 6. 3 (a, b)**. Pour les relevés expérimentaux, la machine asynchrone est entraînée en charge, dans cette partie, les tests au niveau expérimental et simulation ont été effectués sur une machine asynchrone à cage d'écuriel.

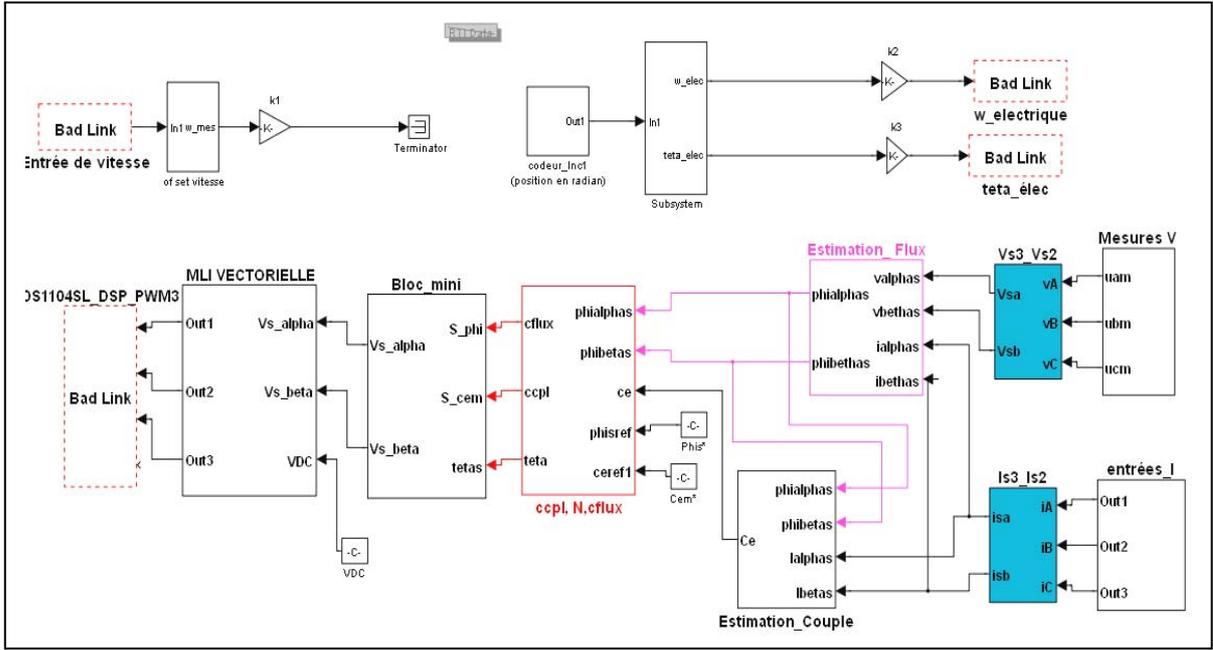


Fig.6.3.a) :DTC classique

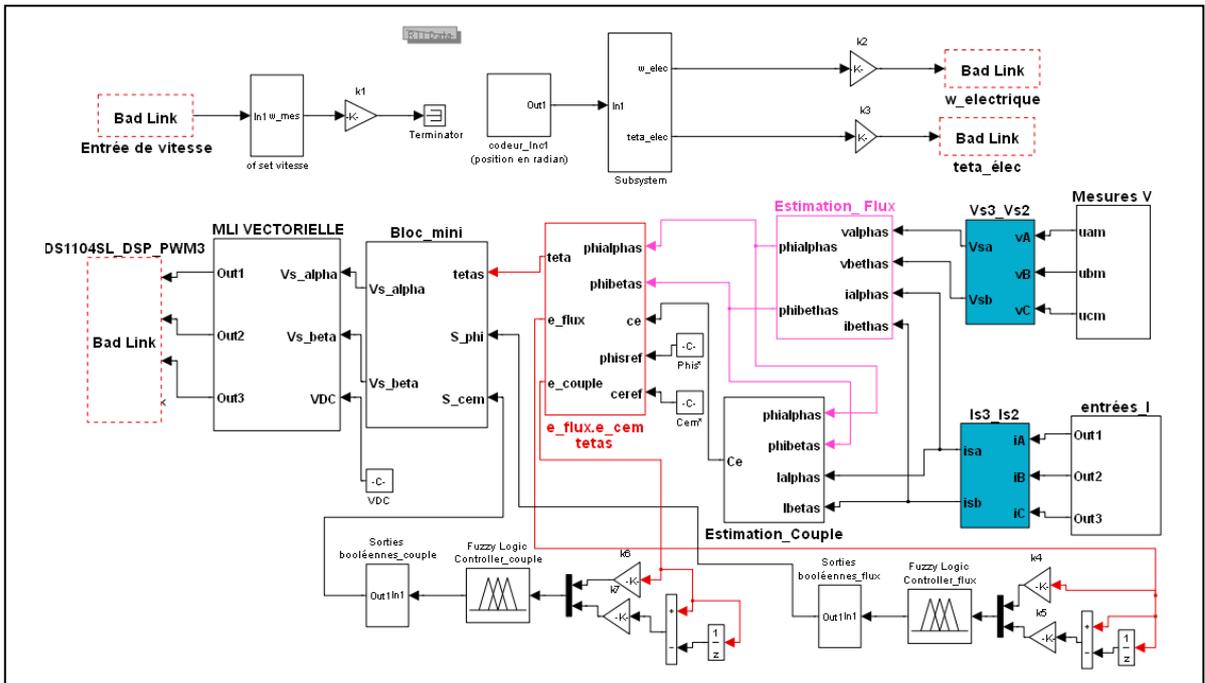


Fig.6.3.b) :DTC_SVM_Contrôleurs Flous

Figure 6.3 : Schémas de commandes des stratégies de commande DTC

6.4.2 Résultats expérimentaux

Les essais expérimentaux ont été effectués dans les conditions suivantes:

MAS 1 kW (voir Annexe B) ; $U_0 = 550V$; $\Phi_s^* = 1Web$; $C_e^* = 5 N.m$, le temps d'échantillonnage fixée à $T_e = 10^{-4}$ sec en utilisant Euler et une charge mécanique: génératrice

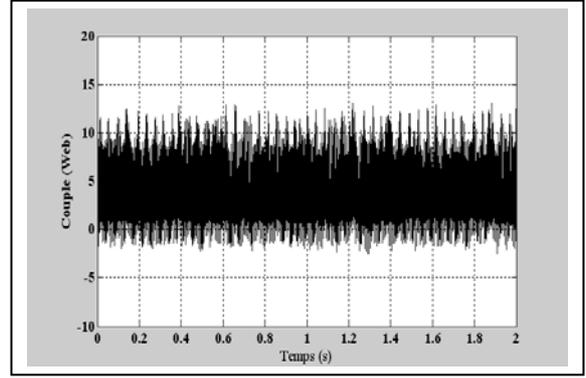
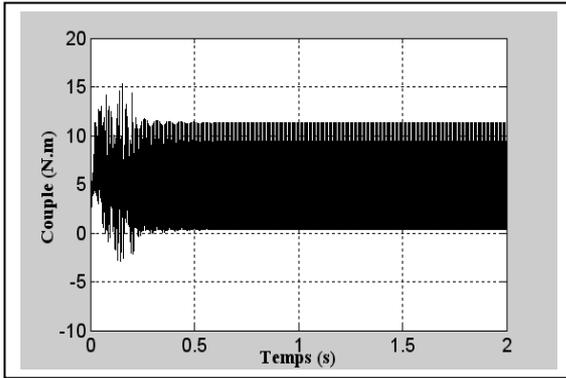
à courant continu directement couplée à la machine. Les boucles des régulateurs flous d'hystérésis ont été implantés sur la *DSP* de type 1104 en exploitants directement le "Fuzzy Logic Toolbox" du Matlab/ Simulink.

Généralement un contrôleur flou comporte un nombre de paramètres qui influent directement sur les résultats tels que la position des sommets des fonctions d'appartenances en entrées et sortie, des règles flous mises en jeu dans le tableau de décision et les facteurs de normalisation d'entrées et sortie. Ces derniers ont un effet global sur la surface de réponse obtenue, ils la modifient donc entièrement et sont donc, de ce fait, très influents sur les réponses [39]. Donc pour effectuer l'optimisation du réglage de nos contrôleurs flous, il nous est possible de choisir le facteur de normalisation de l'entrée directement égale à l'inverse de la valeur de l'échelon de consigne appliqué. Avec la connaissance relativement grossière du système à commander, il est également possible de déterminer la valeur du facteur de normalisation de sa dérive sur l'entrée en fonction des caractéristiques du système. La détermination de ces réglages peut être déterminée en simulation puis validé expérimentalement

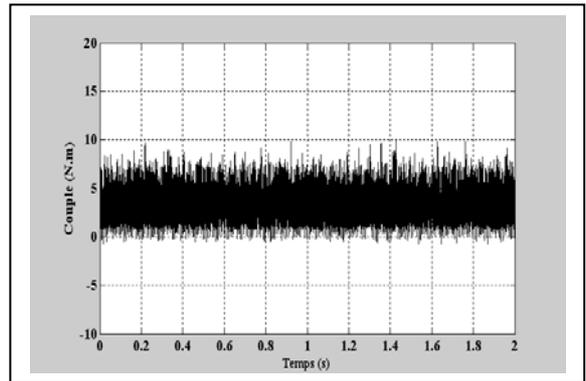
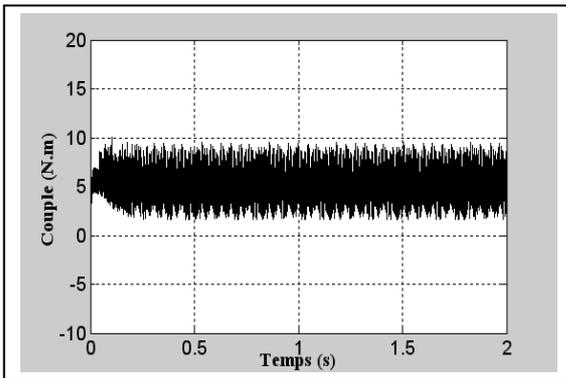
Comme, il s'agit, ici, d'expérimentation et non de simulation, il faut prendre certaines précautions dans l'analyse des résultats obtenus puisque il s'agit d'un grand nombre de paramètres de réglages, dont la variation de tel ou de tel de ces paramètres donnera éventuellement une influence sur le résultat final. Donc il est notamment important et nécessaire de répéter chaque essai un certain nombre de fois pour pouvoir obtenir une estimation de la variance de répétition qui permet de définir si l'effet d'un facteur est réellement significatif ou non.

Les **figures 6.4** A et B présentent, respectivement, les résultats expérimentaux et de simulation obtenus des différentes stratégies de la *DTC* en charge. On peut remarquer la vraie ressemblance de cet ensemble de résultats en particulier en ce qui concerne la technique *DTC* classique et *DTC_SVM*. Ce même résultat peut être observé dans les **figure. 6.5**. A et B du flux statorique, une ressemblance et a remarquée dans les cas de la *DTC* classique et la *DTC_SVM*. Les justifications pour ce type de comportement peut être expliqué par le fait qu'on simulation, il est assez délicats de simuler le continu qui signifie que le pas de simulation $h \rightarrow 0$ et le pas d'échantillonnage T_e selon la précision exigée par le matériel d'acquisition des mesures

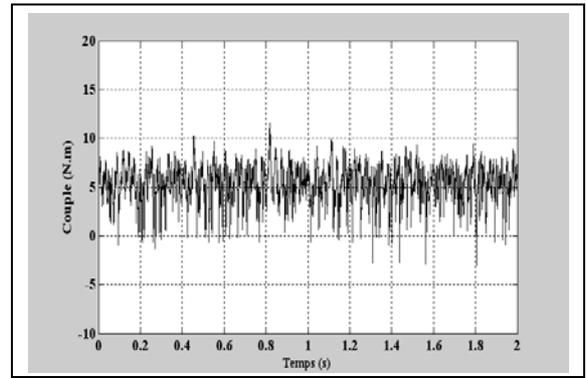
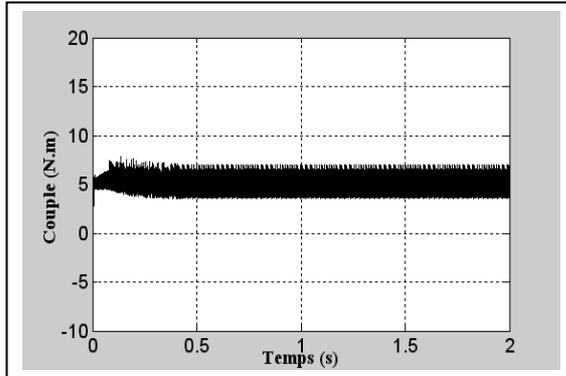
Enfinement, la **figure 6.6** montre des résultats expérimentaux obtenus des sorties des régulateurs flous On vérifie que les correcteurs flous remplacent bien les régulateurs par hystérésis. Ceci met indirectement aussi en évidence la qualité de la régulation par la logique floue



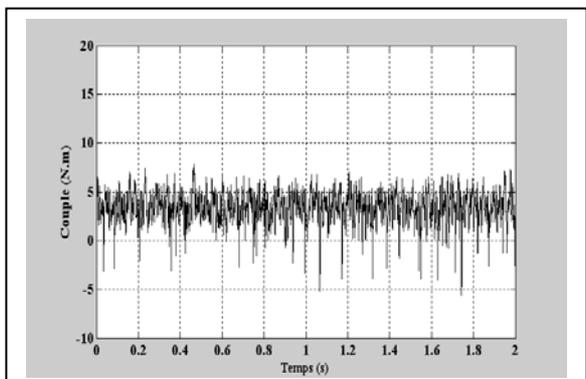
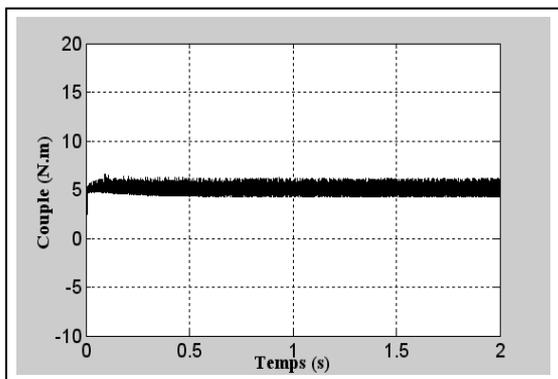
a) :DTC_classique



b) : DTC_SVM



c) : DTC_Contrôleurs Flous

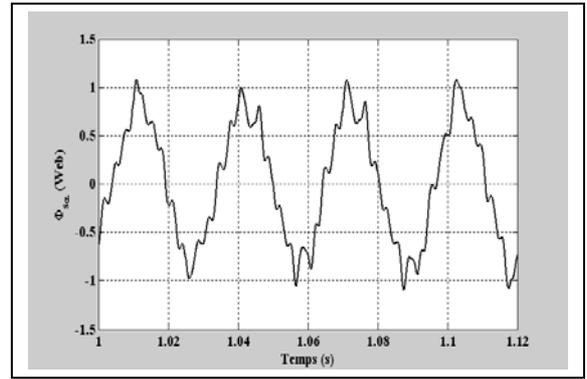
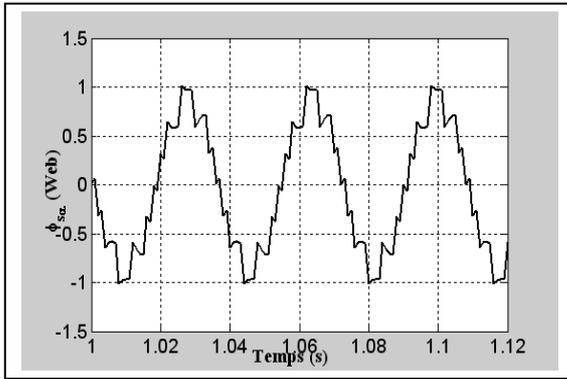


(A)

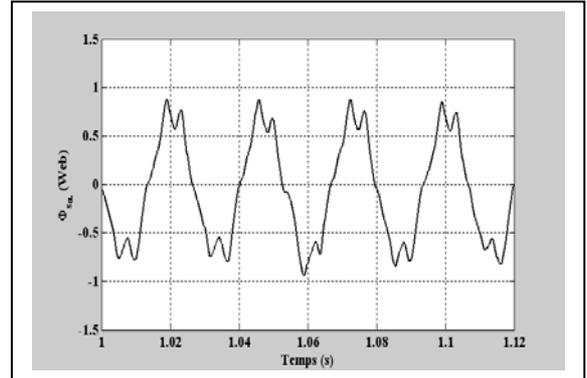
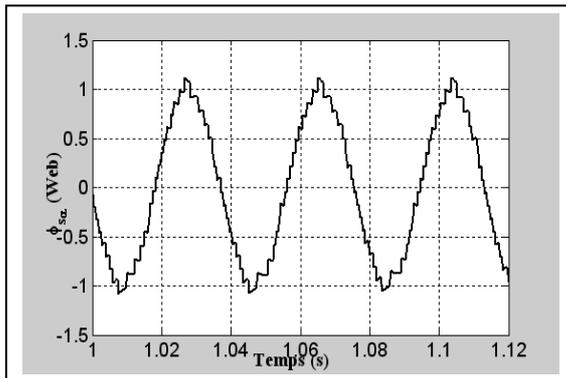
d) : DTC_SVM_Contrôleurs Flous

(B)

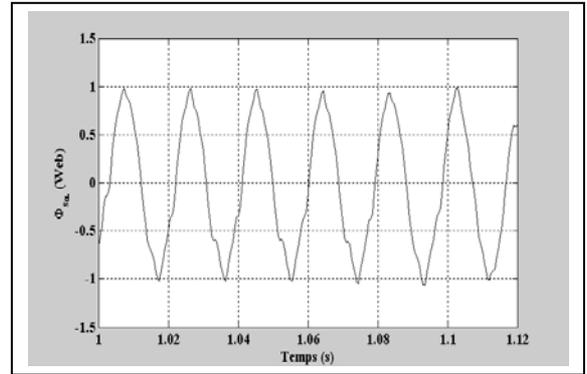
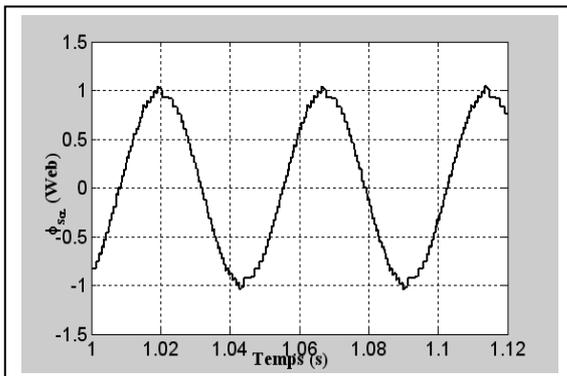
Figure6. 4: Résultats de simulations (A) et expérimentaux du couple électromagnétique (B)



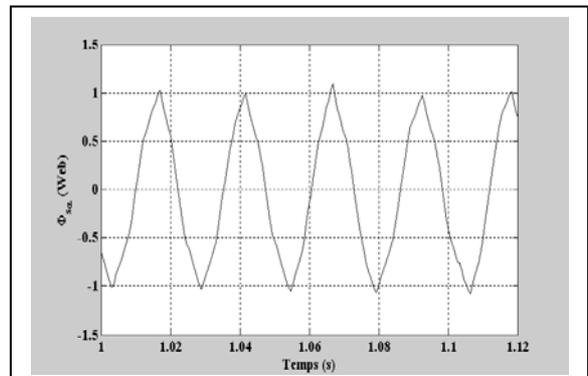
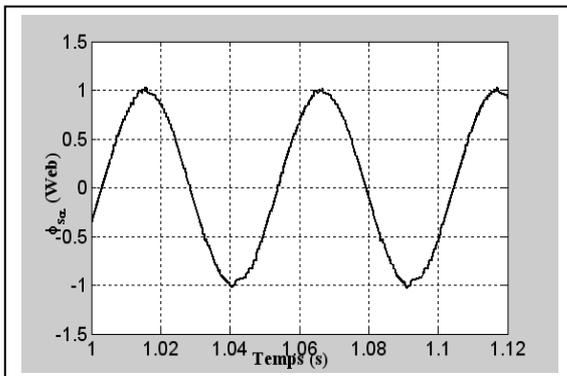
a) : DTC_Classique



b) : DTC_SVM



c) : DTC_Contrôleurs Flous

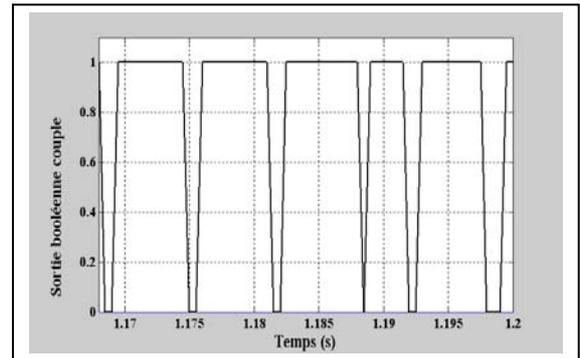
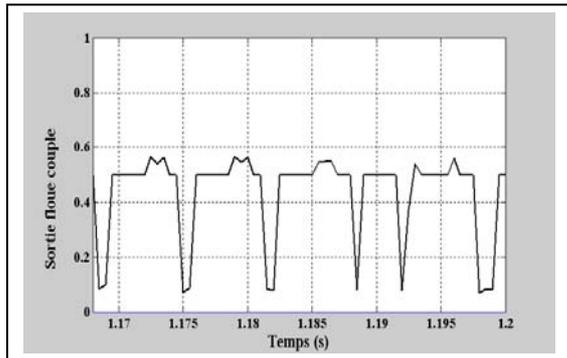
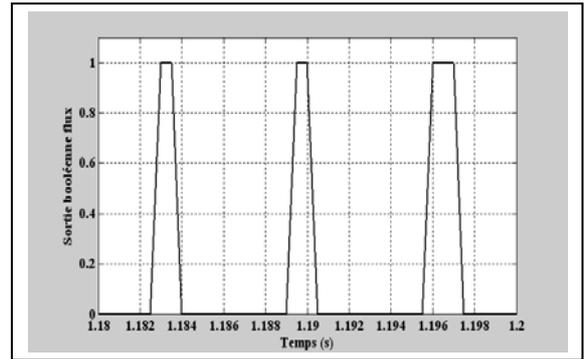
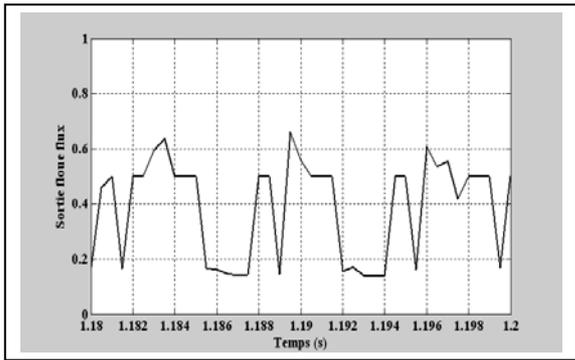


(A)

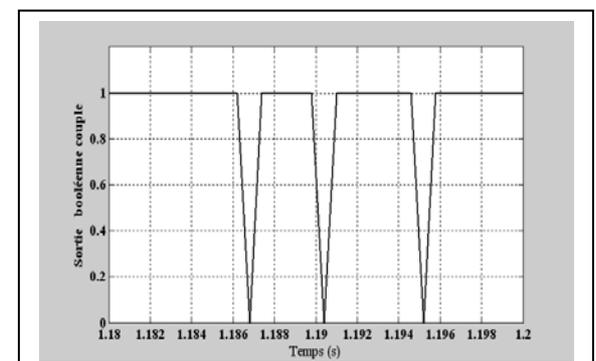
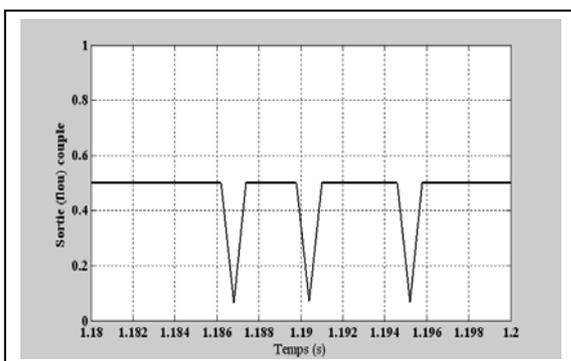
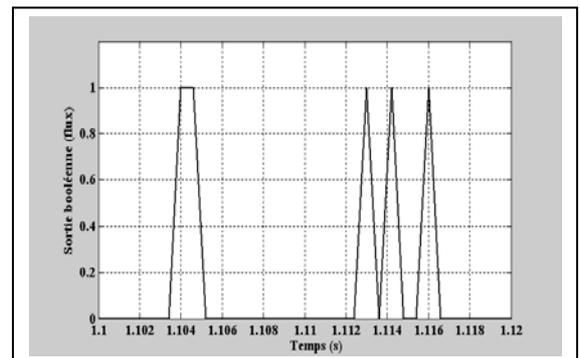
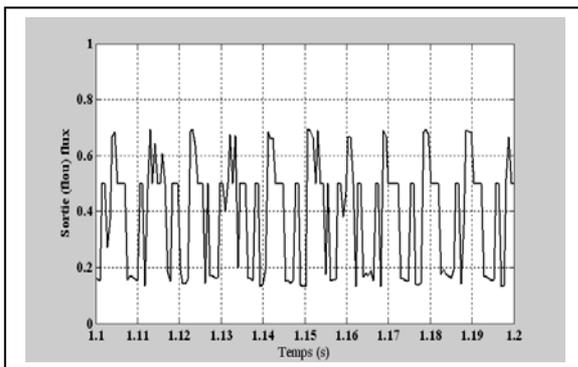
d) : DTC_SVM_Contrôleurs Flous

(B)

Figure 6. 5: Résultats de simulation(A) et expérimentaux (B) du flux statorique



b) : DTC_Contrôleurs Flous



b) : DTC_SVM_ Contrôleurs Flous

Figure6. 6: Résultats expérimentaux des sorties floues et booléennes du couple et du flux

6.4 CONCLUSION.

Après une brève description de la plate-forme de commande conduisant à la validation des différentes stratégies de la *DTC*, nous avons retenu comme organe principal de commande un contrôleur numérique basé sur l'utilisation conjointe d'un *DSP* et de l'utilisation de MATLAB+ControlDesk. La DSPACE apporte sa puissance de calcul et sa précision, et elle se prête à bien à l'implémentation des tâches relatives au contrôle du processus de degré de complexité accru. Le ControlDesk permet quant à lui de gérer une grande quantité de signaux en temps réel.

Les résultats expérimentaux obtenus ont été confrontés avec des résultats de simulation sous les mêmes conditions de fonctionnement qui au gré des différences simulation-expérimental que l'on peut faire agréer à un degré de précision élevé (T_e n'est pas le même dans les cas où on introduit le régulateurs flous). La validation expérimentale des stratégies *DTC* effectuée au 4ème chapitre étant acquise, par une étude comparative de différentes stratégies de commande expérimentalement.

On retiendra de cette validation expérimentale qu'un tel matériel DSPACE permet énormément de rapprocher la théorie laborieux à l'expérimental

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse a porté d'abord sur l'apport de la logique floue quant à la résolution des problèmes non linéaires rencontrés avec l'usage des commandes largement utilisées pour la machine asynchrone, en l'occurrence la commande vectorielle par orientation du flux (*FOC*) et la commande directe du couple ou *DTC*. La première commande souffre du problème des dérives paramétriques et la deuxième du problème d'ondulations du couple. Dans une seconde étape, on s'est intéressé aussi à l'apport de la logique floue lorsque la machine asynchrone est sujet à un fonctionnement en mode dégradé où une transition entre commande *FOC-DTC* est effectuée suite à une défaillance enregistrée au niveau du capteur de vitesse dont le principe est d'assurer la continuité du fonctionnement du système.

Une vision générale des différents axes étudiés dans ce travail est illustrée dans l'introduction générale.

L'état de l'art sur les problématiques des commandes FOC et DTC d'une machine à induction permet de mettre au point les fonctionnements éventuels en mode dégradé lorsque ces dites commandes sont appelées à cohabiter. A travers ce récit bibliographique on a montré aussi l'intérêt de s'orienter vers l'usage des techniques de la logique floue pour résorber certains problèmes non linéaires et donc apporter les performances désirées au système.

Pour remédier aux problèmes liés aux dérives paramétriques affectant la *FOC*, essentiellement dus à l'effet de la variation de la constante rotorique, deux estimateurs flous ont été conçus testés avec succès par simulation.

Une étude de minimisation des ondulations de la commande directe du couple a été exposée en partant de la *DTC* classique de Takahashi vers quatre autres approches énumérées comme suit :

1. DTC_classique_SVM
2. DTC_classique_FLC
3. DTC_classique_SVM_FLC
4. DTC_continue

En outre, dans les fonctionnements à basses vitesses, l'influence de la résistance statorique sur la commande DTC se fait sentir et donnant lieu à une estimation erronée du flux du stator, ce qui causera inéluctablement une détérioration des performances de la commande. L'usage d'un estimateur flou destiné à l'adaptation de ce paramètre a donné satisfaction pour un regain des performances à basses vitesses en terme dynamique et statique de la *DTC*.

Comme susmentionnée, la dernière étape du travail a été consacrée à présenter une approche floue dédiée à l'élaboration du système de décision flou en assurant un fonctionnement en mode dégradé de la machine asynchrone. L'approche en question s'est avérée un moyen crédible et précis pour la détection de défaillance du capteur de vitesse. Comme elle offre notamment un moyen de transition d'une commande avec capteur (*FOC*) vers une commande sans capteur de vitesse (*DTC*) et en terme flou d'en assurer la cohabitation des deux commandes ce qui pourrait être qualifiée d'une approche floue multi commande. Ce qui a été intéressant de noter qu'avec pareille cohabitation de deux commandes le système se maintient en stabilité moyennant un certain degré de performances en présence de défaut capteur.

En dernier lieu, dans le sixième chapitre, nous avons présenté les résultats expérimentaux obtenus théoriquement dans le chapitre quatre par l'application de la commande *DTC* associée à la technique de *SVM* et la logique floue. Les résultats qui restent cependant à parfaire s'avèrent très encourageants, ce qui est tout à fait un travail pionnier au sein du laboratoire *LSPIE* de Batna. Donc partant de ce dernier constat, il nous semble que les perspectives du présent travail pourront prendre appui sur ce dernier volet expérimental surtout en terme d'optimiser davantage l'implantation *soft* et expertes des règles floues appliquées à ces deux commandes *FOC* et *DTC* de la *MAS* en solo ou en cohabitation.

Annexe A

DE LA THEORIE : LA LOGIQUE FLOUE

A.1 Structure générale d'un régulateur flou [38-39]

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux (**Fig.A.1**).

- Base de connaissances (règles et paramètres des fonctions d'appartenances).
- Bloc de décision ou le moteur d'inférence.
- Fuzzification.
- Défuzzification.

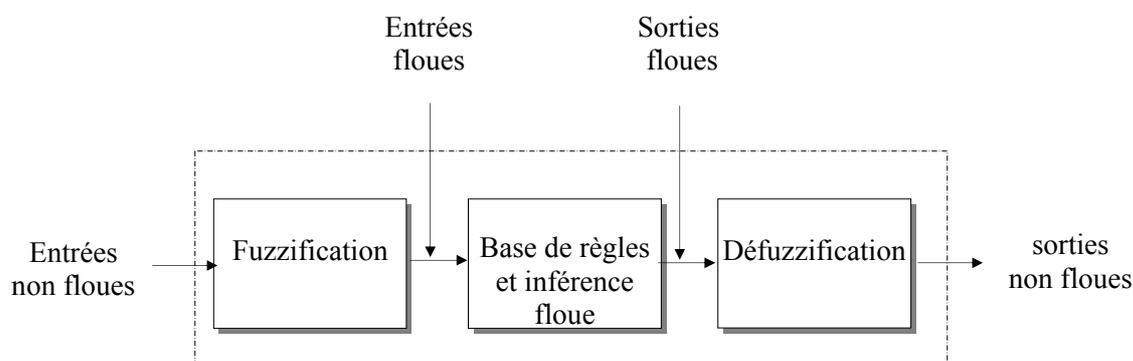


Figure. A .1: Schéma de principe d'un régulateur à logique floue

A.1.1. Fuzzification

L'objet de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour différentes variables d'entrée [2.8]. Un degré de compatibilité est obtenu par superposition des variables numériques d'entrées est des variables linguistique.

A.1.2. Base de règles

La base de règles caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes [42-43].

A.1.3. Inférences floues

L'inférence floue est le processus de formulation de la relation entre les entrées et les sorties par logique floue. Cette relation offre une base avec laquelle la décision est prise par le système flou. L'inférence floue fait appel alors aux concepts expliqués dans les sections précédentes, à savoir : fonctions d'appartenance, les opérateurs flous et les règles floues. Nous

distinguons une variété importante d'inférences floues, parmi cette variété le Max-min (Mamdani), le Max-prod, le Som-prod et le Sugeno. Les quatre inférences diffèrent par la manière de déterminer les sorties [38].

A.1.4. Défuzzification

Le résultat de l'inférence en utilisant une des méthodes d'implication floue, Max-min, Max-prod ou Som-prod, est une valeur floue. Cette information ne peut être utilisée directement pour contrôler le système. Une transformation doit être prévue à la sortie du bloc d'inférence pour la convertir en grandeur fixe, cette transformation étant connue par le terme défuzzification (concrétisation).

Plusieurs méthodes de défuzzification existent en logique floue, les plus utilisées sont [40-41] :

- La méthode de la moyenne des maxima.
- La méthode du centre de gravité.
- Méthode des hauteurs pondérées.

Il est à signaler que le choix des fonctions d'appartenances de même type, symétriques et équitables facilitera considérablement le processus de défuzzification. C'est la raison pour laquelle nous allons opter pour cette méthode dans les différentes régulations.

A.2. ARCHITECTURE D'UNE CONTRÔLEUR FLOU (FLC : *Fuzzy Logic Controller*)

On parle de la commande floue, réalisée au moyen d'un contrôleur flou ou FLC, lorsque la partie d'un automatisme est réalisée en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramené à un système asservi, voir **figure A.2**.

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées e_1 et e_2 et l'inférence des règles floues.

En général, e_1 représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$e_1(k) = y_{ref}(k) - y(k) \quad (A.1)$$

e_2 est l'accroissement de l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne.

$$e_2(k) = y(k) - y(k-1) \quad (A.2)$$

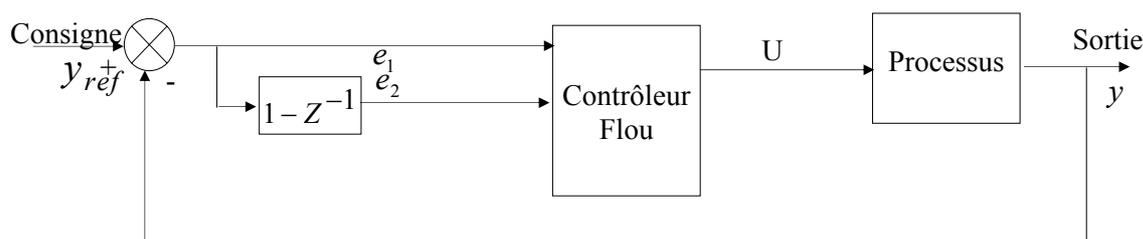


Figure A.2: Architecture d'une commande floue

Annexe B

PARAMETRES ET DATA DES MACHINES ASYNCHRONES UTILISEES

B.1 MACHINE A INDUCTION N°1* (Labo. d'Automatique Amiens, 1996)

B.1.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 1.2 \Omega$ Résistance statorique

$R_r = 1.8 \Omega$ Résistance rotorique

$L_s = 0.1564 H$ Inductance statorique

$L_r = 0.1564 H$ Inductance rotorique

$M = 0.15 H$ Inductance mutuelle

$P = 4 kW$ Puissance nominale

$V_s = 220 / 380 V$ Tension nominale

$I_{sn} = 8.6 / 15 A$ Courant nominal

B.1.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.024 kg.m^3$ Moment d'inertie

$f = 0.00 SI$ Coefficient de frottement

$\Omega_n = 1440 tr / min$ Vitesse nominale

B.1.3 PARAMETRES ELECTOMAGNETIQUES

$C_{en} = 25 N.m$ Couple nominal

$p = 2$ Nombre de paire de pôles

*N°1 : C'est une Machine à Induction de référence pour plusieurs doctorats au LSPIE

B.2 MACHINE A INDUCTION N°2 (Type LS90, LER0Y SOMER, Labo LAII, Poitiers)**B.2.1 PARAMETRES ELECTRIQUES**

$R_s = 9.65 \Omega$ Résistance statorique

$R_r = 4.3047 \Omega$ Résistance rotorique

$L_r = 0.4718 H$ Inductance statorique

$L_s = 0.4718 H$ Inductance rotorique

$M = 0.4475 H$ Inductance mutuelle

$P = 1.1 K w$ Puissance nominale

$V_{sn} = 230 / 400V$ Tension nominale

$I_{sn} = 4.3 / 2.6 A$ Courant nominal

B.2.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.0125 kg.m^3$ Moment d'inertie

$f = 0.00119 SI$ Coefficient de frottement

B.2.3 PARAMETRES ELECTOMAGNETIQUES

$C_{en} = 5 N.m$ Couple nominal

$p = 2$ Nombre de paire de pôles

$\Omega_n = 1425 tr / min$ Vitesse nominale

B.3 MACHINE A COURANT CONTINU (CHARGE MECANIQUE)

$P = 0.93 K w$ Puissance nominale

$U_a = 170V$ Tension d'induit

$U_f = 190V$ Tension d'inducteur

$I_a = 6.5 A$ Courant d'induit

$I_a = 0.4 A$ Courant d'inducteur

$\Omega_n = 1500 tr / min$ Vitesse nominale

Annexe C

TRADUCTION DE LA TABLE DE TAKAHASHI PAR UNE TENSION GENEREE

Si on prend par exemple les valeurs de sorties booléennes des comparateurs à hystérésis : $\Delta C_e = 1$ et $\Delta \phi = 1$ et le remplace dans l'équation (4.5), on obtient :

$$V_s = (1)U_0\sqrt{\frac{2}{3}}\text{Exp}\left[j\left(0 + \frac{2\pi}{3} - (1)\cdot\frac{\pi}{3}\right)\right] = U_0\sqrt{\frac{2}{3}}e^{j\frac{\pi}{3}} = V_2 \quad (\text{C.1})$$

Pour les cas possibles de position du flux et du couple et pour différentes valeurs de quantification θ_q on peut obtenir la table de Takahashi, voir **Table C.1**.

Secteurs	$\Delta C_e = 1 / \Delta \phi_s = 1$	$\Delta C_e = 1 / \Delta \phi_s = 0$	$\Delta C_e = 0 / \Delta \phi_s = 1$	$\Delta C_e = 0 / \Delta \phi_s = 0$
N=1	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \cdot e^{j\pi/3} = V_2$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \cdot e^{j\pi/3} = V_3$	$(0)\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \cdot e^{j\pi/3} = V_7$	$(0)\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \cdot e^{j2\pi/3} = V_4$
N=2	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \cdot e^{j2\pi/3} = V_3$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 = V_4$	V_0	V_0
N=3	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 = V_4$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \cdot e^{j4\pi/3} = V_5$	V_7	V_7
N=4	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \cdot e^{j4\pi/3} = V_5$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \cdot e^{j5\pi/3} = V_6$	V_0	V_0
N=5	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \cdot e^{j5\pi/3} = V_6$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 = V_1$	V_7	V_7
N=6	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 = V_1$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_0 \cdot e^{j\pi/3} = V_2$	V_0	V_0

Table C.1: Traduction de la table de Takahashi par la tension générée

Références Bibliographies

- [1] J. P. Caron et J. P. Hautier, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone, » *Editions Technip*, Paris, 1995.
- [2] B. Robyns, B. François, P. Degobert et J. P. Hautier, « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone : Désensibilisation et Optimisation par la Logique floue, » *Editions Technip*, Paris, 2007.
- [3] L. Mutrel, « le Moteur Asynchrone, Régime Statique et Dynamique, » *Ellipses Editions Marketing S.*, Paris, 1999.
- [4] G. Sturtzer et E. Smigiel, « Modélisation et Commande des Moteurs Triphasées, Commande Vectorielle des Moteurs Synchrones Commande Numériques par Contrôleurs DSP, » *Editions Ellipses*, Paris, 2000.
- [5] M. Pinard, « Commande Electroniques des Moteurs Electriques, » *Editions Dunod*, Paris, 2004.
- [6] J. Chatelain, « Machine Electrique, » *Tomel Editions Dunod, Presse Polytechnique Romandes*, 1983.
- [7] F. Blaschke, «The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop Control System for Rotating-Field Machines, » *Siemens Review*, Vol. 34, pp.217 - 220, 1972.
- [8] M. Depenbrock, «Direct Self Control DSC of Inverter-Fed Induction Machine, » *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3, No. 4, pp. 420-429, October 1988.
- [9] I. Takahashi and Y. Ohmori, «High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor, » *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 25, No. 2, pp. 257 - 264, March – April 1989.
- [10] F. Zidani, M. S. Nait-Said, R. Abdessemed, and M.E.H. Benbouzid, « A Fuzzy Method for Rotor Time Constant Estimation for High- Performance Induction Motor Vector Control, » *Electric Power Components and Systems Journal*, USA, Vol. 31, N°6, 2003.
- [11] B. Karanayil, M.F. Rahman and C. Grandham , «Speed-Sensorless Vector Controlled Induction Motor Drive with Rotor Time Constant Identification using Artificial Neural Networks, » *IEEE Proceeding International Symposium On intelligent Control Vancouver*, Canada, pp. 715 - 720, October 2002.
- [12] S. Benaicha, R. Nait Said, F. Zidani and M.S. Nait. Said, « Fuzzy Rotor Time Constant Estimator in Direct field Orientation Control of Induction Motor, » *International Conference on Control, Modelling and Diagnosis (ICCMD'06)*, Annaba Algeria, May 22 - 24, 2006.
- [13] S. Benaicha, R. Nait-Said, F. Zidani and M.S. Nait-Said, « A Rotor Time Constant Adaptation In Direct Field Orientation Control Using Fuzzy Logic For An Induction Motor, » *International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT'09)*, Sousse Tunisia, October 31-November 02 2009.

- [14] K.T. Hong and R.D. Lorenz, «A Rotor Flux Error Based Adaptive Tuning Approach for Feedforward Field Oriented Induction Drives, » *IEEE Conference Record IAS Annual meeting 90*, pp. 589 - 594, 1990.
- [15] Y.Miloud and A.Draou, «Fuzzy Logic based Rotor Resistance Estimator of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drives, » *IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference*, Vol. 2, pp. 961 - 966, 2002
- [16] Y. Li, J. Shao and B. Si, «Direct Torque Control of Induction Motor for Low Speed Drives Considering Discrete Effects of Control and Dead-time of Inverter, » *Proceedings IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS'97*, New Orleans, USA, 1997.
- [17] M.P. Kazmierkowski and G. Buja, «Review of Direct Torque Control Methods for Voltage Source Inverter-Fed Induction Motors, » *in Conference.Industrial Electronics society. IEEE-IAS*, Vol. 1, pp. 981 - 991, 2 - 6 November 2003.
- [18] C.Laseu, I. Boldea and F. Blaabjerg, «Direct Control of Sensorless Induction Motor Drives: A Sliding-Mode Approach, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, No. 2, March – April 2004.
- [19] S. Mir, M. E. Elbuluk and D. S. Zinger «PI and Fuzzy Estimators for Tuning the Stator Resistance in Direct Torque Control Induction Machines, » *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, N° 2, March 1998.
- [20] S. Benaïcha, R. Nait Said, F. Zidani and M.S. Nait. Said, « Improved Performances of DTC Control of Induction Motor Drives, » *Frist International Conference on Electrical Systems (PCSE'05)*, O. E. Bouaghi Algeria, pp. 225 - 229, May 9 - 11 2005.
- [21] G. Escobar, A.M. Stankovic, E. Galvan, J.M. Carrasco and R. Ortega, «A Family of Switching Control Strategies for the Reduction of Torque Ripple in DTC, »*IEEE Transactions Control System Technology*, Vol. 11, No. 6, pp. 933 – 939, November 2003.
- [22] Y.S. Lai, «A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Switching Frequency and Torque Ripple Reduction, » *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 16, No. 3, pp. 220 – 227, September 2001
- [23] N.R.N. Idris, C.L. Toh and M.E. Elbuluk, «A New Torque and Flux Controller for Direct Torque Control of Induction Machines, » *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 42, No. 6, pp. 1358 – 1366, November- December 2006.
- [24] J.K. Kang, D.W. Chung and SK. Sul, «Direct Torque Control of Induction Machine with Variable Amplitude Control of Flux and Torque Hysteresis, » *in Proceedings International. Conference Electric Machines and Drives (IEMDC)*, pp. 640 – 642, 1999.
- [25] J.M. Retif, X. Lin-Shi, A.M. Llor et F. Morand, « New Hybrid Direct Torque Control for a Winding Rotor Synchronous Machine, »*IEEE Power Electrons, Specialists Conference (PESC '04)*, Aachen, Allemagne, pp. 1438 – 1442, 2004.
- [26] C. El Moucary, E. Mendes, T. Raithel and R. Ortega, « A New Strategy for Direct Torque and Flux Control of Induction Motor Drives, » *In Proceedings International. Conference Electrical Machines (ICEM)*, Helsinki, Finlande, pp. 923 – 927, August 2000.
- [27] J.K. Kang and S.K. Sul, « New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency, » *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 35, No. 5, pp. 1076 – 1082, September 1999.
- [28] X. Wei, D. Chen and C. Zhao, « Minimization of Torque Ripple of Direct Torque Controlled Induction Machines by improved discrete Space Vector Modulation, » *Electric Power System Res.*, Vol. 72, No. 2, pp. 103 – 112, December 2004.

- [29] S. Benaïcha, R. Nait Said, F. Zidani and M.S. Nait. Said et B. Abdelhadi « A Direct Torque fuzzy Control of SVM Inverter-Fed Induction Motor Drive, » *International Journal Artificial Intelligence and Soft Computing*, Vol. 1, No. 2/3/4, pp. 259 - 270, 2009.
- [30] S. Benaïcha, R. Nait Said, F. Zidani and M.S. Nait. Said « Direct Torque with Fuzzy Logic Torque Ripple Reduction based Stator Flux Vector Control, » *Mediamira Science PuPlisher, ACTA Electrotechnica*, Vol. 50, N° 1, pp. 31 - 37, 2009.
- [31] K. J. Astram, P. Albertos, M. Blanke., A. Isidori ., W. Schauffelberger and R. Sanz ., « Control of Complex Systems, ». *Editions Springer Verlag Berlin Hiedelberg*, London, 2001.
- [32] M. Blanke, M. Kinnaert, M. Lunze and M. Staroswiecki, «Diagnosis and Fault Tolerant Control, » *Springer Verlag Berlin Hiedelberg*, New York, 2003.
- [33] Y. Zhang and J. Jiang, « Bibliographical Review on Reconfigurable Fault-Tolerant Control System, » *in Proceeding of the 5th Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes (SAFEPROCESS'2003)*. Washington D.C., USA, pp. 265 - 276, 2003.
- [34] D. D. Moerder, N. Halyo, J. R. Broussard and A.K. Caglayan, «Application of Precomputed Control Laws in a Reconfigurable Aircraft Flight Control System, » *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, Vol.3, pp. 325 - 333, 1989.
- [35] S. Benaïcha, R. Nait-Said, F. Zidani et M.S Nait-Said « Fuzzy Fault Tolerant Control of an Induction Motor, » *International Journal Modelling Identification and Control*, Vol. 4, No. 2, pp. 60 - 69, 2008.
- [36] P.M. Frank, E. Alcorta-Garcia and Köppen-Seliger, « Modelling for Fault detection and Isolation Versus Modelling for Control, » *Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems*, Vol. 7, No. 1, pp. 1 – 46, March 2001.
- [37] R.J. Veillette, J. B. Medanic and W. R. Perkins, « Design of Reliable Control Systems, » *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 37, No. 3, 290 – 304, March 1992.
- [38] A. Kaufmann, « Introduction à la Théorie des Sous Ensembles Flous à l'Usage des Ingénieurs, » *Tome 1 Editions Masson*, Paris, New York, Barcelone, Milon, 1977.
- [39] B. Bouchon-Meunier, « La Logique Floue et ses Applications, » *Editions Addison-Wesley*, France, Décembre. 1994.
- [40] E.H. Mamdani, « Application of Fuzzy Algorithms for Control of a simple Dynamic Plant, » *in Proceeding of the IEE Control and Science*, Vol. 121, No. 12, pp. 1585 - 1588, 1974.
- [41] E.H. Mamdani. and S. Assilian, « An experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller, » *International. Journal of Man-Machines Studies*, Vol. 7 No. 1, pp. 1-13, January 1975.
- [42] Mamdani E.H., « Advances in the Linguistic synthesis of Fuzzy Controllers, » *International Journal of Man-Machines Studies*, Vol. 8, No.6, pp. 669 - 678, November 1976.
- [43] T. Takagi and M. Sugeno, « Derivation of Fuzzy Control Rules From Humain Operator's Control Actions, » *International Proceedings of the IFAC Symposium on Fuzzy Information*, pp. 55 - 60, Merseille, France, 1983.
- [44] T. Takagi and. M. Sugeno, « Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modeling and Control, » *IEEE Transactions on System. Man and Cybernetics*, Vol. 15, pp. 116 - 132, January. – February 1985.
- [45] M. Sugeno and G.T. Kang, « Fuzzy Modelling and Control of Multilayer Incinerator, » *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 18, No. 3, pp. 329 -345, April 1986.

- [46] R. Babuska and H.B Verbruggen, « Fuzzy Modeling and Its Application to Nonlinear Control, » *in Proceedings of the 2nd IFAC Symposium on Intelligent Components and Instruments for Control Applications (SICICA '94)*, Budapest, Hungary, 1994.
- [47] V.G. Moudgal, W.A. Kwong, K.M. Passino and Y. Yurkovich. « Fuzzy Learning Control for a Flexible-Link Robot, » *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 3, No2, May 1995.
- [48] J.T. Spooner and K.M. Passino, « Stable Adaptive Control Using Fuzzy Systems and Neural Networks, » *IEEE Transactions Fuzzy Systems*, Vol. 4, No. 3, pp. 339 - 359, August 1996.
- [49] L.X. Wang and J.M. Mendel, « Fuzzy Basis Functions, Universal Approximation and Orthogonal Least-Squares Learning, » *IEEE Transactions on Neural Networks*, Vol. 3, No. 5, pp. 807 - 814, 1992.
- [50] J. J Buckley, « Universal Fuzzy Controllers: design and stability analysis, » *Journal Automatica*, Vol. 28, No. 6, pp. 1245 - 1248, November 1992.
- [51] Wang L.X., « Adaptive Fuzzy Systems and Control, » *Englewood Cliffs*, New Jersey: Prentice-Hall, 1994.
- [52] C. Su and Y. Stepanenko, « Adaptive Control of a Class of Nonlinear Systems with Fuzzy Logic, » *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 2, No. 4, pp. 285 - 294, November 1994.
- [53] K. Tanaka K, T. Ikeda and H.O. Wang, « Robust Stabilization of a Class of Uncertain Nonlinear Systems Via Fuzzy Control: Quadratic Stabilizability, Control Theory and Linear Matrix Inequalities, » *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 4, No.1, February 1996.
- [54] J.Lesenne, F. Notelt et G Seguiet, « Introduction à l'Electrotechnique Approfondie, » *Université des Sciences et Technique de Lille, Technique et Documentation*, 1981.
- [55] G. Grellet et G. Clerc, « Actionneurs Electriques Principes Modèles Commandes, » *Editions Eyrolles*, 1997.
- [56] C. Canudas de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC : Commande des Machines Asynchrones 1 » *Editions Hermes Science, Vol. 1*, 2000.
- [57] J. Bonal et G. Seguiet, « Entraînement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d'Electronique de Puissance et d'Automatisme les Variateurs Electroniques de Vitesse, » *Editions Technique et Documentation*, Vol. 2, Paris, 1998.
- [58] C. Chaigne, E. Etien, S. Cauët et L. Rambault, « Commande Vectorielle sans Capteur des Machines Asynchrones, » *Editions Hermes, France Publications*, 2005.
- [59] P. Tiitinen, « The next Generation Motor Control Method, DTC Direct Torque Control, » *in Proceedings of Industrial Power Electronics Conference, drives and Energy system for Industrial Growth*, New Delhi, India, pp. 37 - 43, 1996.
- [60] N.R. Nik, A. Idris and H. M. Yatim, « Direct Torque Control of Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple, » *IEEE Transactions on Industry. Electronics*, Vol. 51, No. 4, pp.758 - 767, August 2004.
- [61] D. Casadei, G. Grandi, G.Serra and A. Tani, « Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines, » *in Conference Record. IEEE-IAS*, pp.299 - 304, 1994.
- [62] D. Casadei, G. Serra, A. Tani and L. Zarri, « Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive based on a Constant Switching Frequency DTC Scheme, » *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 39, N°2, pp 476-483, March – April 2003.

- [63] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani., «The Use of Matrix Converters in Direct Torque Control of Induction Machines, » *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.48, N°6, pp. 1057 - 1064, 2001.
- [64] S.Vaez-Zadeh and G.H.Mazarei., «Open Loop Control of Hysteresis Band Amplitude In Direct Torque Control of Induction Machines, » *in Conference Record. IEEE-IAS*, pp.1519 -1524, 2000.
- [65] S. R. Bowes and Y.S. Lai, «The Relation Ship between Space Vector Modulation and Regular-Sampled Pulse-Width Modulation, » *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.44, N°5, pp. 670 - 679, 1997.
- [66] J. Holtz, «Pulsewidth Ondulation for Electronic Power Conversion, » *Proceedings IEEE*, Vol. 82, No. 8, pp. 1194 - 1214, August 1994.
- [67] J. Gil Aluja, «Elements for a Theory of Decision in Uncertainty, » Published by *Kluwer Academic Publishers Group*, USA, 1999.
- [68] E. Monmasson, A. A. Naassani.and J. P. Louis, «Extension of DTC Concept, » *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, No. 3, pp. 715 - 717, January 2001.
- [69] M. Rodic, and K. Jezernik, «Continus Approch to The direct Torque and Flux Control of Induction Motor, » *Advanced Motion Control, 7th International Workshop*, pp. 279 - 284, 2002.
- [70] K. Jezernik «Robust Direct Torque and Flux Vector Control of Induction Motor,» *Industrial Electronics Society, (IECON '98) Proceedings of the 24th Annual conference of the IEEE*, Vol.2, pp. 667 - 672, 31 August -4. September 1998.
- [71] J. Zhang and M. F. Rahmen, «Direct Flux Vector Control Scheme for Induction Machine Drives with Space Vector Control Modulation, » *Industry Applications Conference, Fourtieth IAS Annual Meeting*, Vol. 3, pp. 1798 - 1804, 2 – 6 2005.
- [72] Y. A. Chapuis « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par Orientation du Flux Statorique, » *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble*, 1996.
- [73] F.Zidani, M.E.H. Benbouzid, D. Diallo and A. Benchaib, «Active Fault-Tolerant Control of Induction Motor Drives in EV and HEV against Sensor Failures using a Fuzzy Decision System, » *Proceedings of IEEE-IEMDC'03 Conference*, pp.677 – 683, 2003.
- [74] R.B. Sepe Jr, B Fahmi, C. Morrison and J.M. Miller, «Fault Tolerant Operation of Induction Motor Drives with Automatic Controller Reconfiguration, » *Proceedings of IEEE-IEMDC'01*, Cambridge, MA, USA, 2001.
- [75] T. Kataoka, Y. Sato and A. Bendibdellah, «A novel Volts/Hertz Control Method for an Induction Motor to Improve the Torque Characteristics in the Low Range, » *The European Power Electronics Association*, pp. 485 - 488, 1993.
- [76] C. Schauder, «Adaptive Speed Identification For Vector Control of Induction Motors Without Rotational Transducers, » *Conference Record IEEE IAS Annual Meeting*, pp.493 -499, 1989.
- [77] S. Benaicha, R. Nait Said, F. Zidani et M.S. Nait. Said, « Etude comparative Des commandes FOC et DTC d'une Machine Asynchrone, » *International Conference on Electrical Engineering and Application ICEEA'06*, Sidi Bel-Abbés Algeria, pp. 278 - 283, Mai 22-23, 2006.
- [78] S. Tamai, H. Sugimoto and M. Yano, «Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine with Model Reference Adaptive System, » *Proceeding of IEEEIAS 1987 Annual Meeting*, pp. 189 - 195, October 1987.

- [79] H Tajima and Y Hori, «Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, No. 1, pp. 175 – 180, January – February 1993.
- [80] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, «DSP-based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, No 2, pp. 344 – 348, March – April 1993.
- [81] L. Zhen and L. Xu, «Sensorless Field Orientation Control of Induction Machines based on a Mutual MRAS Scheme, » *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 5, pp. 824 – 831, October 1998.
- [82] R. Blasco-Gimenez, G. M. Asher, M. Sumner and K. J. Bradley, «Dynamic Performance Limitations for MRAS based Sensorless Induction Motor Drives.Part 2: Online Parameter Tuning and Dynamic Performance Studies, » *IEE Proceedings of Electric Power Applications*, Vol. 143, No. 2, pp. 123 – 134, March 1996.
- [83] H. Tajima, G. Guidi and H. Umida, «Consideration about Problems and Solutions of Speed Estimation Method and Parameter Tuning for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 5, pp. 1282 – 1289, September – October 2002.
- [84] M. Comanescu and L. Xu, «Sliding-Mode MRAS Speed Estimators for Sensorless Vector Control of Induction Machine, » *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 53, pp. 146 – 153, February 2006.
- [85] M. Cirrincione and M. Pucci, «An MRAS-based Sensorless High-Performance Induction Motor Drive with a Predictive Adaptive Model, » *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 52, pp. 532 – 551, April 2005.
- [86] T. K. Lee, S. B. Cho and D. S. Hyun, «Sensorless Vector Control of Induction Motor Compensating the Variation of Rotor Resistance, » *Proceeding of Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, Power Electronics and Motion Control*, Vol. 1, pp. 72 – 76, 9 - 13 November 1992.
- [87] S. H. Kim, T. S. Park, J. Y. Yoo and G. T. Park, «Speed-Sensorless Vector Control of an Induction Motor using Neural Network Speed Estimation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, No. 3, pp. 609 – 614, January 2001.
- [88] D. Diallo, M.E.H. Benbouzid and A. Makouf, «A Fault-Tolerant Control Architecture for Induction Motor Drive in Automotive Applications, » *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 53, No. 6, pp.1847 – 1855, 2004.