République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de
la Recherche Scientifique
Université des Sciences et de la Technologie d'Oran
Mohamed-Boudiaf

Faculté de Génie Électrique
Département d'Électrotechnique

THÈSE

En vue de l'obtention du

Diplôme de Doctorat LMD en Électrotechnique

Spécialité : Électronique de puissance et systèmes électriques

Présentée par :

AICHI Bilel

Intitulée :

Contribution à l'optimisation de la commande non linéaire des moteurs asynchrones triphasés : études et expérimentations

Thèse soutenue publiquement le 12/07/2021 devant le jury composé de :

Président :	Benouzza Noureddine	*Professeur, USTO – MB*
Directeur de thèse :	Kendouci Khedidja	*Maître de conférences 'A', USTO – MB*
Examinateurs :	Bendjebbar Mokhtar	*Professeur, USTO – MB*
	Hartani Kada	*Professeur, Université de Saida*
	Miloud Yahia	*Professeur, Université de Saida*

Avant-propos

En étant des membres de l'équipe de recherche "Contrôle", le travail présenté dans cette thèse a été réalisé au sein du Laboratoire de Développement des Entraînements Électriques (LDEE), du département d'électrotechnique de l'Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed-Boudiaf (USTO-MB). L'idée de ce projet s'est inspirée en 2016 grâce à la réalisation de notre mémoire de Master Commande des Systèmes à Entraînements Électriques (CSEE). Par la suite, nous l'avons développée dans un cadre plus large et complexe qui est cette thèse de doctorat. Notre objectif principal est de contribuer au développement des techniques de commande et d'observation de hautes performances pour un contrôle optimal des moteurs asynchrones triphasés.

Permettez-moi tout d'abord, d'adresser mes sincères remerciements ainsi que mon plus grand respect à Madame KENDOUCI Khedidja, maitre de conférences "A" à USTO-MB ; une encadrante qui m'a chaleureusement accueilli et m'a intégré dans son équipe de recherche. Elle m'a constamment soutenu et a toujours été disponible pour moi. Ses précieux conseils ne m'ont jamais quitté, sans oublier la confiance qu'elle m'a faite durant des années de travail. Je tiens également à remercier Monsieur BOURAHLA Mohamed, ex-professeur à USTO-MB, de m'avoir donné l'opportunité d'être affilié au Laboratoire d'Electronique de Puissance Appliquée (LAPE), ainsi que pour sa collaboration considérable dans la réalisation de ce projet.

De même, j'exprime ma reconnaissance envers Monsieur BENOUZZA Noureddine, professeur à USTO-MB, de nous avoir honoré en examinant minutieusement ce travail et d'être président de notre jury de cette thèse. Je remercie également chers membres de jury, Professeur BENDJEBBAR Mokhtar de USTO-MB, Professeurs HARTANI Kada et MILOUD Yahia de l'université de Saida Dr. Moulay Tahar, qui nous ont honorés en acceptant de juger cette thèse et d'y mettre un rapport détaillé, ainsi que pour toute observation judicieuse qui a nettement amélioré la qualité de ce mémoire. Je profite de l'occasion pour remercier tout particulièrement Monsieur BENDJEBBAR Mokhtar, avec qui j'ai travaillé sur de différents projets qui m'ont permis d'acquérir une expérience supplémentaire et d'apprendre davantage sur le plan pratique.

Je me permets ainsi, de remercier infiniment et d'exprimer une profonde gratitude envers Messieurs AICHI Ahmed et LAHMER Mohammed, d'avoir pris la peine de relire nos différents manuscrits et d'y apporter une touche purement linguistique, en corrigeant et améliorant la rédaction. Sans oublier notre cher professeur MAZARI Benyounes « رحمة الله عليه » qui a contribué de manière significative à la publication de nos articles. Travailler avec lui nous a permis d'être à la hauteur des exigences des revues scientifiques internationales.

Je tiens à remercier toute ma famille pour le grand soutien moral inconditionnel dont ils ont fait preuve depuis que notre projet s'est lancé ; une famille formidable que grâce à elle je suis devant vous aujourd'hui. En outre, il y a tellement de personnes qui m'ont aidé à arriver à ce stade, et qui ont participé de près ou de loin à la réalisation de ce travail, je voudrais exprimer ma reconnaissance envers elles.

***AICHI Bilel**,*
Email : Aichi-Bilel@hotmail.com / bilel.aichi@univ-usto.dz
Unité de recherche Contrôle, Laboratoire de Développement des Entraînements Électriques (LDEE), N°8113, Département d'électrotechnique, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed-Boudiaf (USTO-MB), El-Mnaouar, BP 1505, Bir El Djir 31000, Oran, Algérie.

Contribution à l'optimisation de la commande non linéaire des moteurs asynchrones triphasés : études et expérimentations

Résumé : Le travail présenté dans cette thèse vise à apporter une contribution à la commande non linéaire des moteurs asynchrones triphasés avec et sans capteur mécanique. De ce fait, plusieurs techniques ont été développées et vérifiées soit par simulation, soit par une validation expérimentale sur un banc d'essai équipé d'une carte dSPACE-RTI-1104. La commande vectorielle indirecte avec orientation du flux rotorique a été adoptée comme structure de base pour la régulation de la vitesse et du courant. L'optimisation du contrôle global sera assurée en utilisant deux variantes des stratégies de commande. La première s'agit du contrôle hybride permettant la combinaison de plusieurs régulateurs en même temps par l'intermédiaire d'un superviseur de régulation. Alors que la deuxième stratégie représente une version avancée du contrôle Backstepping avec action intégrale, la propriété des gains variables a été incorporée dans les différents régulateurs non linéaires afin d'assurer un contrôle optimal du moteur même pour des vitesses très faibles. Dans une deuxième partie aussi importante que la première, l'observation de la vitesse et l'estimation des différentes grandeurs inaccessibles de la machine ont constitué un objectif majeur de ce mémoire. Un observateur linéaire interconnecté a été développé pour assurer une estimation simultanée des différentes résistances des enroulements. Tandis que la commande sans capteur a été réalisée à travers plusieurs approches déterministes et stochastiques comme l'observateur adaptatif flou, les observateurs basés sur la théorie du mode glissant, et l'estimation via le filtre de Kalman étendu. Suite à un examen approfondi des performances générées par le contrôle sans capteur en boucle fermée, une étude comparative permettra d'évaluer les avantages et les inconvénients de chaque technique étudiée.

Mots clés : moteur asynchrone, commande non linéaire, contrôle par mode glissant, commande hybride, Backstepping à gains variables, observateur adaptatif flou, observateur mode glissant, filtre de Kalman.

المساهمة في تحسين التحكم الغير الخطي للمحركات الغير متزامنة ثلاثية الطور : دراسات وتجارب تطبيقية

ملخص : يهدف العمل المقدم في هذه الأطروحة إلى المساهمة في التحكم الغير خطي للمحركات الغير متزامنة ثلاثية الطور في ظل وجود أو غياب المستشعر الميكانيكي. من أجل ذلك، تم تطوير العديد من التقنيات والتحقق منها إمّا عن طريق المحاكاة أو عن طريق التجربة التطبيقية على منصة اِختبار مجَهَزة ببطاقة dSPACE-RTI-1104. تمّ اعتماد التحكم الشُعاعي الغير مباشر بتوجيه التدفق المغناطيسي للجزء الدَوّار كتقنية أساسية للتحكم في سرعة الدوران وتنظيم التيار الكهربائي، في حين أنه سيتم تحسين التحكم بشكل عام عن طريق اعتماد نَمَطين مختلفين من استراتيجيات التحكم. يتمثل النوع الأول في التحكم الهجين الذي يسمح بدمج مُنظمَيْن مختلفين أو أكثر في نفس الوقت من خلال مُشرفْ تحكم خاص، بينما تُمثِلُ الاستراتيجية الثانية نسخة متقدمة من التحكم الرجعي ذو الإجراء المتكامل، سيتم دمج خاصية المُعَامِلات المتغيرة في مختلف خُطوات التنظيم الغير خطي لضمان التحكم الأمثل في المحرك حتى عند السرعات شديدة الانخفاض. وفي جزءٍ ثاني لا يقل أهميةً عن الأول، كانت مراقبة السرعة وتقدير الكمِيات المختلفة التي يتعذّرُ الوصول إليها للمحرِك هدفًا رئيسيًا لهذه الأطروحة، حيث تم تطوير مراقب خطي مترابط قادر على ضمان تقدير متزامن لمختلف مقاوَمَات الألة الكهربائية. بينما تم تحقيق التحكم بدون مستشعر للسرعة من خلال العديد من الأساليب الحتمية والعشوائية مثل المراقب الضبابي التكيفي، التقنيات القائمة على أساس نهج وضع الانزلاق، والتقدير بواسطة مرشح كالمان الممتد. تم دراسة وتحليل كفاءَة كل طريقة فيما يتعلق بأداء التحكم في الحلقة المغلقة بدون لاقط سرعة، حيث أن النتائج التي تم الحصول عليها ستكون بمثابة أساس لدراسة مقارنة التي من خلالها يمكن تقييم مزايا وعيوب كل تقنية تمت دراستها.

كلمات مفتاحية : المحرك الغير متزامن، التحكم الغير خطي، التحكم عن طريق وضع الانزلاق، التحكم الهجين، التحكم الرجعي بمعاملات متغيرة، مراقب ضبابي متكيف، مراقب بوضع الانزلاق، مرشح كالمان.

Contribution to the optimization of the nonlinear control of three phase induction motors : studies and experiments

Abstract : This work aims at contributing to the literature on the nonlinear control of three-phase induction motors with and without mechanical sensors. Several techniques were developed and verified either by simulation or by experimental validation using a test bench equipped with a dSPACE-RTI-1104 card. The indirect vector control with rotor flux orientation was adopted as a primary strategy for speed and current regulation. The optimization of global control was improved using two types of control strategies. The first one consisted in a hybrid control that allowed the combination of several regulators simultaneously through a regulation supervisor. The second strategy consisted in an advanced version of the Integral-Backstepping control, the variable gains property being incorporated into the various nonlinear regulators to ensure optimal control of quantities even at very low speed levels. In a second equally important part, speed observation and the estimation of the machine's different inaccessible quantities were taken as significant objectives for this thesis. An interconnected linear observer was developed to ensure the simultaneous estimation of machine resistances, while sensorless control was achieved through several deterministic and stochastic approaches such as the fuzzy-adaptive observer, observers based on sliding mode theory and estimation via extended Kalman filters. The effectiveness of each method in relation to the performance of closed-loop sensorless control was carefully studied and analyzed. Subsequently, the obtained results served as a basis for a comparative study in which the advantages and disadvantages of each technique studied were assessed.

Keywords : induction motor, nonlinear control, sliding mode control, hybrid control, variable gains Backstepping, fuzzy adaptive observer, sliding mode observer, Kalman filter.

Contributions et travaux scientifiques :

B. Aichi, M. Bourahla and K. Kendouci, "High-Performance Speed Control of Induction Motor Using a Variable Gains Backstepping: Experimental Validation", International Review of Electrical Engineering (IREE), Vol. 13, No. 4, pp. 342-351, August 2018.

B. Aichi, M. Bourahla and K. Kendouci, "Real-Time Hybrid Control of Induction Motor Using Sliding Mode and PI Anti-Windup", 2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM), Algiers, Algeria, November 2018, pp. 147-179.

B. Aichi, M. Bourahla and K. Kendouci, "Commande Non-linéaire Sans Capteur Mécanique d'un Moteur Asynchrone Basée sur un Observateur Mode Glissant", Première Conférence Nationale sur L'électrotechnique et les Energies Renouvelables (CNEER), Saida, Algeria, November 2018.

B. Aichi, M. Bourahla and K. Kendouci, "Nonlinear Speed Control of Induction Motor by the Combination of Fuzzy-Sliding-Mode and Integral-Backstepping Controllers", 2018 International Conference on Applied Smart Systems (ICASS), Medea, Algeria, December 2018, pp. 139-144.

B. Aichi, M, Bourahla, K. Kendouci and B. Mazari, "Real-time nonlinear speed control of an induction motor based on a new advanced integral backstepping approach", Transactions of the Institute of Measurement and Control, Vol. 42, No. 2, pp. 244-258, January 2020.

B. Aichi and K. Kendouci, "Robust and Stable Speed Control Design Using the Variable Gains Backstepping Technique for High-Efficiency Three-Phase Induction Motor Drives", 2020 1st International Conference on Communications, Control Systems and Signal Processing (CCSSP), El-Oued, Algeria, May 2020, pp. 376-381.

B. Aichi and K. Kendouci, "A Novel Switching Control for Induction Motors Using a Robust Hybrid Controller that Combines Sliding Mode with PI Anti-Windup", Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science, Vol. 64, No. 4, pp. 392-405, October 2020.

Table des matières

Avant-propos I
Résumé II
Table des matières IV
Nomenclature VII
Introduction générale 1

CHAPITRE I : État de l'art des stratégies de commande et d'observation pour les moteurs asynchrones triphasés

1 - Techniques de commande des moteurs asynchrones triphasés 5
1.1 - Commande scalaire (V/f) 6
1.2 - Commande vectorielle (FOC) 6
1.3 - Commande directe du couple (DTC) 7
1.4 - Commande Backstepping 8
2 - Techniques d'optimisation de la commande des moteurs asynchrones 9
2.1 - Contrôle basé sur l'intelligence artificielle 9
2.2 - Contrôle par mode glissant 10
2.3 - Contrôle par la méthode de Lyapunov 11
2.4 - Régulation hybride 11
3 - Méthodes d'estimation pour la commande sans capteur mécanique 12
3.1 - Estimation en boucle ouverte 12
3.2 - Observateur de Luenberger 13
3.3 - Système adaptatif à modèle de référence (MRAS) 13
3.4 - Observateur à grand gain 14
3.5 - Observateur mode glissant 14
3.6 - Observateur Backstepping 15
3.7 - Filtre de Kalman 15
3.8 - Estimation par l'injection des signaux à haute fréquence 16
4 - Positionnement des problèmes à traiter 17

CHAPITRE II : Commandes non linéaires appliquées pour le contrôle de vitesse d'un moteur asynchrone

1 - Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé 18
2 - Commande vectorielle par orientation du flux rotorique (IFOC) 19
2.1 - Principe de fonctionnement de la commande à flux rotorique orienté 20
2.2 - Paramétrage des régulateurs 21
2.2.1 - Régulations classiques de la vitesse 21
2.2.1.1 - Régulation Proportionnelle-Intégrale (PI) 21
2.2.1.2 - Régulation Intégrale-Proportionnelle (IP) 22
2.2.1.3 - Régulation Proportionnelle-Intégrale avec Anti-Windup (PIAW) 22
2.2.2 - Régulation classique du courant 23

2.3 - Résultats expérimentaux ... 24
2.3.1 - Analyse de fonctionnement des régulateurs conventionnels ... 25
2.3.2 - Performance du contrôle basé sur un régulateur PIAW ... 26
3 - Commande hybride combinant le SMC avec le PIAW ... 27
3.1 - Principe du contrôle par mode glissant ... 27
3.2 - Application du contrôle par mode glissant pour la régulation de la vitesse ... 29
3.3 - Positionnement du problème de la commande par SMC ... 30
3.4 - Exécution de la commande hybride pour le contrôle de vitesse d'un MAS ... 30
3.5 - Analyse de stabilité du régulateur Hybride – 1 (SMC / PIAW) ... 31
3.6 - Résultats pratiques de la commande Hybride – 1 (SMC / PIAW) ... 31
3.6.1 - Étude comparative entre le régulateur Hybride – 1 et le PIAW ... 32
3.6.2 - Performance du contrôle basée sur le régulateur Hybride – 1 (SMC / PIAW) ... 33
4 - Commande hybride ST-SMC / PI optimisé par un Anti-Windup global ... 34
4.1 - Algorithme de Super-Twisting modifié utilisé pour le contrôle de la vitesse ... 35
4.2 - Mise en œuvre de la commande Hybride – 2 (ST-SMC / PI) ... 35
4.3 - Mécanisme global d'Anti-Windup ... 36
4.4 - Analyse de stabilité du contrôleur Hybride – 2 (ST-SMC / PI) ... 37
4.5 - Résultats expérimentaux du contrôle Hybride – 2 (ST-SMC / PI) ... 37
4.5.1 - Amélioration du correcteur Hybride – 2 par rapport au ST-SMC ... 38
4.5.2 - Performance du contrôle basé sur la structure hybride ST-SMC / PI ... 39
5 - Commande Backstepping avec action intégrale à gains variables ... 41
5.1 - Conception de la commande Backstepping avec action intégrale ... 41
5.2 - Positionnement du problème à traiter ... 43
5.3 - Application de la commande Intégral-Backstepping à gains variables (VGB) ... 45
5.3.1 - 1ere étape : régulation de la vitesse ... 45
5.3.1.1 - Fonctionnement des gains variables du NVGC de vitesse ... 46
5.3.2 - 2eme étape : régulation du courant ... 47
5.3.2.1 - Fonctionnement du gain variable des NVGC de courant ... 49
5.4 - Validation expérimentale ... 50
5.4.1 - Amélioration du VGB par rapport au IBC ... 51
5.4.2 - Fonctionnement du contrôle VGB dans les basses vitesses ... 51
5.4.3 - Performance du contrôle VGB dans les conditions nominales ... 52
5.4.4 - Tests de robustesse ... 53
6 - Étude comparative ... 56
7 - Conclusion ... 58

CHAPITRE III : Estimation simultanée des résistances du stator et du rotor d'un moteur asynchrone

1 - Optimisation de la commande VGB par la régulation du flux ... 59
2 - Observateur linéaire interconnecté pour l'estimation simultanée des résistances statoriques et rotoriques ... 61

2.1 - Observation de la résistance rotorique 61
2.2 - Observation de la résistance statorique 64
3 - Analyse de performance de l'estimation simultanée des paramètres incertains 66
4 - Conclusion 70

CHAPITRE IV : Techniques avancées pour l'observation de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé

1 - Observateur adaptatif-flou (FAO) 72
1.1 - Conception d'un observateur des courants et du flux 72
1.2 - Détermination de l'expression de la vitesse observée 73
1.3 - Synthèse d'un mécanisme d'adaptation basé sur la logique floue 74
2 - Estimations basées sur l'approche du mode glissant 76
2.1 - Observateur doté des termes de correction discontinus (SMO Type-1) 77
2.1.1 - Design de l'observateur des courants statoriques et du flux rotorique 77
2.1.2 - Détermination du mécanisme d'adaptation 79
2.2 - Estimateur basé sur la compensation des termes du couplage (SMO Type-2) 80
2.2.1 - Observation du courant basée sur la compensation par une fonction de glissement 80
2.2.2 - Estimation de la vitesse mécanique et du flux rotorique 82
2.3 - Observateur à double surfaces de glissement (SMO Type-3) 82
2.3.1 - Génération de la première fonction de glissement 83
2.3.2 - Génération de la deuxième fonction de glissement 83
2.3.3 - Synthèse de l'observateur du flux rotorique 84
2.3.4 - Mécanisme d'adaptation pour l'observation de la vitesse mécanique 84
3 - Estimation de la vitesse par le filtre de Kalman étendu 86
3.1 - Principe de fonctionnement d'un filtre de Kalman 86
3.2 - Application du filtre de Kalman étendu (EKF) 88
3.3 - Filtre de Kalman étendu d'ordre réduit (RO-EKF) 91
4 - Résultats et discussion 93
5 - Etude comparative entre les différents estimateurs élaborés 101
6 - Conclusion 102
Conclusion générale 103
Annexes 105
A - Description du banc d'essai expérimental 105
B - Méthode utilisée pour l'identification des paramètres de la machine 109
C - M-files/MATLAB utilisés pour la simulation des filtres de Kalman 117
Bibliographie 120

Nomenclature

MAS : Moteur asynchrone triphasé.
MCC : Moteur à courant continu.
Machine AC : Machine à courant alternatif.
IGBT : Transistor bipolaire à grille isolée.
IFOC : Commande vectorielle indirecte.
PIAW : Régulateur PI Anti-Windup.
SMC : Commande par mode glissant.
ST-SMC : Super-Twisting mode glissant.
SMO : Observateur mode glissant.
NVGC : Contrôleur non-linéaire à gains variables.
IBC : Integral-Backstepping classique.
VGB : Integral-Backstepping à gains variables.
MLI : Modulation de largeur d'impulsion.
SVM : Modulation vectorielle.
THD : Taux de distorsion harmonique.
FAO : Observateur adaptatif flou.
EKF : Filtre de Kalman étendu.
RO-EKF : Filtre de Kalman d'ordre réduit.
IAE : Intégrale de la valeur absolue de l'erreur.
ISE : Intégrale du carré de l'erreur.

$\mathbf{R_s}$, $\mathbf{R_r}$: Résistances du stator et du rotor.
$\mathbf{L_s}$, $\mathbf{L_r}$: Inductances du stator et du rotor.
M : Inductance mutuelle.
J : Moment d'inertie.
B : Coefficient du frottement visqueux.
$\boldsymbol{p}$: Nombre de pairs de pôles.
$\boldsymbol{\tau_s}$: Constantes de temps statorique.
$\boldsymbol{\tau_r}$: Constantes de temps rotorique.
$\boldsymbol{\delta}$: Coefficient de dispersion de Blondel.

$\boldsymbol{i}, \boldsymbol{\psi}, \boldsymbol{v}$: Valeurs instantanées du courant, du flux et de la tension, respectivement.
Te : Couple électromagnétique développé.
$\mathbf{T_L}$: Couple de charge appliqué.
$\boldsymbol{\omega_s}$: Pulsation électrique du stator.
$\boldsymbol{\omega_m}$: Vitesse angulaire du rotor.

$\boldsymbol{\omega_g}$: Pulsation de glissement.
$\boldsymbol{\Omega_m}$: Vitesse mécanique du rotor.
$\boldsymbol{\theta_s}$: Position angulaire du repère $(d-q)$ par rapport au stator.
$\boldsymbol{f_s}$: Fréquence de commande.
$\boldsymbol{d-q}$: Référentiel lié au champ tournant.
$\boldsymbol{\alpha-\beta}$: Référentiel lié au stator.
$\boldsymbol{s-r}$: Indices relatifs aux variables du stator et du rotor.
*** , ^** : Indices relatifs aux grandeurs de référence et aux quantités observées.
$\boldsymbol{e}$: Erreur de régulation.
$\boldsymbol{\varepsilon}$: Erreur d'observation.
Δ : Symbol relatif aux différentes incertitudes.

$\boldsymbol{V}$, $\boldsymbol{\mathcal{V}}$: Fonctions de Lyapunov imposées pour la régulation et pour l'observation.
$\boldsymbol{S}$, $\boldsymbol{\mathcal{S}}$: Surfaces de glissement destinées à la régulation et à l'observation.
$\boldsymbol{\Lambda}$: Symbole relatif aux fonctions de glissement destinées à l'observation.
$\boldsymbol{f_c}$: Fréquence de coupure des filtres utilisés.
$\boldsymbol{1/f_c}$: Constantes de temps des filtres utilisés.

$\boldsymbol{E}\{\,\}$: L'espérance mathématique.
Sgn : La fonction mathématique 'Signe'.

$\boldsymbol{k}$: Numéro de l'échantillon.
$\boldsymbol{T_e}$: Période d'échantillonnage.

$\boldsymbol{x}$: Vecteur des variables d'état.
$\boldsymbol{u}$: Vecteur d'entrée.
$\boldsymbol{y}$: Vecteur de mesure.
A : Matrice d'évolution.
B : Matrice de commande.
C : Matrice d'observation.
$\boldsymbol{f}$, $\boldsymbol{h}$: Symbolisation des fonctions non-linéaires.
$\boldsymbol{F}, \boldsymbol{H}$: Matrices Jacobiennes.

Introduction générale

Grâce aux caractéristiques de robustesse, de puissance nominale élevée, de simplicité de structure et des avantages économiques entre autres, les moteurs asynchrones représentent 80% des machines industrielles. En effet, une grande attention est accordée au développement des variateurs de vitesse puissants pour ce type de moteurs. La commande en boucle ouverte avec un contrôle en tension et en fréquence, pourrait fournir un entraînement à vitesse variable satisfaisant, lorsque le moteur fonctionne avec un couple constant sans l'exigence d'une performance stricte. Cependant, lorsque les performances d'entraînement requièrent une réponse dynamique rapide avec un contrôle robuste et précis, la commande en boucle ouverte ne sera plus intéressante. Il est nécessaire donc de réaliser un contrôle en boucle fermée. Cette exigence met les chercheurs face à de véritables obstacles, notamment le fort couplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique, les variations paramétriques dues à l'échauffement de la machine et à la saturation des circuits magnétiques et l'inaccessibilité de certaines quantités physiques nécessaires à contrôler. Ces contraintes-là, rendent le contrôle en boucle fermée de cette machine plus complexe par rapport aux autres entraînements tels que les machines à courant continu. Pour y remédier, il est nécessaire d'adopter des techniques performantes de commande et de régulation, afin de surmonter les obstacles relatifs aux non-linéarités du modèle et de garantir le fonctionnement optimal des moteurs asynchrones triphasés.

Le développement rapide du contrôle des moteurs AC n'aurait jamais pu être réalisé sans le progrès conjoint dans le domaine de l'électronique de puissance et des calculateurs numériques. La commande scalaire présente l'une des premières solutions proposées occupant jusqu'aujourd'hui une grande partie des applications industrielles. Cette méthode est caractérisée par la simplicité et le faible coût d'implantation. En revanche, elle ne peut garantir que de modestes performances sachant que ses applications sont limitées au pilotage du régime permanent. Par conséquent, de nombreuses stratégies plus sophistiquées ont été développées pour pallier les inconvénients de la commande scalaire et améliorer le contrôle des moteurs asynchrones à savoir, la commande directe du couple et la commande vectorielle à flux orienté. Cette dernière est l'une des méthodes les plus utilisées pour les applications à hautes performances. Elle peut assurer un contrôle similaire à celui du moteur à courant continu à excitation séparée dans lequel, le couple électromagnétique et le flux d'induction sont naturellement découplés. Deux variantes de la commande vectorielle sont présentées dans la littérature, elles se distinguent essentiellement par la manière qui détermine la position du vecteur flux à orienter par rapport au stator. Dans le cas de la commande directe, la régulation du flux est indispensable pour effectuer l'orientation du vecteur flux, alors que l'amplitude et l'angle de Park sont déterminés à travers une mesure directe. Par contre, dans la technique indirecte, la position du vecteur flux est estimée à l'aide de la loi d'autopilotage. La supposition que le vecteur flux est parfaitement orienté sera la base d'une transformation du modèle mathématique à travers lequel, une série de régulations sera réalisée pour garantir la superposition du vecteur flux orienté et de l'axe direct du plan $(d-q)$. Grâce à la simplicité de mise en œuvre de la méthode indirecte, la commande vectorielle en question présente l'approche la plus utilisée pour les applications réelles.

Bien que la haute efficacité de la commande vectorielle soit confirmée, en particulier par l'incorporation des techniques puissantes de régulation qui se basent sur le mode glissant, l'intelligence artificielle, le contrôle par les méthodes de Lyapunov et d'autres techniques. L'application de cette stratégie à grande échelle a révélé certains de ses inconvénients, notamment en ce qui concerne la connaissance précise de la constante de temps rotorique adoptée dans l'estimation de la position du vecteur flux à orienter. En effet, une variation de ce paramètre ou bien une mauvaise identification conduisent à une perte du découplage entre le flux et le couple, qui pourrait détruire le principe de base du contrôle. En outre, l'utilisation du capteur de vitesse peut également poser d'autres problèmes, tels que l'augmentation du coût et de la complexité structurelle. Ces contraintes peuvent être surmontées en utilisant des algorithmes d'estimation capables de fournir une information sur les différentes quantités importantes. Cela peut renforcer la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, et même améliorer le rapport qualité-prix en éliminant le capteur de vitesse et en le remplaçant par un capteur logiciel qui assure une commande performante sans capteur mécanique.

La principale contribution de cette thèse est fondée sur l'étude de deux problématiques majeures. Dans un premier temps, on va traiter l'une d'elles en développant de nouvelles commandes non linéaires qui vont assurer l'amélioration de la technique du contrôle par orientation du flux. L'optimisation de cette dernière est assurée en incorporant des méthodes de régulation avancées, qui permettront de garantir un contrôle optimal de la vitesse en temps réel. La seconde partie sera consacrée à l'estimation de la vitesse afin d'éliminer le capteur mécanique. En effet, plusieurs observateurs déterministes et stochastiques seront élaborés et intégrés dans une commande en boucle fermée sans capteur mécanique. Quand nous aurons atteint ces objectifs, nous contribuerons au développement des techniques de commande non linéaires avec et sans capteur mécanique pour les moteurs asynchrones triphasés. Pour cela, le travail de ce mémoire sera structuré de la façon suivante :

Le premier chapitre présente un aperçu général des principales stratégies de commande et d'observation décrites dans la littérature. Une description approfondie sera faite sur cet aperçu afin de suivre l'évolution des différentes applications des moteurs AC. L'analyse de l'état de l'art de ce domaine si large, permettra de positionner les problèmes à résoudre et de définir les objectifs principaux derrière notre travail.

Le deuxième chapitre comprend la plus importante contribution de cette thèse. Tout d'abord, une brève description de la commande indirecte par orientation du flux rotorique sera instaurée, plusieurs structures des régulateurs Proportionnel-Intégral seront adoptées pour la régulation des différentes variables de la machine, en commençant par le PI, le IP, puis le PI Anti-Windup. Ensuite, deux commandes hybrides seront élaborées, la mise en œuvre de ces stratégies consiste à adopter plusieurs régulateurs en même temps avec un superviseur permettant l'activation de chaque régulateur dans sa zone de fonctionnement. Sur la base de ce principe, la première commande contrôle la vitesse du moteur tout en adoptant un contrôleur mode glissant pour piloter les régimes transitoires et un PI Anti-Windup maintiendra le contrôle du régime permanent. L'activation de chaque contrôleur est effectuée à l'aide d'un simple superviseur linéaire. La deuxième configuration consiste à combiner le Super-Twisting mode glissant avec un régulateur PI conventionnel, un superviseur non linéaire à deux dimensions sera alors le responsable générateur de l'action globale du contrôleur hybride. Dans la section suivante, une nouvelle variante de la commande Backstepping sera élaborée sur la base de l'intégration de la propriété du gain variable dans la structure des régulateurs adoptant le contrôle par la méthode de Lyapunov. Cette nouvelle version nommée le Backstepping à gains variables, est caractérisée notamment par la simplicité du design et une haute performance du contrôle. L'ensemble des techniques étudiées sera validé expérimentalement grâce à l'aide d'une carte de simulation en temps réel dSPACE-DS-1104 et les résultats qui ont découlent, seront la base d'une étude comparative permettant de mettre en évidence les principales caractéristiques de chaque méthode élaborée.

Le troisième chapitre présente une solution intéressante pour améliorer la robustesse du contrôle vectoriel vis-à-vis des variations paramétriques. Un observateur linéaire interconnecté sera étudié et appliqué à la machine asynchrone afin de réaliser une estimation simultanée des résistances du stator et du rotor. À travers cette technique, on assure l'adaptation en ligne de la constante de temps rotorique ainsi que la détermination du vecteur flux, ce qui permet de renforcer la commande par une nouvelle chaine de régulation pour le flux.

Le quatrième chapitre sera consacré aux techniques d'observation de la vitesse. On commence l'étude par la présentation d'un observateur déterministe ayant un mécanisme d'adaptation basé sur un contrôleur flou avancé. L'approche du mode glissant sera ensuite adoptée pour élaborer trois structures différentes capables de fournir l'information sur la vitesse de rotation. Enfin, l'estimation par le filtre de Kalman étendu sera proposée et appliquée au moteur asynchrone, une version simplifiée qui se repose sur un modelé d'ordre réduit sera exploitée afin de diminuer la charge de calcul ; un résultat qui va optimiser la commande sans capteur mécanique. Chacune de ces méthodes sera vérifiée par simulation et dans laquelle, tous résultats obtenus seront réutilisés afin de mener une étude comparative basée sur de plusieurs indices de performance.

Finalement, cette thèse sera achevée par une conclusion générale qui portera sur les principales contributions conclues par notre travail et qui résument les résultats obtenus. D'éventuelles perspectives seront bien évidemment proposées afin d'assurer une véritable continuité intéressante du présent travail.

CHAPITRE I État de l'art des stratégies de commande et d'observation pour les moteurs asynchrones triphasés

L'ère de la commande des machines AC a commencé parallèlement avec l'évolution technologique dans le domaine des semi-conducteurs et des microprocesseurs. Des efforts importants ont été déployés pour élaborer des techniques performantes permettant de maîtriser le comportement statique et dynamique des moteurs asynchrones triphasés. L'établissement de toute commande performante doit impérativement fournir des solutions concrètes pour les différents problèmes posés. L'ajustement de l'amplitude de la tension d'alimentation proportionnellement à une fréquence de référence a présenté dès le début, une méthode très utile pour le développement d'un simple variateur de vitesse, cette stratégie est connue par la commande scalaire ou la commande *V/f* (Gastli, 92 ; Lee, 17). Cette technique occupe à ce jour, une large catégorie d'applications industrielles en raison de ses avantages importants consistant à la simplicité de mise en œuvre, la robustesse devant la variation paramétrique et la possibilité de fonctionnement sans capteur de vitesse (Hinkkanen, 04). Cependant, la qualité du contrôle peut se dégrader considérablement pour les faibles fréquences, alors que le fonctionnement pour les faibles charges peut entrainer également une performance médiocre. D'autre part, l'apparition la commande vectorielle (FOC) (Blaschke, 72), a permis l'utilisation des moteurs asynchrones dans des applications qui nécessitent un contrôle de haute performance, son principe consiste à linéariser le modèle mathématique en faisant une orientation d'un flux prédéfinit, en parallèle, une série de régulations peut assurer un contrôle indépendant du vecteur flux et du couple électromagnétique du moteur. En revanche, il existe également une autre stratégie qui est l'une des techniques de contrôle les plus adoptées par les entreprises industrielles comme le groupe ABB, la commande directe du couple (DTC) proposée dans (Takahashi, 86 ; Depenbrock, 88) a pu s'imposer dans le domaine des variateurs de vitesse en raison de sa dynamique précise et sa robustesse élevée face aux perturbations intérieures et extérieures. Cette méthode s'appuie essentiellement sur une estimation du couple électromagnétique et du flux statorique à partir de la mesure du courant et de la tension d'alimentation, l'utilisation des comparateurs à hystérésis permet de maintenir les deux variables estimées à l'intérieur d'une plage de tolérance prédéfinie. À travers une table de commutation définissant les séquences de fonctionnement de l'onduleur, les impulsions des IGBT peuvent être générées directement pour assurer un contrôle séparé par rapport au couple électromagnétique et au flux statorique. D'un autre côté, il faut souligner que cette technique contient de nombreux inconvénients, par exemple, l'utilisation des estimateurs est indispensable et les courants peuvent aussi avoir une mauvaise régulation en régimes transitoires. De plus, les performances du contrôle dans les basses vitesses sont relativement modestes, alors que le principal problème est que l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique reste important et mal maitrisé (Gdaim, 13).

Dans le même contexte, l'exploitation des différentes méthodes de régulation peut apporter une amélioration considérable aux performances des différentes stratégies du contrôle et minimiser les effets de ses imperfections. Les contrôleurs mode glissant sont souvent utilisés pour avoir une qualité du contrôle satisfaisante, la simplicité et la robustesse de cette méthode fournissent une véritable solution pour optimiser la commande des machines AC (Utkin, 92 ; Utkin, 99 ; Yaichi, 09 ; Lascu, 20). Néanmoins, le phénomène de Chattering représente l'inconvénient majeur qui limite l'utilisation de cette approche pour certaines applications (Levant, 10 ; Utkin, 16). Pour cette raison, plusieurs approches ont été proposées pour aborder à ce problème, l'utilisation du mode glissant d'ordre supérieur présente une solution très pratique qui corrige les défectuosités de ce contrôle à maints égards, tout en conservant la simplicité de la structure (Levant, 93 ; Levant, 05 ; Rafiq, 12 ; Ammar, 17b), tandis qu'il y a d'autres approches qui visent à optimiser en particulier la partie du contrôle direct, les auteurs de (Jamoussi, 13) présentent une nouvelle conception utilisant un gain de commutation adaptatif avec un intégrateur, cette approche a pu garantir une très bonne performance avec une atténuation remarquable du Chattering. Pour le même objectif, l'utilisation des approches hybride présente une solution impressionnante, ces méthodes s'appuient sur la combinaison du mode glissant et d'autres techniques telles que la commande H∞, le contrôle flou ou les régulateurs conventionnels (Hamzaoui, 03 ; Aichi, 20c). Son principe de fonctionnement consiste à faire fonctionner les deux régulateurs combinés en même temps avec un pourcentage d'impact différent, l'utilisation d'un superviseur performant assure la définition du taux de participation approprié afin d'aboutir à une performance caractérisée par les avantages du mode glissant sans avoir ses inconvenants. D'un autre côté, l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle et la logique floue est considérée comme un moyen efficace à exploiter, soit pour optimiser le contrôle par mode glissant (Liu, 11 ; Saghafinia, 15 ; Bendaas, 16 ; Quintero, 17), pour la supervision dans les commandes hybrides (Essounbouli, 03), ou même dans les chaines de régulation des différentes techniques de commande (Kabache, 07 ; Mihoub, 12 ; Gdaim, 13). Compte tenu de leurs structures qui sont relativement indépendantes des modèles mathématiques des entrainements électriques, ces approches offrent une solution prometteuse capable de perfectionner les différents schémas du contrôle. En parallèle, l'utilisation de la commande Backstepping peut offrir une solution impeccable pour pallier les problèmes de non-linéarité des modèles soumis à des variations structurelles, les inconvénients qui sont apparus lors de l'application de la version conventionnelle aux moteurs AC, ont incité de nombreux chercheurs à développer de nouvelles variantes de cette approche (Lin, 08 ; Mehazzem, 17a ; Ben Regaya, 18 ; Xu, 19). L'une des simples améliorations qui peuvent être apportées, est de renforcer la loi du contrôle par une action intégrale, cette optimisation a été bien illustrée dans une étude comparative menée à (Mehazzem, 17b) entre la version conventionnelle et une autre intégrale pour le contrôle de vitesse d'un moteur asynchrone, les résultats pratiques obtenus ont montré une performance avancée en matière de rapidité et de robustesse face aux différentes perturbations appliquées. Dans des applications similaires, les auteurs de (Aichi, 18a ; Aichi, 20a) ont proposé de remplacer les gains fixes des régulateurs internes par des gains variables pour améliorer la dynamique des régimes transitoires et assurer un bon contrôle du régime permanent, cette modification a été en mesure de garantir une performance élevée du contrôle sur toute la plage de variation de la vitesse.

Dans un autre contexte, on doit noter qu'il existe de certaines variables qui sont inaccessibles ou difficiles à mesurer, et en même temps ils doivent être contrôlés, cela est un aspect négatif dans la majorité des schémas du contrôle existant. C'est pourquoi de nombreux travaux ont été focalisés sur le développement des différentes techniques d'observation et d'estimation, ces méthodes permettent de s'affranchir de certains capteurs physiques et peuvent augmenter la robustesse des commandes vis-à-vis des variations paramétriques. Ceci est très intéressant non seulement parce que la qualité du contrôle sera améliorée, mais aussi le coût des installations industrielles peut être considérablement réduit (Pacas, 11). Compte tenu de son coût et de sa fragilité face aux conditions industrielles défavorables, le capteur de vitesse est l'équipement le plus ciblé pour l'élimination au niveau des commandes en boucle fermée, les méthodes déterministes sont largement utilisées pour atteindre cet objectif, son principe de fonctionnement se repose sur la reconstruction des états inconnus en utilisant les grandeurs statoriques accessibles. En revanche, les termes de correction permettant aux grandeurs estimées à converger vers leurs vraies valeurs sont divers, l'observateur de Luenberger assure la compensation de la non-linéarité du modèle par un terme de correction linéaire en fonction de l'erreur d'observation, la stabilité peut être assurée en choisissent les gains d'observation d'une manière qui rend les valeurs propres de la matrice d'état de l'observateur à parties réelles négatives (Kubota, 93 ; Jouili, 12 ; You, 18). Dans l'observateur de Gopinath étendu, la dérivée de l'erreur d'observation est la base d'un terme de correction qui aide à estimer le flux rotorique, alors que la stabilité de l'observateur de la vitesse est assurée en basant sur la solution de Popov (Stoicuta, 09). Concernant les observateur mode glissant, l'élimination de l'erreur d'observation peut être effectuée par l'intermédiaire d'une fonction de commutation de haute fréquence, où le modèle mathématique de la machine sera adopté pour la reconstitution des états du système d'observation. Les algorithmes de Super-Twisting sont souvent utilisés pour aboutir à une meilleure estimation, la détermination des matrices de correction sera effectuée de manière à satisfaire les conditions d'existence du mode glissant, ceci est suffisant pour développer des lois d'observation de haute qualité avec une simplicité notable (Li, 05a ; Bakhti, 11 ; Dong, 16 ; Zaky, 18 ; Zhang, 19). L'intelligence artificielle est également utilisée pour élaborer des schémas d'observation avancés, soit pour les différents paramètres électriques (Karanayil, 07) ou bien pour la détermination de la vitesse rotorique (Cirrincione, 13 ; Accetta, 14). Les auteurs de ces ouvrages ont adopté principalement les réseaux neurones artificiels pour l'observation des différentes variables fondamentales. En outre, la combinaison de ces approches avec d'autres techniques tels que le MRAS et l'observateur de Luenberger d'ordre complet, reste toujours une bonne suggestion pour une qualité d'estimation optimale. Dans les dernières années, les méthodes non linéaires se sont largement répandues dans le domaine des capteurs logiciels, les observateurs du type grand gain sont considérés comme une extension des observateurs d'état destinée aux systèmes non linéaires. Le développement de ce type d'estimateurs a reçu une attention particulière, comme l'indique le nombre de contributions qui lui ont été consacrées, ils concernent la classe des systèmes multi-variables uniformément observables qui peuvent se récrire sous une forme canonique conformément à un changement de coordonnées approprié, ces techniques se distinguent par la simplicité de mise en œuvre et leurs résultats intéressants en les adoptant dans des commandes sans capteurs de vitesse (Ghanes, 05 ; Traore, 08 ; Dib, 11 ; Dib, 12 ; Wang, 19). Pour d'autres cas des systèmes non-linéaires, la technique Backstepping est également appliquée pour la synthèse des observateurs performants, les caractéristiques intéressantes de cette approche permettent d'aboutir à une estimation très précise pour les différentes variables de la machine avec une faible sensibilité aux variations paramétriques (Trabelsi, 10 ; Morawiec, 15 ; Ben Regaya, 16 ; Zaafouri, 16). En parallèle, l'estimation des quantités fondamentales inaccessibles par l'utilisation du filtre de Kalman développé à l'origine aux années soixantaine (Kalman, 60 ; Kalman, 61), présent une approche très courante dans divers domaines de l'ingénierie, cet estimateur est caractérisé par la présupposition de la présence de bruits sur l'état et sur la sortie d'un système stochastique. Bien que cette technique ait été appliquée avec succès pour le contrôle des machines AC, de nombreux dérivés ont été développés telles que le filtre de Kalman à deux étages (Hsieh, 03 ; Hilairet, 09 ; Mercorelli, 12 ; Yi, 13) et l'algorithme basé sur 'Unscented Transform' (Kumar, 11 ; Jafarzadeh, 12 ; Rayyam, 18), ces versions avancées améliorent la qualité de l'estimation, en particulier par rapport à la réduction de la charge arithmétique afin de garantir une excellente exécution de l'algorithme. Dans un autre contexte, la commande sans capteur des machines AC dans les basses vitesses, représente un enjeu industriel majeur, en outre, c'est un sujet de recherche scientifique très important en raison des problèmes liés à observabilité théorique à basses vitesses, de plus, il existe de différentes conditions de fonctionnement dans cette zone qui ne sont pas prises en compte dans les modélisations mathématiques des systèmes dynamiques. L'utilisation des méthodes d'estimation qui se basent sur l'injection des signaux, présente une solution impeccable pour surmonter les obstacles relatifs au fonctionnement à basses vitesses. De nombreuses techniques ont été proposées pendant ces vingt dernières années (Jansen, 95 ; Liu, 05 ; Sul, 11 ; Xu, 18 ; Barroso, 18 ; Sun, 20), ces approches consistent à injecter une tension à haute fréquence à la tension d'alimentation du moteur, ainsi, la position et la vitesse peuvent être estimées à partir des oscillations du courant grâce aux saillances géométrique et magnétique du rotor, cependant, les applications couvertes par ces techniques sont limitées en raison des effets importants de la saturation magnétique (Jebai, 13).

Afin d'assurer une étude correspondant à l'actualité, on va présenter dans ce chapitre un survol sur les différentes techniques appliquées pour le contrôle et l'observation de la vitesse des moteurs asynchrones triphasés, l'analyse des méthodes existant dans la littérature permet de définir les principaux objectifs à atteindre ainsi que d'identifier les différents problèmes à résoudre.

1 - Techniques de commande des moteurs asynchrones triphasés

Les variateurs de vitesse sont utilisés pour contrôler les différentes quantités électriques, magnétiques et mécaniques des moteurs AC, sa structure se compose de deux parties principales, la partie puissance s'agit d'un dispositif d'électronique de puissance (Onduleur triphasé) qui génère une tension ayant une amplitude et une fréquence variables à partir d'une source de tension à amplitude et fréquence fixes (Réseau triphasé). Les signaux qui contrôlent les semi-conducteurs sont fournis par la partie commande, ils sont générés sur la base des différents algorithmes de contrôle tels que la commande scalaire, vectorielle, DTC, etc. L'utilisation de cet équipement industriel pour l'alimentation des moteurs asynchrones présente plusieurs avantages, il permet comme son nom l'indique de varier la vitesse des moteurs AC selon l'application désirée, comme il peut réduire 50% de l'énergie consommée par la machine. En outre il permet de régler le couple électromagnétique ainsi que le courant statorique afin de garantir une protection avantageuse pour toute la chaîne de commande. Ce type de dispositif constitue actuellement un domaine de recherche très important du fait qu'il est l'un des facteurs principaux du développement de nombreux domaines sur le plan pratique et économique.

1.1 - Commande scalaire (V/f)

En raison de sa simplicité, la commande scalaire fait partie des premières stratégies encore utilisées à ce jour, cette commande se base sur le modèle dynamique en régime permanent sinusoïdal, de plus, elle peut fonctionner en boucle ouverte ainsi qu'en boucle fermée en ajustant le rapport entre la valeur efficace de la tension d'alimentation, et sa fréquence à une valeur fixe bien déterminée $(V/f = cst)$. Par ce moyen, on peut assurer le bon contrôle du flux et garantir à tout instant, le développement d'un couple électromagnétique maximal à l'exception des basses fréquences, où l'addition d'une tension supplémentaire est indispensable pour compenser la chute de tension des enroulements statoriques. Le contrôle du couple peut être effectué par l'action sur la pulsation du glissement qui est issue d'un régulateur de vitesse, ce dernier assure la poursuite d'une vitesse désirée en la comparant avec la vitesse mesurée, comme il est montré dans la figure (I.1) qui décrit le principe général de la commande scalaire. Nous pouvons recommander les références suivantes (Caron, 95 ; Meroufel, 09) pour une explication plus détaillée sur le principe de fonctionnement de cette méthode. Il est à noter que cette dernière n'est pas considérée comme une technique assez puissante en raison de sa capacité à ne fonctionner que dans une plage de vitesse restreinte, en outre, la réponse dynamique est très lente et le contrôle devient extrêmement médiocre dans les basses vitesses, en plus, cette commande possède des oscillations considérables à la présence des faibles couples de charge. D'un autre côté, il y a certains avantages tels que la non-nécessité de connaitre des paramètres de la machine avec précision, l'algorithme du contrôle utilise un minimum de paramètre pour développer les signaux de commande et en particulier, il est possible d'asservir plusieurs moteurs par un seul circuit de commande. C'est pourquoi de nombreux travaux récents visent à perfectionner cette stratégie en utilisant des techniques de régulation avancées permettant de satisfaire les exigences industrielles (Suetake, 11 ; Saad, 12 ; Smith, 13).

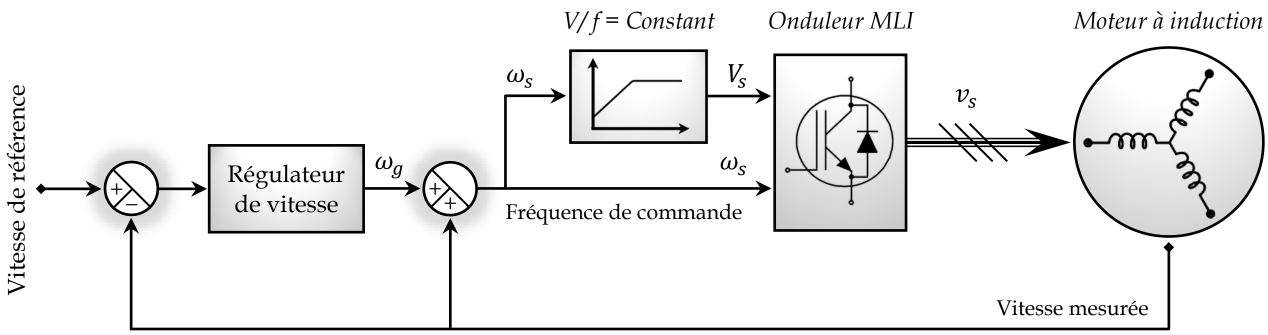


Figure I.1 : *Schéma fonctionnel de la commande scalaire d'un MAS alimenté en tension*

1.2 - Commande vectorielle (FOC)

Au début des années 1970, une nouvelle commande pour les moteurs à courant alternatif, appelée contrôle par orientation du flux a été proposée à travers les travaux de Hasse et Blaschke (Hasse, 69 ; Blaschke, 72). Cette méthode est conçue afin de rendre le comportement du MAS similaire à celui d'un MCC à excitation séparée dans lequel, le couple électromagnétique et le flux d'excitation sont naturellement découplés. Le principe du FOC est fondé sur la transformée de Park en choisissant un référentiel lié au champ tournant, la connaissance de la position du flux est essentielle pour assurer une orientation correcte du vecteur flux, la différence entre la méthode directe et indirecte tient dans la manière de la détermination de cet angle. Dans le cas de la commande vectorielle directe, la pulsation statorique est calculée directement par la mesure des courants, ou bien à travers un capteur de flux. Dans le cas de la méthode indirecte, la position du flux est obtenue par l'intermédiaire d'une estimation de la pulsation de glissement. En fait, c'est l'une des propriétés du référentiel lié à la vitesse de synchronisme, ce référentiel se distingue par la nature constante des variables fondamentales du moteur permettant de simplifier la tâche de régulation des différentes quantités à contrôler, à savoir les courants et les flux. Un deuxième avantage de ce référentiel est par rapport à la commande vectorielle indirecte qui consiste à estimer la position du flux à orienter (rotorique ou statorique) par rapport au plan stationnaire, l'apparition de la pulsation de glissement dans ce modèle permet la détermination de la pulsation statorique en utilisant la loi d'autopilotage, par la suite, cette information sera la base de la détermination de la fréquence appropriée de la tension d'alimentation, alors que sa valeur efficace sera déterminée à travers les boucles de régulation des courants, qui sont liées directement aux boucles intérieures de la commande, telles que de la vitesse ou peut être du flux. Cette technique de commande représente un axe de recherche très intéressant étant donné de ces performances élevées en matière de rapidité et de robustesse, que ce soit pour les régimes transitoires ou permanents, en outre, elle peut garantir un contrôle optimal du couple même à l'arrêt de la machine. Par conséquent, l'optimisation du contrôle vectoriel peut s'effectuer par le renforcement des différents étages de régulation en incorporant des régulateurs sophistiqués (Karanayil, 07 ; Barambones, 07 ; Gadoue, 10 ; Oliveira, 16 ; Mehazzem, 17b ; Bahloul, 18 ; Aichi, 20a ; Aichi, 20c), ou bien, par rapport à la précision de l'estimation de la position du vecteur flux qui caractérise le principe de base par lequel, l'orientation du flux peut s'effectuer selon la façon prévue. La figure ci-dessous présente d'une façon générale la commande vectorielle par orientation du flux.

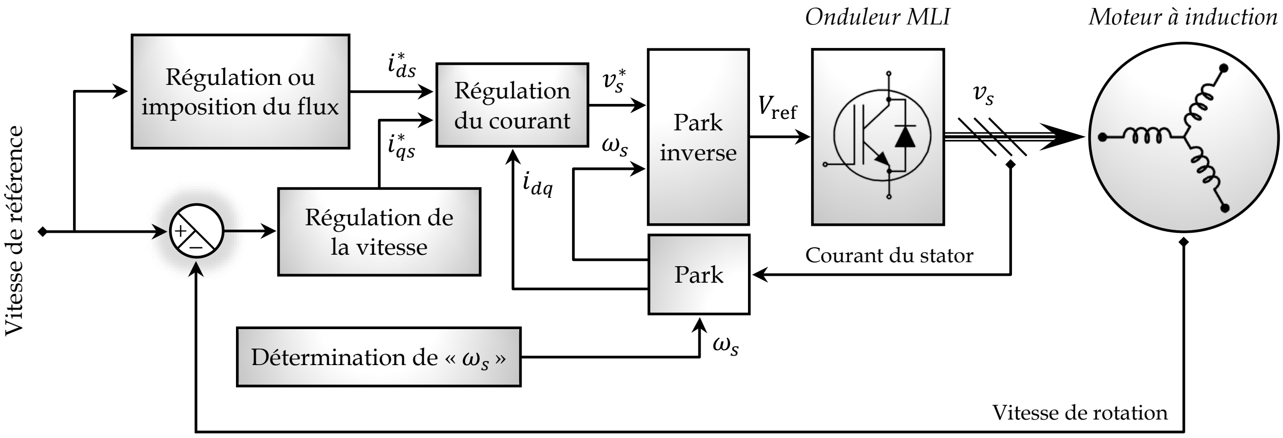


***Figure I.2 :** Schéma fonctionnel de la commande vectorielle par orientation du flux d'un MAS*

1.3 - Commande directe du couple (DTC)

La première proposition de la DTC a été aux années 80 à travers les travaux de Takahashi et Depenbrock (Depenbrock, 88 ; Takahashi, 89). La figure (I.3) illustre le schéma fonctionnel général de cette technique, son principe de base consiste à contrôler directement le couple électromagnétique et le flux statorique du moteur en utilisant des comparateurs à hystérésis qui pourrait assurer la convergence des variables à contrôler vers leurs références, les sorties des comparateurs seront la base de la détermination des instants de commutation des IGBT à travers une table de sélection prédéfinie (Gdaim, 13). Cette commande s'exécute par l'utilisation d'un repaire stationnaire, cela est l'un des avantages de la DTC qui n'utilise pas des transformations de Park nécessitant la connaissance de l'angle entre le rotor et le stator, seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est requis pour appliquer un vecteur de référence pour la tension d'alimentation. La DTC se caractérise par la dynamique rapide et la précision du contrôle du couple sans passer par des techniques de découplage ou de linéarisation, comme dans le cas de la commande vectorielle, en outre, ses applications sur les moteurs asynchrones à justifier sa robustesse devant les variations paramétriques. Cependant, la qualité de l'estimation des variables fondamentales peut affecter la dynamique du contrôle, cela peut conduire à une dégradation notable du contrôle en cas de perturbations structurelles. Par conséquent, de nombreux travaux visent à compenser cette faiblesse en utilisant des techniques d'estimation sophistiquées (Zidani, 06 ; Holakooie, 18 ; Holakooie, 19 ; Ammar, 20). D'autre part, il est connu que la DTC provoque des ondulations souvent importantes au niveau du couple et du flux, en particulier dans les basses vitesses, ce comportement indésirable est principalement dû à la fréquence de commutation de la nature instable qui dépend à la bande hystérésis des comparateurs, cela conduit généralement à un contenu riche en harmoniques permettant d'augmenter les pertes dans la machine et provoquer de fortes vibrations avec un contrôle modeste des courants statoriques durant les régimes transitoires. Pour cela, plusieurs améliorations ont été proposées afin de corriger ces inconvénients par rapport au contrôle des différentes machines AC. Les auteurs de (Maes, 98) ont visé à obtenir une fréquence de commutation fixe par l'utilisation de la technique MLI afin d'améliorer la qualité du contrôle en éliminant la table de sélection. D'autre part, l'utilisation de la technique SVM ou la MLI vectorielle pour le contrôle des bras de l'onduleur, offre une solution meilleure pour réduire les oscillations de flux et de couple, bien que l'algorithme puisse devenir plus complexe (Belkacem, 11 ; Zhang, 10 ; Abosh, 17). Dans le même cadre, l'élimination des comparateurs à hystérésis et leur remplacement par des régulateurs non linéaires conduit à une optimisation remarquable de la DTC, l'utilisation des méthodes de Lyapunov, du contrôle par mode glissant, ou bien l'intégration de la logique floue de type 1, de type 2 et les réseaux neurones artificiels, peut assurer un contrôle de haute performance des entrainements électriques industriels (Lai, 03 ; Areed, 10 ; Naik, 12 ; Ammar, 17a ; Ammar, 17b ; Bindal, 20 ; Mesloub, 20 ; Krim, 20).

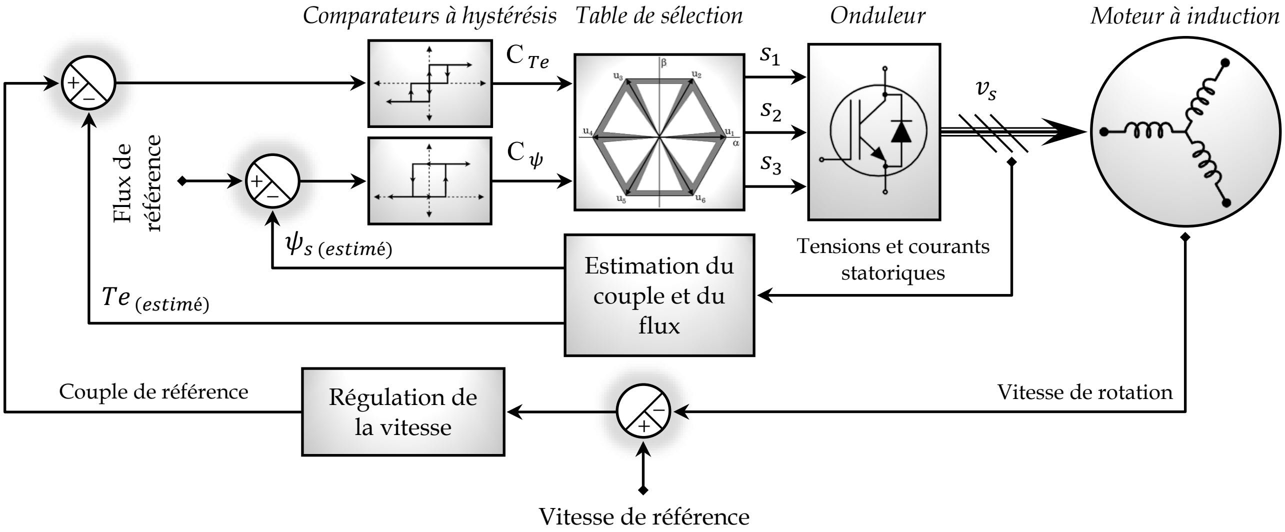


Figure I.3 : *Schéma de base de la commande directe du couple d'un MAS alimenté en tension*

1.4 - Commande Backstepping

La commande Backstepping développée par (Kanellakopoulos, 91), est l'une des techniques non linéaires basées sur la stabilité de Lyapunov, les plus utilisées dans de nombreux domaines techniques tels que l'aéronautique (Jiang, 18 ; Almakhles, 20), la robotique (Pan, 18 ; Xu, 20), les moteurs électriques (Drid, 07 ; Hamida, 17 ; Harrouz, 18), etc. Elle se caractérise par sa capacité à spécifier les conditions suffisantes à la stabilité des systèmes multivariables d'ordre élevé, sans avoir à résoudre les équations différentielles du modèle à contrôler. Son principe de base se repose sur la décomposition du système global en une cascade de sous-systèmes de premier ordre, le calcul de la commande finale commence par l'intérieur de la boucle ; une loi de commande pour le premier sous-système sera élaborée sur la base du deuxième théorème de Lyapunov, ce signal de commande sera considéré comme référence pour le sous-système suivant jusqu'au dernier sous-système, dans lequel, la commande finale est déterminée pour assurer la stabilité asymptotique du système global (Krstić, 95 ; Benaskeur, 00). Plusieurs variantes de la commande Backstepping ont été présentées dans la littérature (Zaafouri, 16 ; Ben Regaya, 18 ; Xu, 19 ; Aichi, 20a). La commande Backstepping classique présente l'inconvénient de la fragilité devant les perturbations extérieures avec la présence d'une erreur statique non nulle, d'après l'étude comparative présentée dans (Mehazzem, 17b). Par conséquent, les mêmes auteurs ont développé une nouvelle version basée sur l'action intégrale ; ils ont remplacé le modèle classique par un modèle multiscalaire, ensuite, ils ont développé un contrôle global en utilisant une régulation successive en série basée sur une combinaison appropriée du Backstepping et du contrôle vectoriel (Mehazzem, 17a). Nous mentionnons que l'action intégrale a été largement utilisée pour l'amélioration de la qualité du contrôle non linéaire (Morawiec, 15), alors que dans (Rkhissi, 17), une nouvelle commande Backstepping a été développée en utilisant la technique de l'intégrale du signe de l'erreur (RISE), cette optimisation a été utilisée particulièrement pour compenser les perturbations relatives aux couples de charge dans des conditions spécifiques. Pour le même but, de nombreuses études ont montré que, tout comme l'action intégrale peut améliorer la qualité du contrôle dans les régimes permanents, elle peut affecter négativement la dynamique des régimes transitoires selon les travaux de Aichi et al. (Aichi, 20a). Les auteurs se sont inspirés de l'idée du PI à gains variables et l'ont appliqué d'une manière différente dans les boucles de régulation, qui se basent sur le contrôle par la méthode de Lyapunov adoptée dans le Backstepping. La commande Backstepping à gains variables a été appliquée au début pour améliorer la qualité du contrôle de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé (Aichi, 18a ; Aichi, 20b), ensuite, la structure des régulateurs non linéaires à gains variables (NVGC) a été introduite dans la chaine de régulation du courant (Aichi, 20a), cette optimisation a été en mesure d'élaborer un variateur de vitesse performant, robuste et capable de garantir une haute performance pour un fonctionnement à basses fréquences ainsi qu'à des fréquences élevées.

2 - Techniques d'optimisation de la commande des moteurs asynchrones

La base de la majorité des techniques de commande comme la DTC et la IFOC a été les régulateurs classiques à savoir les PI et les contrôleurs à hystérésis. Avec le développement de l'outil informatique, l'optimisation de ces stratégies de commande est devenue possible en utilisant des méthodes de régulation plus avancées comme celles basées sur l'intelligence artificielle, la logique floue, le mode glissent entre autres. Cela permet d'élaborer de nouvelles techniques capables de répondre aux exigences industrielles.

2.1 - Contrôle basé sur l'intelligence artificielle

Afin de contribuer à surmonter les différentes contraintes relatives au contrôle des systèmes non linéaires, les chercheurs ont commencé à étudier la possibilité de concevoir un système émulant certaines fonctions que le cerveau humain peut effectuer, telles que l'apprentissage, l'auto-adaptation et la flexibilité de fonctionnement en présence des incertitudes importantes avec une information limitée. Sur la base de ces aspects, plusieurs techniques d'optimisation, regroupées sous le nom de l'intelligence artificielle, ont été développées et largement utilisées pour servir à améliorer de nombreuses solutions techniques dans l'asservissement, le diagnostic et l'identification des paramètres des systèmes électriques. Ce domaine comprend de nombreux outils mathématiques tels que les réseaux de neurones artificiels, la logique floue et les algorithmes génétiques. Étant donné que les machines AC font partie des systèmes non linéaires avec un modèle incertain, l'utilisation de l'intelligence artificielle offre une solution intéressante qui assure l'amélioration des différentes stratégies de commande.

Les réseaux de neurones artificiels constituent une famille de fonctions non linéaires permettant de construire par apprentissage, une large classe de modèles et de contrôleurs. L'origine de cet aspect vient de l'essai de modélisation du neurone biologique dans lequel on peut supposer que l'impulsion nerveuse représente le résultat d'un simple calcul effectué par chaque neurone, et que la pensée née grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés (Jodouin, 94 ; Baghli, 99). L'utilisation des réseaux de neurones ne se limite pas sur un domaine spécifique, ils peuvent également appliquer pour la classification, la reconnaissance de formes, l'identification et l'estimation paramétrique des systèmes physiques. D'autre part, son application pour la commande des moteurs triphasés a pu offrir une performance intéressante de plusieurs indices, notamment en ce qui concerne sa relative indépendance vis-à-vis des paramètres structurels. Cela impose son utilisation à travers de nombreuses variantes dans le domaine des variateurs de vitesse industriels (Accetta, 14 ; Masumpoor, 15 ; Quintero, 17 ; Mishra, 20). Dans le même cadre, les approches basées sur la logique floue représentent aussi une solution très puissante pour le contrôle des systèmes non linéaires n'ayant pas un modèle mathématique précis. Cette théorie, établie par Zadeh en 1965 (Zadeh, 65), s'approche de la démarche humaine vu que les variables traitées ne sont pas des variables logiques mais plutôt des variables linguistiques pareilles au langage humain. Elle exprime l'idée d'une appartenance partielle d'un élément à un ou plusieurs ensembles à travers un certain degré d'appartenance, contrairement à la logique classique qui suppose qu'un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble spécifique. D'un point de vue pratique, il est rare de trouver des cas dont le statut est absolument défini, c'est pourquoi la logique floue a reçu un intérêt particulaire pour les applications réelles, dont la première a été réalisée par Mamdani (Mamdani, 74), puis son utilisation et son développement se sont largement étendus jusqu'à nos jours dans divers domaines industriels et domestiques (Precup, 11 ; Saad, 12 ; Masumpoor, 15 ; Xu, 19 ; Bindal, 20).

2.2 - Contrôle par mode glissant

Comme la majorité des systèmes réels sont essentiellement non linéaires, le contrôle non linéaire a connu une expansion ainsi qu'une diversification considérable, permettant le développement des stratégies de commande très avancées. La théorie de la géométrie différentielle est l'un des outils efficaces pour l'analyse et l'implémentation de la commande d'un système non linéaire, comme la méthode par linéarisation exacte. Cette dernière se base sur la linéarisation du système par compensation, puis on applique un contrôle linéaire classique, par retour d'état par exemple, sur le modèle linéarisé (Sastri, 89). Les résultats obtenus via l'application de cette technique et d'autres variantes ont montré une détérioration remarquable du contrôle en présence de perturbations extérieures, c'est l'aspect qui pourrait être amélioré à travers l'utilisation de la théorie du mode glissant (Utkin, 77 ; Slotine, 91 ; Utkin, 92 ; Levant, 98). Pour des raisons de simplicité et de robustesse devant les incertitudes et les dynamiques non modélisées, cette méthode présente une solution appropriée pour le contrôle des systèmes non linéaires ayant une nature incertaine et perturbée. Le contrôle par mode glissant se repose sur la définition d'une surface dite de glissement, en fonction des états du système pour que cette surface doive être attractive, la commande globale synthétisée se compose de deux termes essentiels, dont le premier à une action assure l'attractivité de la variable à contrôler vers la fonction de glissement, tandis que le second terme permet de maintenir le glissement le long de cette surface (Utkin, 93). Cependant, l'utilisation de la fonction 'Signe' dans la partie attractive de la commande, provoque un phénomène appelé le Chattering, qui peut être défini par de fortes variations à hautes fréquences du signal délivré par le contrôleur (Levant, 10), cela peut exciter des modes non modélisés dans le système, même il peut déstabiliser le processus ou l'endommager complètement. De ce fait, de nombreuses solutions ont été présentées dans la littérature afin de contourner cet inconvénient majeur. L'introduction d'une bande de transition autour de la surface de glissement en transformant la fonction signe en saturation, est parmi les premières optimisations apportées à ce type de contrôle par lequel, le phénomène de Chattering a été relativement réduit (Burton, 86 ; Slotine, 91). Une deuxième classe du mode glissant a été développée pour le même objectif, le mode glissant adaptatif se repose principalement sur une action attractive à gain dynamique, l'intérêt de cette structure est l'adaptation de l'amplitude du gain correctif par rapport à l'erreur de régulation en prend en considération les fluctuations dans les signaux de commande. Dans (Plestan, 10), deux méthodologies de conception d'un contrôle adaptatif par mode glissant ont été proposées, ce travail vise à obtenir une loi de commande robuste face aux différentes perturbations, dont seule la caractéristique de limite a été prise en compte. Les auteurs de (Jamoussi, 13) présentent une nouvelle structure du contrôle par mode glissant par l'utilisation d'un gain de commutation adaptatif avec un intégrateur, cette approche a permis d'assurer une très bonne réponse dynamique et une atténuation significative du Chattering. Le mode glissant d'ordre fractionnaire a été également proposé par plusieurs chercheurs pour surmonter les limitations du mode glissant classiques et optimiser ses performances (Zhang, 12 ; Tang, 13 ; Sun, 18 ; Zaihidee, 19). D'autre part, le mode glissant d'ordre élevé est une variété de techniques développées pour éviter la forte commutation du contrôle, en réalisant une loi de commande assure la convergence de la variable à contrôler d'une façon spirale amortie au lieu d'une façon linéaire directe, tout en conservant les principaux avantages du mode glissant traditionnel (Fridman, 96 ; Bartolini, 98 ; Levant, 03). La majorité de ces techniques nécessitent la disponibilité des dérivées par rapport au temps de la surface de glissement, augmentant ainsi la demande de l'information pour la conception du contrôleur, c'est pourquoi l'algorithme de Super-Twisting est l'une des solutions intéressantes du mode glissant d'ordre supérieur. Il peut être appliqué à un système dont la variable de commande apparaît dans la première dérivée de la surface de glissement, la mesure de cette dernière est la seule information utilisée pour assurer une convergence en temps fini vers l'origine de la surface et de sa dérivée temporelle, permettant également de compenser les incertitudes de Lipschitz (Morfin, 18). Le Super-Twisting mode glissant est l'une des meilleures approches utilisées pour développer un contrôleur extrêmement robuste avec un signal de commande continu et une régulation optimale des régimes transitoires, ses caractéristiques en fait parmi les plus populaires et les plus développables dans le domaine de la commande des machines électriques (Yaichi, 09 ; Rivera, 11 ; Rafiq, 12 ; Ammar, 17a ; Sami, 20 ; Krim, 20 ; Lascu, 20).

2.3 - Contrôle par la méthode de Lyapunov

Les théorèmes de Lyapunov sont l'une des bases fondamentales utilisées dans la commande des systèmes non linéaires d'ordre élevé, que ce soit pour déterminer les lois de commande appropriées (Lin, 08 ; Mehazzem, 17a), ou bien pour analyser la stabilité des systèmes de régulation (Hamzaoui, 03 ; Aichi, 20c). L'utilisation de la première loi de Lyapunov a pour but de linéariser le système à contrôler afin d'utiliser des méthodes linéaires, cependant, ce théorème a une importance limitée sur le plan pratique en raison de plusieurs facteurs. D'un côté, il ne permet d'étudier que la stabilité locale et ne donne aucune information sur stabilité globale, et d'un autre côté, on suppose à travers ce théorème, que les développements en séries des seconds membres des équations comportent des termes du premier degré, ce qui signifie qu'il existe une supposition d'une approximation du premier degré (Benaskeur, 00), cette hypothèse exclut un nombre considérable de cas importants, contrairement à la deuxième loi de Lyapunov. Cette dernière est dérivée du concept de l'énergie dans un système physique ; cette énergie peut être considérée comme une fonction prédéfinie positive. Le système est dit conservatif si l'énergie reste constante, et il est dit dissipatif si l'énergie se décroît. D'après Lyapunov, dans ces deux cas, le système est considéré stable car la limite de l'énergie tend vers une valeur constante définie. Dans le cas contraire, si l'énergie augmente, on ne peut pas juger la stabilité du système, il sera donc considéré comme instable. Par conséquent, la stabilité d'un système de contrôle peut être vérifiée en étudiant la variation de l'énergie. C'est-à-dire, soit « x » une variable relative à une erreur de régulation, si on peut trouver une fonction « $V = f(x)$ » de signe défini dans un domaine « $\mathcal{D}$ » ayant un point d'équilibre tel que : $\{\, V(0) = 0,\ V(x) > 0,\ \forall\, x \neq 0 \,\}$, et dont la dérivée temporelle « $\dot{V}(x)$ » est semi-définie de signe opposé dans le même domaine, donc quel que soit le temps, on aura : « $V(x).\dot{V}(x) \leq 0$ ». Cela garantit que l'équilibre sera asymptotiquement stable dans ce domaine selon le théorème de Barbashin-Krasovski (Gille, 88 ; Benaskeur, 00). Ce genre de contrôle se retrouve souvent dans les différentes stratégies reposant sur le principe du Backstepping (Drid, 07 ; Trabelsi, 12 ; Mehazzem, 17a ; Ben Regaya, 18 ; Aichi, 20a).

2.4 - Régulation hybride

Ce type de régulation consiste à adopter plusieurs techniques de contrôle au même temps afin d'aboutir à un régulateur avec un maximum d'avantages. La façon souvent utilisée est de remplacer une partie fondamentale d'un contrôleur principal par un autre type de contrôle nommé la partie d'optimisation. Cela est dans le but d'améliorer la qualité de régulation, ou bien pour éliminer un inconvénient qui ne peut être ignoré, comme dans le cas du contrôle neuro-flou et le glissant-flou (Saghafinia, 15 ; Masumpoor, 15 ; Bendaas, 16 ; Mishra, 20). D'autre part, il existe une deuxième variante très intéressante de la commande hybride, elle se base sur l'utilisation d'un superviseur de régulation permettant d'assurer un fonctionnement simultané de deux contrôleurs avec un taux d'activation différent, la structure semble compliquée mais les résultats peuvent être intéressants. Cette configuration a été principalement développée pour pallier le problème de Chattering dans le contrôle par mode glissant, le travail présenté dans (Wong, 98) est l'une des premières applications de ce genre de contrôleur sur les systèmes non linéaires, les auteurs ont utilisé le SMC avec un simple régulateur PI, un superviseur flou a été implémenté pour activer chaque contrôleur dans sa zone d'exploitation. Enfaite, l'utilisation de la logique floue est très populaire pour développer un superviseur performant comme dans le cas de (Hamzaoui, 03 ; Essounbouli, 03), ces études expliquent une technique de contrôle en utilisant le SMC avec la commande H∞, cette structure combine les avantages des deux contrôleurs afin d'assurer de bonnes performances de suivi aussi bien en régime transitoire qu'en régime permanent, permettant de fournir une réponse dynamique rapide et élargit les limites de stabilité du système, tout en réduisant le phénomène de Chattering induit par le SMC, la stabilité globale du système a été prouvée selon la théorie de Lyapunov. D'un autre côté, les auteurs de (Aichi, 18c) ont préféré se passer du superviseur flou et faire une combinaison de mode glissant flou avec un contrôleur non linéaire adoptant la méthode de Lyapunov, la commutation des régulateurs a été assurée par un superviseur gaussien bidimensionnel, les résultats obtenus concernant le contrôle de la vitesse d'un MAS ont montré une élimination totale du Chattering avec une bonne dynamique du contrôle, cependant, la charge de calcul a été fortement augmentée, en outre, la méthode n'a été vérifiée que par simulation et la stabilité du contrôle n'a pas été vérifiée. En revanche, la contribution principale du travail présenté dans (Aichi, 20c) a été par rapport à la simplicité d'un algorithme de contrôle d'un moteur asynchrone triphasé, les auteurs ont adopté un PI Anti-Windup pour contrôler le régime permanent et un SMC conventionnel pour piloter les régimes transitoires, l'élimination du phénomène de Chattering a été effectuée par l'intermédiaire d'un simple superviseur linéaire, qui a été en mesure d'assurer un contrôle optimal des différents régimes de fonctionnement, alors que la stabilité de l'ensemble de régulation a été vérifiée par le biais du théorème de Lyapunov. Les résultats pratiques présentés montrent des performances de contrôle très acceptables tout en éliminant de manière significative les inconvénients du contrôle par mode glissant.

3 - Méthodes d'estimation pour la commande sans capteur mécanique

L'utilisation des machines AC pour les applications à vitesse variable, se repose essentiellement sur un ensemble de chaines de régulation qui assurent la convergence des quantités réelles vers leurs valeurs de référence. L'un des facteurs qui complique le contrôle des MAS est la manière de l'obtention de certaines variables physiques, ou bien le manque d'informations intervenant dans les chaines de régulation. L'utilisation des capteurs physiques peut largement répondre à ces exigences techniques. Mais en raison des conditions industrielles nécessitant certaines normes telles que la simplicité du montage, l'élimination des espaces supplémentaires, la robustesse devant les conditions défavorables, la réduction du coût des installations, entre autres, il est fortement recommandé de supprimer le maximum de capteurs afin d'atteindre l'objectif de la commande optimale. Les capteurs logiciels, les estimateurs ou les observateurs d'état, sont des algorithmes additionnels intégrés dans les programmes de commande capable de fournir une information sur des quantités physiques spécifiques. Son principe repose sur la connaissance de certaines variables accessibles comme les courants et les tensions statoriques, pour reconstruire une estimation d'une ou de plusieurs variables à contrôler. L'évolution du modèle mathématique de l'estimateur, dit système d'estimation ou d'observation, sera comparée avec l'évolution de la dynamique du système réel, l'écart entre les deux dynamiques sera la base d'une correction qui assure la convergence des grandeurs estimées vers les valeurs réelles. De nombreuses méthodes ont été développées dans la littérature pour la synthèse de ces algorithmes à partir des techniques de linéarisation, de grand gain, de mode glissant, de platitude et d'autres méthodes stochastiques, etc.

3.1 - Estimation en boucle ouverte

Ces techniques se reposent sur l'utilisation de la représentation mathématique des machines AC sous forme d'équations de Park. Si on ne considère que l'état d'équilibre, on les appelle des estimations statiques, alors qu'on appelle un estimateur dynamique si on tient compte également les régimes transitoires. Pour les deux cas, les variables estimées sont obtenues par une résolution directe des équations électromagnétiques du moteur sans aucune rétroaction (Vas, 90 ; Boldea, 92 ; Grillet, 96 ; Al-Rouh, 04). La simplicité de l'implémentation et la non-nécessité d'un calculateur numérique puissant, sont les principaux avantages de ces techniques, cependant, leur utilisation n'a été limitée que pour les applications à faible performance. La mise en œuvre de ces méthodes requise un modèle mathématique exact de la machine en négligeant les variations paramétriques, ce qui les rend extrêmement sensibles aux perturbations structurelles provoquées par les différentes conditions de fonctionnement des machines. Dans (Ghouili, 05), l'auteur a brièvement présenté quelques méthodes de ces approches comme celle basée sur le repère stationnaire ou bien l'estimation qui se repose sur la commande par orientation du flux, dans cette dernière, la mesure des grandeurs électriques servira de base à l'estimation des variables magnétique, et les variables de sortie peuvent être utilisées pour déterminer les pulsations électriques ainsi que l'angle d'orientation en utilisant les équations de la commande vectorielle.

3.2 - Observateur de Luenberger

Dans les années soixante-dix, Luenberger a étudié la notion d'observabilité qui a permet de proposer son observateur pour les systèmes linéaires (Luenberger, 71). Cette technique est fondée sur l'hypothèse de la connaissance exacte des paramètres d'un système dynamique où les mesures ne sont pas très bruitées. Cette considération permet le développement d'un algorithme d'observation d'une manière très simple qui ne nécessite pas une grande charge arithmétique. Cet observateur classé dans la catégorie des méthodes déterministes, consiste à identifier un vecteur d'état constitué des variables mesurables et d'autres à observer, la comparaison entre les sorties de l'observateur avec celles du système réel peut être la base d'une action de correction permettant la convergence exponentielle des grandeurs estimées vers leurs valeurs réelles. Un choix judicieux doit être effectué pour les paramètres de l'observateur car sa stabilité est directement relative au choix des gains qui sont utilisés pour donner un poids à l'action de correction. La méthode linéaire de placement de pôles est l'une des techniques proposées pour réaliser cette étape essentielle, comme dans le cas de (Kubota, 93 ; Kubota, 94). En effet, ces travaux présentent l'une des premières applications de l'observateur de Luenberger sur les moteurs asynchrones triphasés qui ayant un modèle fortement non linéaire, que ce soit l'utilisation d'un modèle d'ordre complet ou un modèle d'ordre réduit. La façon dont la vitesse de rotation est intervenue dans le modèle de la machine complique l'observation des différents états, pour cela, il est nécessaire de faire appel à l'observateur de Luenberger adaptatif qui est destiné aux systèmes non linéaires (Kowalska, 89 ; Jouili, 12 ; Fan, 19). Ce dernier est équipé d'un mécanisme d'adaptation permet de modifier à tout moment la matrice de transaction de la machine, assurant ainsi l'ajustement de l'information qui peut annuler l'erreur entre les états réels disponibles est leurs valeurs observées. La détermination de l'algorithme d'adaptation est développée selon le théorème de Lyapunov qui garantit au même temps la stabilité asymptotique du système global. En revanche, cette technique présente une sorte de fragilité due à la présomption de bonne connaissance des paramètres de la machine, pratiquement, cette hypothèse est loin d'être valable du fait que les paramètres du moteur peuvent varier sous l'effet des conditions normales de fonctionnement. D'autre part, les avantages de cette méthode ont incité de nombreux chercheurs à vouloir améliorer les performances du contrôle sans capteur via cet observateur. Dans (Morfin, 18), une combinaison entre deux techniques a été proposée, un observateur non linéaire par mode glissant est utilisé pour identifier les composants du flux rotorique sur les deux axes, tandis qu'un observateur de Luenberger d'ordre réduit est conçu pour estimer le couple de charge, et par la suite la vitesse mécanique. Dans une autre application, les auteurs de (Kim, 17) ont proposé un schéma d'observation pour le flux et la résistance du rotor par l'utilisation d'un observateur de Luenberger étendu, la matrice de correction a été améliorée par une combinaison entre des termes conventionnels et d'autres basés sur la théorie du contrôle par mode glissant, cela a permis de fournir une estimation précise du flux et de la résistance du rotor. Cette manière d'optimisation est très populaire étant donné du nombre de travaux visant l'amélioration de l'observateur de Luenberger en incorporant d'autres stratégies comme les modèles de référence adaptatifs, l'optimisation multiobjectif, la logique floue, etc. (Zorgani, 16 ; Bennassar, 17 ; Bahloul, 18). Pour le même objectif, on trouve de nombreuses approches qui maintiennent la structure générale, tandis que l'optimisation peut être par rapport aux gains de correction ou bien au niveau du mécanisme d'adaptation (Jouili, 12 ; Accetta, 14 ; Holakooie, 16).

3.3 - Système adaptatif à modèle de référence (MRAS)

Le système adaptatif à modèle de référence se compose de deux estimateurs partiels indépendants l'un de l'autre : le premier est le modèle de référence qui n'implique pas la variable à estimer, le deuxième est appelé le modèle ajustable qui est en fonction de l'information requise, cette dernière sera obtenue à travers l'écart entre les sorties des deux estimateurs, par l'intermédiaire d'un algorithme d'adaptation qui peut être développé selon théorème d'hyperstabilité de Popov (Schauder, 92). Dans le cas des MAS, l'erreur entre les sorties des estimateurs peut être en fonction du flux rotorique ou statorique, des forces électromotrices, ou bien par rapport aux courants statoriques. En revanche, le MRAS basé sur les puissances active et réactive présente la meilleure technique en raison de son indépendance de la résistance statorique (Rashed, 06). Plusieurs améliorations ont été apportées à cet estimateur (Gadoue, 10 ; Cirrincione, 13 ; Ben Regaya, 14a ; Wang, 18 ; Holakooie, 19 ; Ammar, 20), des contributeurs ont proposé d'hybrider le MRAS avec d'autres approches telles que le mode glissant et l'intelligence artificielle, tandis que d'autres ont suggéré que la performance pourrait être considérablement optimisé en remplaçant le mécanisme d'adaptation conventionnel par un autre basé sur la logique floue ; il est à noter qu'il est nécessaire de respecter la charge arithmétique supportée par l'unité du contrôle car cette modification augmente considérablement ce facteur important dans les applications réelles.

3.4 - Observateur à grand gain

La synthèse des observateurs de type grand gain a été progressivement développée à partir de plusieurs études de caractérisation des systèmes non linéaires uniformément observables, dans le cas où le système à observer est Lipschitz, il est possible de concevoir un observateur grand gain dont l'erreur d'observation sous-jacente converge exponentiellement vers zéro. Suivant les différentes hypothèses des concepts du grand gain, le développement d'un tel observateur dépend du choix judicieux de certains paramètres spécifiés avec des valeurs suffisamment grandes, permettant d'élaborer un observateur exponentiel pour le système à observer (Maatoug, 09 ; Dib, 12 ; Treangle, 18). Plusieurs techniques ont été développées pour synthétiser des observateurs sur la base des concepts du grand gain, les contributions se distinguent particulièrement par la classe des systèmes considérée et les hypothèses de modélisation prises en compte. Un observateur interconnecté a été proposée dans (Ghanes, 05 ; Traore, 08), la structure utilisée adopte une approche grand gain à travers une décomposition judicieuse du modèle d'observation du modèle de la machine en une cascade de deux sous-systèmes. Sur la base de cette technique, une nouvelle extension de l'observateur interconnecté adaptatif a été présentée dans (Traore, 09), l'observateur estime le flux, la vitesse angulaire, le couple de charge et la résistance du stator même dans les conditions proches des zones inobservables, tandis que la stabilité uniforme de la dynamique des erreurs d'estimation a été prouvée par le théorème de Lyapunov. Les contributeurs de (Dib, 11) ont introduit un observateur qui permet d'identifier simultanément les grandeurs mécaniques et magnétiques d'un moteur asynchrone à partir des mesures disponibles sur la base de deux résultats fondamentaux : le premier concerne la synthèse d'un observateur grand gain pour une classe de systèmes perturbés adoptant le modèle mathématique, tandis que le deuxième concerne une analyse avancée de l'observabilité de la machine étudiée, outre la simplicité de l'implémentation de cet observateur, le gain d'observation a été judicieusement modifié pour des considérations de faisabilité des calculs lorsque le moteur fonctionne dans des conditions incompatibles avec les conditions d'observabilités (Dib, 12). Dans une autre application, le travail présenté dans (Kadrine, 20) prend en compte la présence de bruits pendant la mesure, un observateur non linéaire du type grand gain avec une adaptation en ligne du gain, a été proposé pour le contrôle de la vitesse d'un MAS, la méthode proposée exploite les propriétés de l'équation différentielle de Riccati pour trouver les paramètres variables garantissant le meilleur compromis entre la rapidité de convergence, le rejet du bruit et l'atténuation de la valeur de crête du gain durant les transitoires, par conséquent, la robustesse a été également garantie dans des conditions de fonctionnement critiques pour lesquelles, les performances d'un observateur standard à gain fixe sont susceptibles de se détériorent.

3.5 - Observateur mode glissant

Les bases du contrôle par mode glissant ont commencé à être utilisées pour l'observation à la fin du siècle dernier grâce aux travaux de Slotin, Utkin et d'autres chercheurs (Utkin, 78 ; Slotine, 87 ; Utkin, 09), l'objectif principal était d'exploiter les avantages de cette technique dans l'observation comme dans le cas de la commande. Sans aucune supposition sur les différents bruits de mesure et du système, l'utilisation d'une simple fonction signe peut déterminer si le vecteur d'état observé et le vecteur de mesure sont proches l'un de l'autre, le modèle du système physique peut être la base d'une pré-estimation d'un vecteur d'état qui est partiellement mesurable. L'objectif est de forcer la dynamique de l'erreur d'observation à converger vers un point d'équilibre par l'utilisation d'une commutation à haute fréquence à travers laquelle, les variables estimées restent dans une variété de surfaces de glissement prédéfinies. Le développement des lois de correction sera basé sur les critères d'existence du mode glissant. Cet observateur qui se distingue par ses actions correctives discontinues, peut compenser de manière significative les effets de variation structurelle, ce qui le rend relativement robuste. En revanche, la difficulté pratique réside dans le choix de la matrice des gains de correction qui assurent l'annulation de l'erreur d'estimation, un mauvais choix de cette dernière peut déstabilise l'observateur à cause du Chattering. Bien que ce phénomène ne soit pas de la même gravité par rapport au cas de la commande, son existence ne doit pas être ignorée, l'intégration d'un filtre passe-bas à l'action d'attractive est l'une des plus simples solutions minimisant l'effet du Chattering (Rehman, 02 ; Li, 05b). D'autres techniques consistent à remplacer la fonction signe par une autre forme basée sur la logique floue qui permet d'atténuer un certain pourcentage de fluctuations (Ben Regaya, 14b). D'un autre côté, la combinaison de cette méthode avec d'autres techniques d'estimation présente également une solution intéressante (Kim, 17 ; Morfin, 18), alors que l'exploitation du mode glissant d'ordre supérieur est l'une des optimisations très populaires qui garantit une observation de haute performance (Aurora, 07 ; Ilten, 19 ; Sami, 20).

3.6 - Observateur Backstepping

Les bases de la technique Backstepping n'ont pas été largement exploitées dans le domaine d'observation par rapport à son utilisation pour le contrôle, ce type d'observateur se repose sur le principe de la synthétisation partielle des états d'un système observable, afin d'élaborer une loi adaptative permettant une observation récursive des différentes variables fondamentales, les principes de base généraux de cet observateur sont dérivés de la technique de commande elle-même. En suivant les étapes conventionnelles du contrôle Backstepping, il est possible de faire une estimation de certaines variables selon le modèle utilisé ainsi que la méthode adoptée pour la formulation des erreurs observation, alors que la stabilité de l'observation peut être confirmée à travers les théorèmes de Lyapunov. Cette technique a été adoptée dans (Trabelsi, 10a) pour l'adaptation on-line de la résistance rotorique dans une commande Backstepping associée à une commande vectorielle, alors que dans (Trabelsi, 10b), un observateur Backstepping pour l'estimation de la vitesse et pour le flux du rotor, a été développé afin de réaliser une commande en temps réel sans capteur mécanique. Morawiec a développé une nouvelle structure d'estimation pour de la vitesse et l'a nommée Z-type Observer (Morawiec, 15), cet observateur a été obtenu par l'utilisation d'une synthèse de l'intégral Backstepping et un mécanisme d'adaptation, les caractéristiques intéressantes de cette méthode sont la facilité de sélection des paramètres ainsi que le faible écart d'estimation, de plus, la stabilité du système est assurée sur toute la plage de variation de la vitesse. D'après l'auteur, les oscillations présentées dans les états observés sont également faibles par rapport à celles obtenues à travers d'autres techniques basées sur le même principe, comme celles développées à (Morawiec, 13), même Zaafouri et al. ont mentionné que leur technique développée dans (Zaafouri, 16) pourrait entraîner des fluctuations importantes dans le couple par rapport au Z-type, bien que ses résultats obtenus soient également intéressants, dans ce travail les chercheurs ont proposé une version modifiée du contrôle sans capteur basé sur un observateur Backstepping adaptatif, la conception du contrôle se base aussi sur la technique Backstepping, mais elle a été optimisée par l'introduction d'une action intégrale des erreurs de poursuite, par conséquent, cette amélioration peut augmenter considérablement la robustesse par rapport au Backstepping-Intégral conventionnel. L'analyse de stabilité de cet observateur a été effectuée sur la base de la méthode du lieu des racines incluse dans le MATLAB, et les résultats expérimentaux ont montré que la commande proposée offre de bonne performance en matière de rapidité, de rejet des perturbations et d'insensibilité à la résistance du rotor, sauf que certaines fluctuations du couple électromagnétique peuvent se produire pendant le fonctionnement du moteur à l'aide de cet observateur.

3.7 - Filtre de Kalman

Sur la base des critères statistiques, il est possible d'effectuer une estimation optimale de l'état d'un système perturbé dont les propriétés stochastiques du bruit sont connues. Le filtre de Kalman appartient à cette classe des observateurs d'état, cette méthode a été initialement adoptée pour résoudre le problème du filtrage des systèmes discrets et continus (Kalman, 60 ; Kalman, 61), puis elle a été généralisée à plusieurs utilisations, y a compris le domaine d'estimation et d'identification (Hsieh, 03 ; Hilairet, 09 ; Kumar, 11 ; Jafarzadeh, 12 ; Yi, 13 ; Bennassar, 17 ; Rayyam, 18 ; Basha, 19 ; Xu, 20). La version standard de cet estimateur donne une réalisation de la variable aléatoire « x » qui représente l'état d'un système à l'instant « k », en connaissant le vecteur de mesure ainsi que le modèle mathématique discret du système, le filtre de Kalman vise à minimiser la variance a priori de l'erreur d'estimation pour assurer la stabilité ainsi que la convergence des états estimés vers les valeurs réelles, en tenant compte des incertitudes du modèle et de mesure. Le principal inconvénient du filtre de Kalman réside dans son algorithme qui se repose sur une charge arithmétique importante, ce qui rend la rapidité de l'implémentation relativement difficile à cause de la présence de plusieurs opérations matricielles. Pour cela, de nombreux chercheurs ont proposé de nouveaux algorithmes permettant d'optimiser le contrôle sans capteur des moteurs électriques en basant sur le filtre de Kalman, le choix judicieux du vecteur d'état permet de réduire l'ordre du système, en effet, l'utilisation du filtre de Kalman d'ordre réduit est l'une des premières solutions proposées, elle se base sur les f.é.m. ou sur des variables calculées à partir des valeurs mesurées par lesquelles le vecteur de sortie est constitué, cette considération permet de minimiser les opérations matricielles afin de réduire le temps de calcul (Muraca, 92 ; Kim, 99 ; Leite, 04). Dans le même contexte, les contributeurs de (Hilairet, 09) ont développé un filtre de Kalman optimal à deux niveaux à partir de la méthode donnée dans (Hsieh, 99), cet algorithme a été implémenté dans une commande sans capteur pour un moteur asynchrone, où les opérations arithmétiques ont été réduites de 25%, alors que ce pourcentage peut être plus élevé selon les auteurs. D'une autre part, il existe une autre variante du filtre de Kalman dans laquelle, une transformation nommée "Unscented transform" constitue la base de développement de l'algorithme d'observation, le UKF (Unscented Kalman Filter) a été proposé comme une approche appropriée permettant de surmonter certains inconvénients du EKF (Extended Kalman Filter), tels que la nécessité du calcul de Jacobienne, en outre, il est possible de contourner les erreurs de linéarisation cumulées qui sont dues à la troncature de termes d'ordre supérieur dans l'expansion de série de Taylor associée au modèle dynamique des systèmes (Rigatos, 11). Cette technique a été associé à la commande vectorielle dans (Akin, 06) pour réaliser un contrôle sans capteur mécanique, la vitesse rotorique et les composants du vecteur flux sont estimés par un UKF, ensuite cette approche a été comparée avec le EKF pour montrer les propriétés intrinsèques du UKF qui favorisent son utilisation par rapport au EKF pour les systèmes fortement non linéaires. Les auteurs de (Yildiz, 20) ont fait une comparaison complète entre UKF et EKF pour l'estimation des courants, du flux, de la vitesse et du couple résistant y compris le terme de frottement visqueux, cette estimation a été exécutée dans différentes conditions de fonctionnement sans capteur mécanique des moteurs asynchrones, cela est dans le but de clarifier quel algorithme est le plus approprié pour les problèmes de l'estimation des états et de paramètres de la machine, en effet, quatre tests expérimentaux en temps réel ont été effectués afin d'examiner : l'effet des matrices de covariance du bruit, l'impact de la variation paramétrique, le choix de temps d'échantillonnage et la charge de calcul sur les performances d'estimation des deux algorithmes.

3.8 - Estimation par l'injection des signaux à haute fréquence

Le contrôle sans capteur mécanique à des fréquences faibles, peut rencontrer des contraintes liées au concept de l'observabilité du système à contrôler et peut même conduire à des performances insatisfaisantes, l'utilisation des méthodes d'estimation directes qui exploitent les propriétés physiques des moteurs AC, est l'une des techniques les plus pratiques pour assurer un contrôle optimal dans les basses vitesses, la détection des saillances qui se présentent dans la machine peut être effectuée par l'injection d'un signal à haute fréquence, ce dernier permet de fournir une information sur la position du rotor (Caruana, 06 ; Damkhi, 14). Plusieurs méthodes basées sur ce principe ont été développées ces dernières années, la plupart d'entre eux se reposent sur l'identification des saillances par l'analyse de la matrice des inductances de fuite dans les hautes fréquences par l'intermédiaire de mesure des courants et des tensions (Ha, 99 ; Holtz, 02). D'autres stratégies utilisent l'injection des signaux supplémentaires consistant à détecter la variation du niveau de saturation créée par l'interaction entre le champ principal à basse fréquence et celui généré par le signal injecté (Consoli, 03). La caractéristique avantageuse d'une telle technique est que la variable mesurée est la composante homopolaire de la tension du stator, ce qui simplifie significativement l'extraction des signaux utiles du reste du contenu harmonique de la tension statorique. Des méthodes alternatives adoptent la création intentionnelle d'une saillance dans le rotor, cela est dans le but d'assurer une estimation de la position rotorique au moyen d'un signal injecté de haute fréquence dans les enroulements du stator (Mingardi, 16), cet article traite ce principe et présente divers tests expérimentaux pour la commande sans capteur d'un MAS. En revanche, le choix du niveau de l'injection du signal ainsi que la forme de la tension injectée doivent être déterminés en fonction des conditions opérationnelles prédéfinies, les auteurs de (Yoon, 10) ont réalisé un contrôle sans capteur par l'utilisation d'un signal carré, lorsque cette tension à haute-fréquence est injectée, le signal d'erreur présente moins d'harmoniques par rapport à l'injection d'un signal sinusoïdal classique, de plus, le choix de l'injection du signal carré au niveau de l'axe « q » du référentiel estimé, rend le décalage d'orientation de saillance plus petit par rapport à l'injection du signal dans l'axe « d », conduisant ainsi à des performances meilleures en matière de robustesse. Cependant, toutes les approches adoptant l'injection des signaux haute fréquence sont plus complexes par rapport aux autres techniques d'estimation, en fait, ils doivent effectuer une démodulation du signal basée sur des modèles hautes fréquences de la machine, ce qui ne peut être réalisé qu'avec un système informatique puissant, de plus, l'estimation de la position du rotor ou du flux peut être influencée par plusieurs effets parasites électriques, magnétiques et mécaniques ainsi que par un bruit électromagnétique (Testa, 05).

4 - Positionnement des problèmes à traiter

L'établissement de toute commande performante pour les moteurs asynchrones triphasés, doit fournir des solutions utiles permettant de résoudre les problèmes relatifs à l'utilisation de cette machine pour des applications à vitesses variables, on commence par le problème du couplage existant entre le comportement magnétique et l'évolution de la vitesse et du couple électromagnétique qui présente l'une des non-linéarités essentielles du modèle compliquant la mise en œuvre des algorithmes de contrôle, en plus du problème de la non-linéarité provoquée par les variations paramétriques dues à l'effet thermique, à la variation de fréquence, et aux différentes conditions de fonctionnement du moteur, la négligence de cette considération réelle dans la phase de modélisation de la machine, à travers laquelle les différentes lois de commande sont développées, peut avoir un effet néfaste sur les performances du variateur de vitesse élaboré, et même pour les actionneurs électriques usagés. Le problème du manque d'information résultant des variables inaccessibles à la mesure directe telles que les flux, les couples de charge appliqués, entre autres, présente également un obstacle majeur, l'utilisation des capteurs physiques pour ce genre de quantités n'offre pas une solution pratique préférable, au contraire, elle peut augmenter la sensibilité des algorithmes et provoquer un surcoût de l'ensemble global. Parallèlement, il existe également le problème de perturbations structurelles, en plus de la variation paramétrique, la mise en œuvre d'un système de contrôle est soumise à de nombreuses incertitudes internes, notamment les erreurs d'arrondis dues aux calculs numériques, les incertitudes des capteurs et des appareils de mesure, l'imprécision des circuits d'acquisition, ainsi que la nature non parfaite de certaines grandeurs électriques comme les courants et les tensions d'alimentation ; la présence de fortes harmoniques au niveau du courant complique significativement sa régulation, en outre, les fluctuations provoquées deviennent considérables en rapprochant de la région de basses fréquences, cette détérioration est due principalement au principe MLI qui impose à l'onduleur des signaux de commande provoquent une tension d'alimentation extrêmement riche en harmoniques, c'est l'une des raisons principales qui pourraient limiter l'efficacité du contrôle des moteurs asynchrones uniquement à des vitesses relativement élevées.

À la lumière de ces problématiques, le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre d'optimisation de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, l'incorporation des techniques non linéaires avancée permet d'améliorer les performances du contrôle pour des applications spécifiques, en effet, chaque problème présenté sera étudié et traité indépendamment aux autres, telles que le fonctionnement à basse vitesse et l'observation des différentes quantités immesurables, alors que l'objectif principal est de contribuer au développement d'une commande performante qui s'adapte aux différentes conditions de fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé.

CHAPITRE II Commandes non linéaires appliquées pour le contrôle de vitesse d'un moteur asynchrone

Élaborer de nouvelles techniques de commande pour les moteurs asynchrones reste un intérêt particulier dans le domaine des entraînements électriques, en raison de nombreux avantages pratiques et économiques liés à l'utilisation de cette machine par rapport aux autres. Cependant, le problème de la non-linéarité du modèle et le fort couplage entre les états internes compliquent la tâche de développement des variateurs de vitesse qui peuvent garantir une performance satisfaisante. La commande vectorielle indirecte développée dans (Blaschke, 72) est l'une des stratégies de contrôle les plus populaires dans les applications à haute performance (Lipo, 96 ; Mannan, 03 ; Bose, 06), elle peut rendre le comportement du moteur asynchrone triphasé similaire à celui du MCC à excitation séparée, dont le couple et le flux peuvent être contrôlés indépendamment. La commande vectorielle s'agit soit d'une orientation du flux statorique, du flux rotorique ou bien d'une orientation du flux d'entrefer afin d'aboutir à des équations linières du couple électromagnétique comme dans le cas du MCC (Bose, 86 ; Faidallah, 95), toutefois, lorsque la machine est contrôlée par la technique indirecte à flux rotorique orienté, elle est exposée à des contraintes qui dégradent potentiellement l'efficacité du contrôle. Dans les applications pratiques, les performances de la commande sont toujours affectées par plusieurs facteurs, notamment les incertitudes liées à l'identification des paramètres, les modes non modélisés de l'ensemble du Moteur / Variateur de vitesse / Charge, les perturbations internes et externes qui sont totalement inconnues, etc. (Aichi, 20a), par conséquent, la conception de bons contrôleurs sera difficile mais nécessaire afin de développer des commandes assurant un fonctionnement optimal du MAS.

Le but du présent chapitre est d'améliorer les performances de la commande vectorielle en intégrant de nouvelles techniques non linières, la simplicité de mis en œuvre pratique et l'efficacité du contrôle sont les principaux objectifs de notre étude dans laquelle, nous adopterons le contrôle vectoriel indirect par orientation du flux rotorique comme une stratégie de base, les informations sur le flux rotorique et les perturbations extérieures ne sont pas prises en compte afin de simplifier la structure de commande en premier lieu, et pour réduire la sensibilité de l'algorithme devant la variation paramétrique, on doit noter que dans ce chapitre, nous intéressons particulièrement aux stratégies du contrôle, cela amène à considérer la vitesse rotorique comme une variable mesurée, l'élimination du capteur de vitesse fera le sujet le sujet d'un prochain chapitre. Dans cette tendance, notre étude sera commencée par une brève description du modèle mathématique du système à contrôler, le principe de la commande vectorielle sera présenté et discuté afin de l'utiliser pour la synthétisation des différentes techniques élaborées, commençant par une commande non linéaire combinant le mode glissant avec le PI Anti-Windup à l'aide d'un superviseur linéaire, ensuite, l'approche de la commande hybride sera améliorée par l'incorporation de l'algorithme de Super-Twisting et l'utilisation d'un superviseur avancée, après une étude de stabilité et une analyse de fonctionnement, une commande Backstepping optimisée par la propriété des gains variables sera développée et étudiée intensivement à la fin de ce chapitre. Toutes les techniques proposées seront validées expérimentalement avec un moteur asynchrone de $1kW$ en utilisant une carte dSPACE-RTI-1104 ; la configuration expérimentale du banc d'essai ainsi que les paramètres de la machine sont présentées dans ***l'annexe 'A'*** et ***l'annexe 'B'***. Après une étude comparative entre les différentes méthodes de contrôle, les principales contributions de ce chapitre seront résumées dans une conclusion finale.

1 - Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Le moteur asynchrone est considéré comme un système physique régi par des phénomènes électriques, magnétiques, mécaniques, thermiques, etc., il est caractérisé par sa simplicité de construction, néanmoins, il présente un système non linéaire à six équations différentielles complexes à étudier. Par conséquent, sa commande exige la disponibilité d'un modèle qui représente fidèlement son comportement dynamique, l'utilisation de la transformation de Park sous certaines hypothèses simplificatrices, aide à modéliser les régimes transitoires et permanents du moteur afin de simplifier sa commande (Chatelain, 89), elle s'agit d'une série de transformations mathématiques simplifiant le modèle de la machine en gardant l'aspect physique des grandeurs transformées, cet outil pourrait garantir une représentation biphasée équivalente du système triphasé, ce qui permet de réduire considérablement la complexité du modèle, pour plus de détails sur la modélisation du MAS, on peut suggérer au lecteur de consulter les références suivantes : (Chatelain, 89 ; Caron, 95 ; Canudas, 00 ; Louis, 04). À ce stade et pour un objectif de commande, nous présentons le modèle mathématique utilisé pour le contrôle de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé, dans un référentiel lié au champ tournant « $d-q$ », le comportement dynamique de la machine peut être exprimé par la représentation d'état donnée par (II.1) qui décrit un système non linéaire d'ordre 5 (Trabelsi, 12 ; Aichi, 18a ; Sun, 19).

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \\ \Omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha_1 . i_{ds} + \omega_s . i_{qs} + \frac{\alpha_2}{\tau_r} . \psi_{dr} + \alpha_2 . \omega_m . \psi_{qr} \\ -\omega_s . i_{ds} - \alpha_1 . i_{qs} - \alpha_2 . \omega_m . \psi_{dr} + \frac{\alpha_2}{\tau_r} . \psi_{qr} \\ \frac{M}{\tau_r} . i_{ds} - \frac{1}{\tau_r} . \psi_{dr} + \omega_g . \psi_{qr} \\ \frac{M}{\tau_r} . i_{qs} - \omega_g . \psi_{dr} - \frac{1}{\tau_r} . \psi_{qr} \\ \frac{\Upsilon}{J} . \left(\psi_{dr} . i_{qs} - \psi_{qr} . i_{ds}\right) - \frac{1}{J} . \left(T_L + B . \Omega_m\right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta & 0 \\ 0 & \beta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \tag{II.1}$$

Avec : $\alpha_1 = \beta . \left(R_s + \frac{M^2}{L_r . \tau_r}\right)$; $\alpha_2 = \beta . \frac{M}{L_r}$; $\beta = \frac{1}{\delta . L_s}$; $\delta = 1 - \left(\frac{M^2}{L_s . L_r}\right)$; $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$; $\Upsilon = \frac{3}{2} . \frac{M}{L_r} . p$

2 - Commande vectorielle par orientation du flux rotorique (IFOC)

L'idée fondamentale de l'IFOC est de rendre le comportement du MAS similaire à celui du MCC, en agissant sur le flux du rotor pour éliminer le deuxième terme de l'équation du couple électromagnétique, si le flux rotorique est orienté vers l'axe direct du plan (*d, q*) dans un référentiel lié à la vitesse de synchronisme, la composante quadrature du vecteur flux « ψ_{qr} » sera éliminée, il est possible donc d'agir sur le courant « i_{ds} » pour maintenir le module du flux constant, par conséquent, le couple électromagnétique « Te » devient dépend seulement du courant « i_{qs} » (Grellet 96 ; Canudas, 00 ; Krause, 13), de là, on peut dire que le flux rotorique ainsi que le couple électromagnétique seront contrôlés indépendamment.

L'application de ce principe permet de simplifier les équations dynamiques du moteur en levant une certaine non-linéarité du système (II.1), le modèle mathématique du moteur asynchrone alimenté en tension par une commande IFOC peut être réécrit par le système d'équation (II.2) (Baghli, 99 ; Aichi, 18c).

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s . i_{ds} + \delta . L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s . \delta . L_s . i_{qs} + \frac{M}{L_r} . \frac{d\psi_r}{dt} \\ v_{qs} &= R_s . i_{qs} + \delta . L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s . \delta . L_s . i_{ds} + \omega_s . \frac{M}{L_r} . \psi_r \\ \psi_r &= M . i_{ds} - \tau_r . \frac{d\psi_r}{dt} \\ 0 &= \frac{M}{\tau_r} . i_{qs} - \omega_g . \psi_r \\ \frac{d\Omega_m}{dt} &= \frac{\Upsilon}{J} . \psi_r . i_{qs} - \frac{1}{J} . \left(T_L + B . \Omega_m\right) \end{aligned} \tag{II.2}$$

Cette représentation simplifie considérablement les équations électromagnétiques et mécaniques du moteur afin de faciliter la synthétisation des lois de commande destinées à la régulation des courants et de vitesse.

2.1 - Principe de fonctionnement de la commande à flux rotorique orienté

La figure (II.1) illustre le schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte pour un MAS, le contrôle global sera effectué en deux étapes principales : premièrement, le flux de référence « ψ_r^* » est imposé directement sans régulation par sa valeur nominale à travers un bloc de défluxage (Baghli, 99), cette consigne permet la génération de la variable de commande « i_{ds}^* », qui sera utilisée dans la régulation du courant, cette étape assure l'orientation ainsi que le contrôle indirect du flux rotorique pour le maintenir à sa valeur désirée. On doit de noter que la régulation directe du vecteur flux a été ignorée pour deux raisons : pour simplifier la structure qui ne nécessitera pas l'utilisation d'un capteur de flux ou un estimateur, et aussi pour réduire le nombre de paramètres utilisés dans l'algorithme qui peuvent augmenter la sensibilité du contrôle aux variations structurelles (Aichi, 20a). La deuxième étape de la commande consiste à contrôler la vitesse rotorique pour générer un couple de commande « Te* » capable d'assurer une dynamique désirée, la composante « i_{qs}^* » qui sera l'image du couple de référence, va être utilisée en premier lieu, pour la détermination de la fréquence de commande « ω_s^* » en utilisant la loi d'autopilotage donnée par (II.3) (Oliveira, 16), ensuite, elle sera introduite dans la chaine de régulation des courants pour générer les tensions de commande « v_{ds}^* » et « v_{qs}^* ». On peut dire donc, que cette stratégie possède un mécanisme qui assure une variation uniforme entre la fréquence et la tension de commande, garantissant un contrôle total du moteur dans toute la plage de variation de la vitesse.

$$\theta_s = \int \omega_s \, . dt = \int \left(p . \Omega_m + \frac{M}{\tau_r \, . \psi_r} . i_{qs} \right) . dt \quad ; \quad \forall\, \omega_s^* = 2 . \pi . f_s^* \tag{II.3}$$

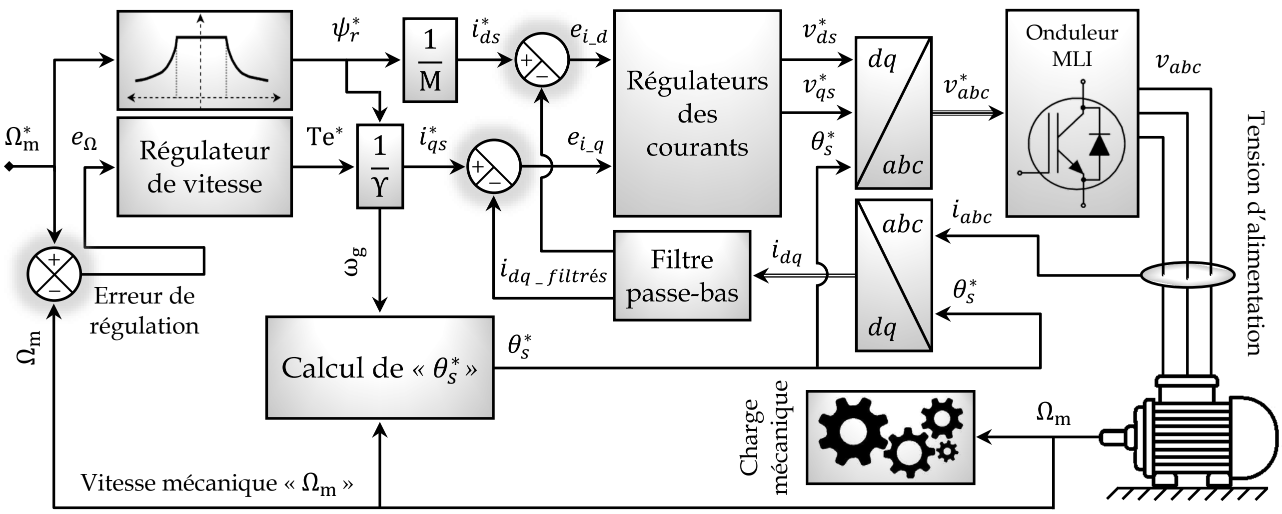


Figure II.1 : *Schéma-bloc général de la commande vectorielle indirecte adoptée pour le contrôle de la vitesse et du courant d'un moteur asynchrone triphasé alimenté en tension*

Une transformation de Park Biphasée / Triphasée a été mise œuvre pour générer les signaux de commande, ces derniers seront la base pour déterminer les instants de commutation des IGBT de l'onduleur qui représente la source de tension du moteur. Il convient de noter que l'application de l'IFOC sur les systèmes réels peut rencontrer de nombreuses contraintes d'implémentation pratique ; les courants réels ne sont pas de forme sinusoïdale comme dans le cas des simulations, les courants de Park mesurés qui sont destinés à la régulation peuvent être de mauvaise qualité à cause de la présence des différentes perturbations, dues principalement aux capteurs des courants, à la conversion analogique/numérique, aux transformations de Park ainsi qu'au principe de fonctionnement de l'onduleur. Cette contrainte limite considérablement l'efficacité du contrôle, la solution proposée est d'utiliser un simple filtre passe-bas du premier ordre comme le montre la figure (II.1), la fréquence de coupure de ce filtre « $f_c = 1 / T_f$ » doit être relativement importante pour permettre de filtrer que les hautes fréquences, sans provoquer de retards dans les chaines de régulation des courants qui pourrait détruire la commande globale, cette solution améliore la qualité du contrôle sans augmenter la complexité de l'algorithme, permettant ainsi d'aboutir à un simple variateur de vitesse avec des performances élevées.

2.2 - Paramétrage des régulateurs

Notre objectif est de contrôler séparément le flux rotorique et le couple électromagnétique, cette procédure nécessite une série de régulations pour la vitesse et les courants afin de déterminer les tensions de commande appropriées, qui garantissent l'annulation des erreurs existant entre chaque variable et sa consigne. La vitesse mécanique représente la grandeur fondamentale à contrôler avec une grande dynamique, cette dernière peut se développer en présence de perturbations internes et externes extrêmement indéfinies, en revanche, il est impératif d'avoir un bon contrôle du flux rotorique afin de protéger l'ensemble de commande contre les surintensités du courant, sachant que le flux rotorique est défini par le courant « i_{ds} », il suffit donc de contrôler cette composante pour forcer le module du flux à converger vers une valeur proche a sa valeur nominale, d'un autre côté, le couple électromagnétique sera contrôlé en agissant sur la composante quadrature du courant. Dans cette partie, les chaines de régulation seront basées sur des contrôleurs Proportionnel/Intégral, ce type de régulateurs est le plus utilisé dans le domaine industriel grâce à la simplicité de ses structures différentes composées d'une action proportionnelle assurant la convergence de la variable vers sa référence, et une action intégrale qui élimine l'erreur statique, le dimensionnement des régulateurs sera basé sur la théorie des systèmes linéaires par la méthode de placement de pôles, la boucle de régulation des courants doit avoir une dynamique plus rapide que la boucle de la vitesse ; généralement pour les systèmes entrainés par des moteurs asynchrones, la constante de temps des courants statoriques est de 10 à 20 fois supérieure à celle de la vitesse.

2.2.1 - Régulations classiques de la vitesse

Afin de simplifier le calcul des gains, on néglige le retarde dû au filtre de la vitesse, et on considère que le couple de charge « T_L » représente une perturbation extérieure inconnue qui sera rejetée par l'action intégrale, la fonction de transfert reliant la vitesse rotorique avec le couple électromagnétique est exprimée en utilisant l'équation mécanique du système (II.2), sachant que « s » représente l'opérateur de Laplace.

$$\frac{\Omega_m}{Te} = \frac{1}{J\,.\,s + B} \tag{II.4}$$

Le calcul des gains dépend de la configuration adoptée du régulateur, qui peut avoir des structures différentes.

2.2.1.1 - Régulation Proportionnelle-Intégrale (PI)

Pour un régulateur PI classique, le contrôle de la vitesse peut être effectué selon le schéma-bloc ci-dessous :

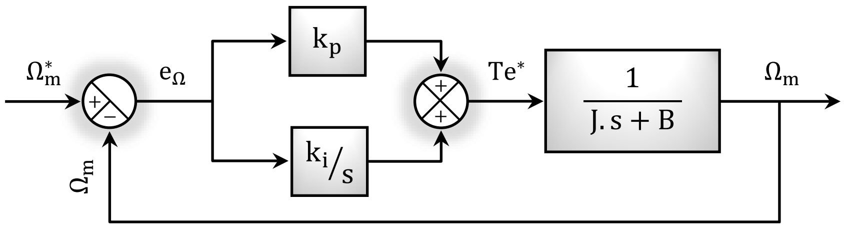


Figure II.2 : *Boucle de régulation de la vitesse d'un MAS en basant sur un régulateur PI*

La fonction de transfert en boucle fermée est exprimée par l'équation (II.5).

$$H_1(s) = \frac{1}{J}.\frac{k_p\,.\,s + k_i}{s^2 + \frac{B + k_p}{J}.\,s + \frac{k_i}{J}} \cong \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2.\,\xi\,.\,\omega_o\,.\,s + \omega_0^2} \tag{II.5}$$

Par identification du dénominateur avec celui de la forme canonique d'un système du 2nd ordre, les coefficients du régulateur peuvent être calculés comme suit :

$$\begin{gathered} k_p = \left(2.\,\xi\,.\,\omega_0\,.\,J\right) - B \\ k_i = \omega_0^2\,.\,J \end{gathered} \tag{II.6}$$

« ξ » et « ω_0 » sont respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation propre relatifs à la réponse désirée ; « ξ » est généralement fixé à la valeur de « $1/\sqrt{2}$ » qui correspond à un dépassement inférieur à 5%, « $\omega_0 = 4/(\xi . T_s)$ » est la pulsation propre du système qui peut être déterminée selon les caractéristiques dynamiques de la machine, sachant que « T_s » est le temps de stabilisation à $\pm$ 2%.

2.2.1.2 - Régulation Intégrale-Proportionnelle (IP)

Sur la base du schéma-bloc mentionné dans la figure (II.3) et qui exprime une régulation série, la fonction de transfert en boucle fermée relative à cette régulation va prendre la forme suivante :

$$H_2(s) = \frac{\frac{k_p . k_i}{J}}{s^2 + \frac{B + k_p}{J} . s + \frac{k_p . k_i}{J}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2.\xi.\omega_o.s + \omega_0^2} \quad \text{(II.7)}$$

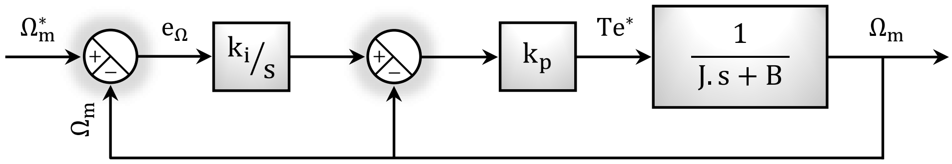


Figure II.3 : *Boucle de régulation de la vitesse d'un MAS basée sur un régulateur IP*

Contrairement au régulateur PI qui introduit un zéro supplémentaire en boucle fermée, la configuration du correcteur IP permet d'aboutir à une fonction de transfert similaire à celle de la forme canonique, les gains de correction donnés par les équations (II.8) seront calculés selon la méthode de placement des pôles.

$$\begin{aligned} k_p &= \left(2.\xi.\omega_0.J\right) - B \\ k_i &= \omega_0^2 . J \,/\, k_p \end{aligned} \quad \text{(II.8)}$$

2.2.1.3 - Régulation Proportionnelle-Intégrale avec Anti-Windup (PIAW)

Dans de nombreuses applications de commande, la sortie du correcteur n'attaque pas directement le système à contrôler, mais elle passe par des dispositifs de limitation d'amplitude, pratiquement et par mesure de sécurité, un bloc de saturation doit impérativement inclus dans la sortie du régulateur, à la présence de ce bloc, le PI classique montré dans la figure (II.2) peut conduire à un mauvais comportement à cause du phénomène de 'Windup' (Oliveira, 16). L'origine de ce phénomène est le fait que la commande calculée par le régulateur est différente de celle appliquée réellement au système, si le signal de commande dépasse la valeur assignée dans le limiteur, l'intégrateur continu à intégrer l'erreur quelle que soit la réponse du système, cela provoque une amplification importante de la commande difficile à l'affaiblir rapidement, ce qui entraîne un dépassement considérable au cours de la saturation pourrait même déstabiliser le système (Espina, 09).

Le PI Anti-Windup contient une configuration avancée capable d'améliorer la qualité du contrôle, sachant qu'il y a plusieurs façons pour insérer le mécanisme d'Anti-Windup (Bohn, 94 ; March, 07 ; Espina, 09 ; Monteiro, 13), la figure (II.4) montre la configuration utilisée dans notre travail, l'objectif principal de cette addition est d'éviter les survaleurs de l'intégrateur en insérant une action de contre-réaction ; une fois la commande globale « T_G » dépasse les valeurs maximales, un signal de retour sera activé afin de réduire l'entrée de l'intégrateur afin d'empêcher l'amplification de la commande générée, alors que l'action intégrale sera conservée dans un intervalle limité, le signal de commande final peut s'exprimé par l'équation suivante.

$$Te^* = \begin{cases} k_a . \left[k_p . e_\Omega + k_i . \int e_\Omega . dt \right] & ; \quad \text{si : } Te^* = T_G \\ k_a . \left[k_p . e_\Omega + k_i . \int \left(e_\Omega - k_r . \Delta Te\right) . dt \right] & ; \quad \text{si : } Te^* \neq T_G \end{cases} \quad \text{(II.9)}$$

Les gains « k_p » et « k_i » peuvent être déterminés en utilisant la relation (II.6), « k_a » assure l'adaptation de la commande globale, alors que « k_r » est un gain de retour permet de régler l'action de contre-réaction qui maitrise les dépassements (Espina, 09), ces deux derniers gains sont très utiles dans les applications réelles dont ils permettent d'ajuster en temps réel, les coefficients de régulation afin d'aboutir au contrôle optimal.

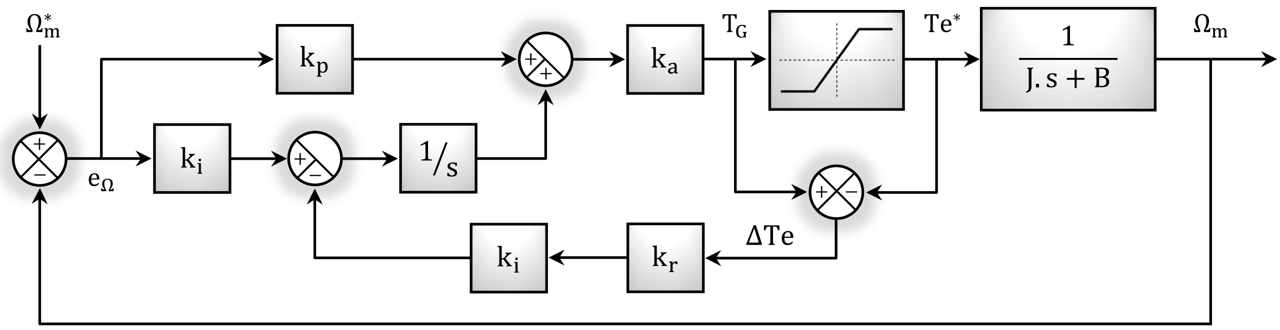


Figure II.4 : *Structure du contrôle de la vitesse par un régulateur PI Anti-Windup*

2.2.2 - Régulation classique du courant

Les boucles de régulation du courant jouent un rôle indispensable pour la majorité des techniques de commande, elles assurent une préservation utile à l'ensemble de la commande et renforcent la protection par des saturations sur les sorties « v_{ds}^* » et « v_{qs}^* », cela garantit le bon contrôle de courant même en présence des anomalies au niveau des boucles de régulation externes. L'application de la transformation de Laplace sur les équations de tension du modèle mathématique (II.2), conduit au système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} v_{ds} &= \left(\mathrm{R_s} + \delta.\mathrm{L_s}.\mathrm{s}\right).i_{ds} + E_{ds} + \frac{\mathrm{M}}{\mathrm{L_r}}.\psi_r.\mathrm{s} \\ v_{qs} &= \left(\mathrm{R_s} + \delta.\mathrm{L_s}.\mathrm{s}\right).i_{qs} + E_{qs} \\ E_{ds} &= -\omega_s.\delta.\mathrm{L_s}.i_{qs} \\ E_{qs} &= \omega_s.\delta.\mathrm{L_s}.i_{ds} + \omega_s.\frac{\mathrm{M}}{\mathrm{L_r}}.\psi_r \end{aligned} \tag{II.10}$$

À cause du couplage existant entre les deux axes du vecteur de tension statorique, il est indispensable de séparer les deux composantes afin de contrôler séparément les deux courants, la méthode de découplage par compensation est l'une des techniques les plus simples à utiliser (Meroufel, 09), il est démontré dans (Baghli, 99), que la dynamique du courant est plus rapide à celle du flux, cela conduit à ignorer la dérivée du flux rotorique dans la première équation du système (II.10), en outre, si les deux courants sont contrôlés avec la même dynamique, nous pouvons éliminer les termes de couplage afin d'aboutir à une relation du premier ordre qui relie les tensions avec les courants statoriques (Boussak, 06).

$$\frac{i_{dq}}{v_{dq}} = \frac{1}{\mathrm{R_s}}.\frac{1}{1+\delta.\tau_s.\mathrm{s}} \tag{II.11}$$

La fonction de transfert (II.12), adoptée dans cette régulation, sera calculée selon le schéma-bloc donné par la figure (II.5) en adoptant des contrôleurs PI, les gains de correction seront déterminés par la méthode de placement des pôles, la présence des filtres de courant augmente l'ordre du système ; l'utilisation de la méthode développée dans (Aichi, 20a) résout ce problème en faisant le choix suivant : « $k_{p\_c}/k_{i\_c} = \delta.\tau_s$ ».

$$\mathrm{H}_c(\mathrm{s}) = \frac{\frac{k_{i\_c}}{\mathrm{R_s}.\mathrm{T}_f}.\left(\mathrm{T}_f.\mathrm{s}+1\right)}{\mathrm{s}^2 + \frac{1}{\mathrm{T}_f}.\mathrm{s} + \frac{k_{i\_c}}{\mathrm{R_s}.\mathrm{T}_f}} \cong \frac{\omega_0^2}{\mathrm{s}^2 + 2.\xi.\omega_o.\mathrm{s} + \omega_0^2} \tag{II.12}$$

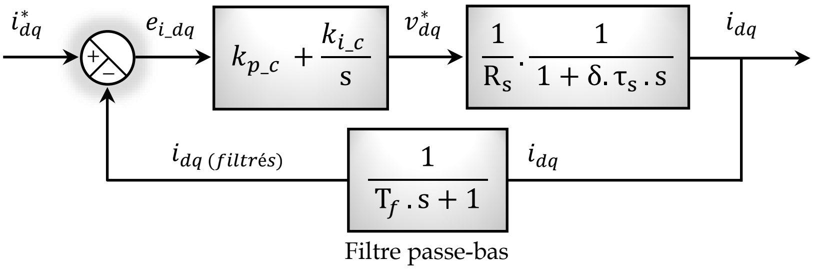


Figure II.5 : *Schéma-bloc de la boucle de régulation des courants*

Le filtrage avec une haute qualité n'est pas défini comme un objectif pour les filtres passe-bas des courants, la fréquence de coupure « $f_c = 1/T_f$ » doit être choisie relativement importante pour permet d'éliminer que les composantes à hautes fréquences sans introduire de retard aux signaux filtrés, cette considération assure également l'inefficacité du zéro de la fonction de transfert (II.12) sur la réponse dynamique du correcteur, nous pouvons alors calculer les coefficients de régulation selon le principe d'imposition des pôles en identifiant le dénominateur de « H_c » avec le polynôme caractéristique. Les gains de correction sont exprimés par les relations (II.13), alors que l'imposition d'un facteur d'amortissement « $\xi = 0.707$ » permets d'assurer une rapidité satisfaisante de la réponse avec un dépassement limité.

$$\begin{aligned} k_{p\_c} &= \tau_s\,.\,\delta.\,k_{i\_c} \\ k_{i\_c} &= \frac{R_s}{T_f\,.\,(\,2.\,\xi\,)^2} \end{aligned} \tag{II.13}$$

Après la détermination des paramètres des régulateurs, les tensions de référence « v_{ds}^* » et « v_{qs}^* » sont obtenues en ajoutant les termes de couplage « E_{ds} » et « E_{qs} » décrits dans (II.10), l'expression finale des tensions de commande prend la forme suivante :

$$v_{dq\_s}^* = k_{p\_c}\,.\,e_{i\_dq} + k_{i\_c}\,.\int e_{i\_dq}\,.\,dt + E_{dq\_s} \tag{II.14}$$

« e_{i_dq} » sont les erreurs de régulation du courant par rapport à chaque axe et « E_{dq_s} » sont les termes de couplage des tensions statoriques.

2.3 - Résultats expérimentaux

Afin d'analyser la réponse dynamique des différents contrôleurs précédemment décrits, nous avons effectué une série de tests expérimentaux pour comparer et illustrer les performances des régulateurs étudiés, chaque algorithme de contrôle a été implémenté dans une carte dSPACE-RTI-1104 pour un pas de calcul de 130µs. Les gains des régulateurs sont mentionnés dans le tableau (II.1) et les paramètres du moteur ainsi que la méthode d'identification utilisée sont présentées dans ***l'annexe 'B'***, tandis que configuration expérimentale du banc d'essais adopté est illustrée dans ***l'annexe 'A'***.

L'efficacité du contrôle sera justifiée en basant sur deux profils de vitesse différents : un profil rapide permet d'étudier les performances du démarrage, notamment le dépassement et la rapidité de poursuite, le deuxième profil sera utilisé pour examiner le fonctionnement du moteur et vérifier la robustesse devant les charges appliquées dans les différentes zones de fonctionnement.

	PI	***IP***	***PIAW***
Régulation de la vitesse	$k_p = 1$ $k_i = 6$	$k_p = 0.62$ $k_i = 7.00$	$k_p = 1$; $k_i = 6$ $k_a = 1$; $k_r = 3$
Régulation du courant	$k_{p\_c} = 6.6$; $k_{i\_c} = 500$; $f_c = 100$		

Tableau II.1 : *Valeurs des différents gains des régulateurs de vitesse et de courant*

2.3.1 - Analyse de fonctionnement des régulateurs conventionnels

Les figures suivantes visent à clarifier et comparer les caractéristiques de chaque régulateur conventionnel.

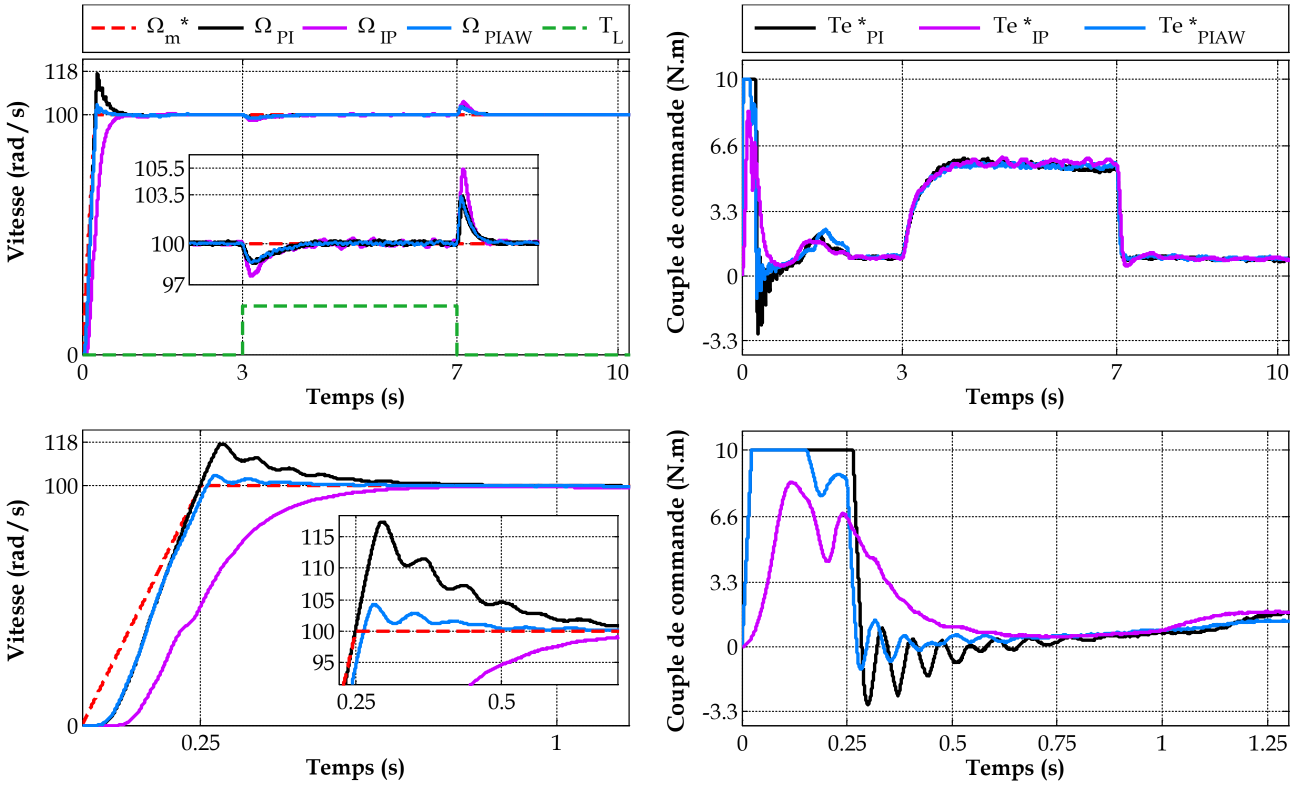


Figure II.6 : *Réponse dynamique du MAS contrôlé par les différents régulateurs Proportionnel-Intégral*

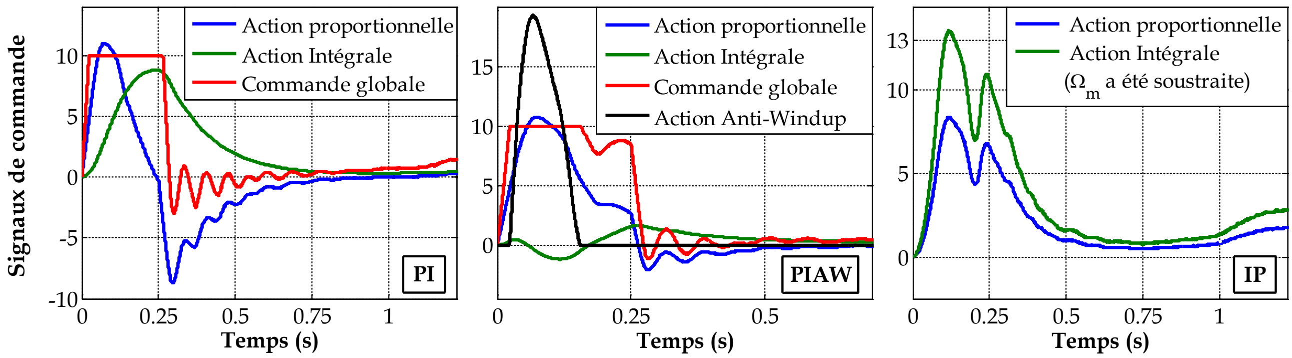


Figure II.7 : *Actions partielles des différents régulateurs Proportionnel-Intégral*

Discussion

La figure (II.6) illustre la dynamique de la vitesse et du couple de commande délivré par chaque régulateur, les résultats montrent une amélioration remarquable du PIAW par rapport aux structures PI et IP. Le PI provoque un dépassement de 18%, tandis que le correcteur IP offre une réponse dynamique très lente avec un retard de 0.25s par rapport à la valeur finale de la référence, le PIAW peut délivrer un signal de commande garantissant une réponse dynamique relativement rapide avec un dépassement acceptable d'une valeur qui ne dépasse pas le 5%. En ce qui concerne le rejet de perturbation, le PI et le PIAW possèdent la même robustesse en raison des valeurs égales des gains correctifs ; la chute de vitesse provoquée par l'application d'un couple de charge nominale est de 3.5%, tandis que le contrôleur IP est le plus fragile avec une chute de 5.5%, cette modeste performance est essentiellement due à la dépendance principale de l'action intégrale par rapport à l'action proportionnelle, comme on peut le voir à travers la figure (II.7), cette figure regroupe les actions partielles de chaque régulateur pour faciliter l'analyse du comportement de correction. Dans le cas d'un régulateur PI, bien que la commande globale ait atteint sa valeur maximale, l'action intégrale continue de s'amplifier jusqu'à l'instant $0.25s$, ensuite, il a fallu une période de $0.35s$ pour s'atténuer cette action jusqu'à l'instant $0.6s$, c'est ce qu'on appelle le Windup ; au cours de ce retard, un comportement indésirable représenté par le dépassement de la vitesse, sera entrainé à cause d'une survaleur de la variable de commande avant la stabilisation finale. Dans la configuration PIAW, un nouveau signal de contre-réaction a été activé dans le cas de saturation de la commande globale, puis il s'annule dans le régime d'état stable, ce signal empêche l'amplification de l'action intégrale dans les régimes transitoires afin de maitriser les dépassements sans compromettre l'efficacité du contrôle contre les perturbations extérieures.

2.3.2 - Performance du contrôle basé sur un régulateur PIAW

Ci-dessous, nous présentons les performances du MAS pour un contrôle de vitesse par un PIAW.

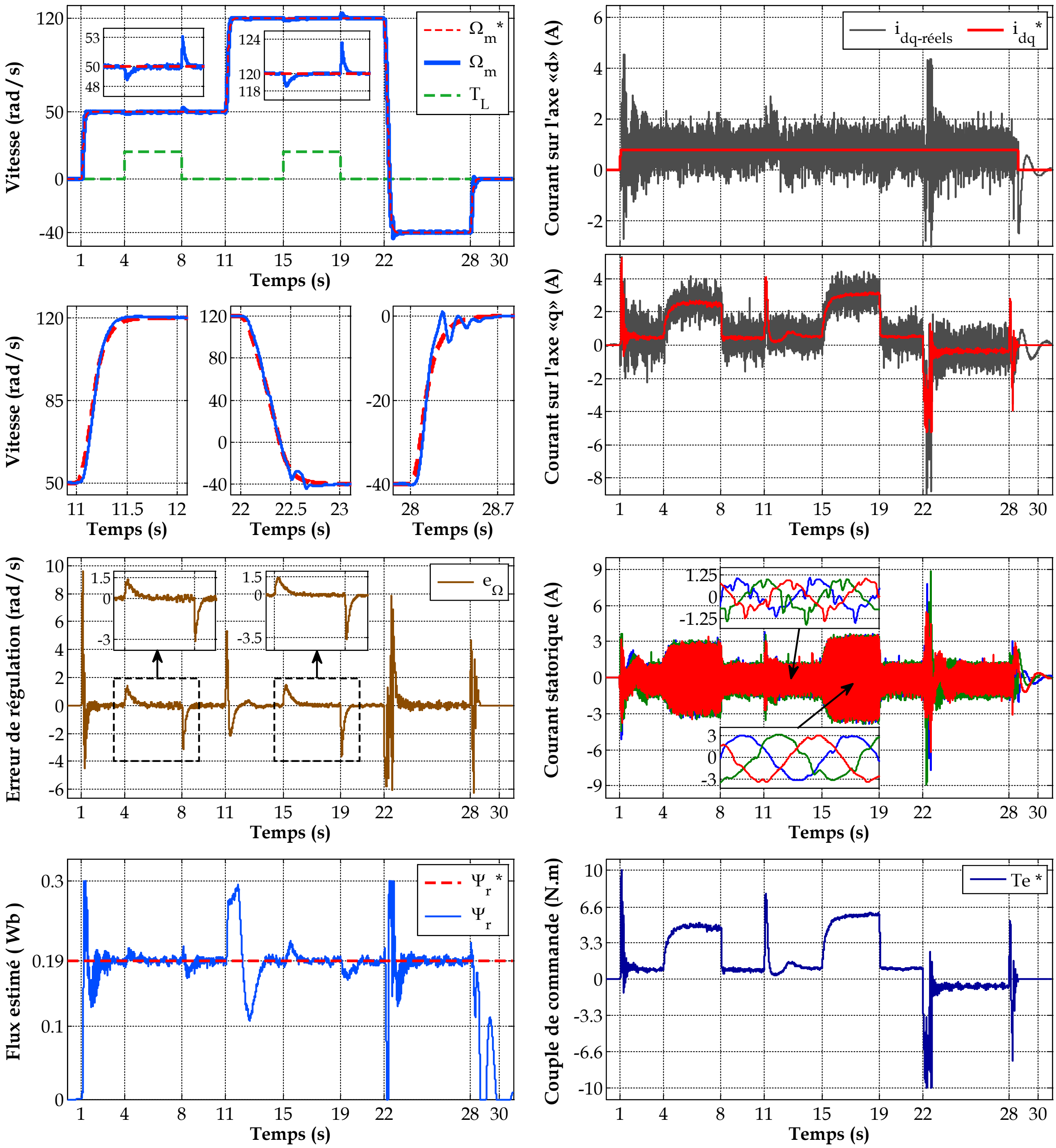


***Figure II.8 :** Dynamiques du moteur obtenues sur la base d'un contrôle de vitesse par un PI Anti-Windup*

Discussion

La figure (II.8) illustre la réponse dynamique du moteur dans les différentes zones de fonctionnement, ce contrôle a fourni une performance très acceptable en matière de rapidité et d'efficacité de régulation, la vitesse suit rapidement sa consigne grâce au signal de commande « Te* » délivré par le régulateur PIAW, il en va de même pour les courants de Park qui sont parfaitement contrôlés. En revanche, le flux rotorique reste toujours à sa valeur de référence tout au long de la trajectoire, justifiant la validation du principe de la commande vectorielle. D'un autre côté, une surintensité remarquable a été mentionnée au moment de l'inversement de sens, dont le courant atteint un niveau relativement important, cette intensité peut se redoubler à la présence d'une perturbation structurelle capable même de détruire le système (Aichi, 20a). Pour cela, dans la suite de ce chapitre, nous tenterons d'améliorer la qualité de régulation en utilisant d'autres techniques non linéaires qui permettent l'obtention d'un meilleur contrôle dans les différents régimes transitoires et permanents.

3 - Commande hybride combinant le SMC avec le PIAW

Le contrôle par mode glissant (SMC) est l'une des techniques les plus populaires dans le domaine de la commande des entrainements électriques, il est devenu très intéressant en raison de sa simple structure, sa facilité d'implémentation ainsi que sa robustesse devant les différentes perturbations, son algorithme peut générer un signal de commande maximum quelle que soit l'erreur de régulation même s'il est faible, garantissant une certaine robustesse face aux charges appliquées. En revanche, cette condition provoque une forte variation du signal de commande entre une valeur maximale positive et une autre négative avec une fréquence élevée, cela est connu par le phénomène de Chattering, ce dernier est considéré comme le principal inconvénient qui limite l'application de cette méthode aux systèmes réels. Plusieurs solutions ont été proposées pour atténuer ce phénomène (Utkin, 96 ; Bartolini, 03 ; Barambones, 07), les commandes hybrides combinant le SMC avec d'autres régulateurs représentent l'une des techniques les plus efficaces et sophistiquées (Essounbouli, 03 ; Hamzaoui, 03 ; Masumpoor, 15), le contrôleur qui sera développé dans cette sous-section fait partie de cette classe, il utilise le SMC avec le PIAW précédemment décrit, l'idée fondamentale est de profiter des avantages des deux régulateurs sans avoir les inconvénients, alors que le maintien de la simplicité de l'algorithme reste l'un de nos objectifs principaux. Étant donné que le SMC offre une réponse dynamique rapide sans dépassement et que le Chattering n'apparaît que dans le régime permanent, il sera le responsable de contrôler le démarrage et les régimes transitoires, tandis que le PIAW pilotera le régime permanent en raison de ses signaux de haute qualité, l'activation de chaque régulateur sera effectuée par l'intermédiaire d'un simple superviseur linéaire (Aichi, 20c), il reçoit l'information sur l'erreur statique de la vitesse pour générer une décision convenable assure l'alternance des deux correcteurs dans chaque zone de fonctionnement.

3.1 - Principe du contrôle par mode glissant

Le SMC est une technique non linéaire permet de forcer la dynamique d'un système à commuter autour d'une fonction désirée et de maintenir le glissement sur elle jusqu'au point d'équilibre (Utkin, 99), la surface de glissement est le paramètre caractéristique du SMC qui est défini en fonction des variables à contrôler, elle peut être décrite par une équation différentielle qui détermine le comportement du système par deux phases (Benderradji, 13) : une phase de convergence pendant laquelle la trajectoire de l'état du système n'est pas sur la surface de glissement, et une phase de glissement qui correspond au régime permanent durant laquelle, l'état du système sera confiné à la surface de glissement, l'expression du contrôle se synthétise par le choix de la surface de glissement en premier lieu, ensuite par la conception de la loi de commande qui garantit l'attractivité ainsi que la stabilité de convergence (Slotine, 91 ; Utkin, 92). Considérons le système non linéaire (II.15).

$$\frac{dx}{dt} = f(x,t) + g(x,t).U(t) + \delta(t) \tag{II.15}$$

Notez que $x = [\,x_1, x_2, \ldots, x_n\,] \in \Re^n$ représente le vecteur des variables d'état, $f(x,t)$ et $g(x,t)$ sont des fonctions non linéaires continues définies sur $\Re^n$, $U(t) \in \Re^m$ est le vecteur de commande et $\delta(t)$ représente une fonction non linéaire bornée qui représente l'ensemble des perturbations externes.

* **Détermination de la fonction de glissement**

La surface de glissement « $S(x)$ » s'écrit généralement en fonction de l'erreur de régulation « e_x », l'objectif est d'assurer la poursuite d'un signal de référence pour que l'écart « e_x » tend vers zéro. J.J. Slotine a proposé une forme générale pour déterminer cette fonction en utilisant l'équation (II.16) (Slotine, 86).

$$\forall\, e_x = x - x^*, \qquad S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} . e_x \tag{II.16}$$

« λ_x » est un paramètre positif qui interprète la bande passante du contrôle désiré, « r » est le degré relatif qui égale au nombre de fois qu'il faut dériver la variable à régler pour faire apparaître la variable de commande.

* **Détermination de la loi de commande**

Il existe plusieurs théories pour déterminer la logique de commutation, d'après la littérature il y a trois types de structures : la commande par relais, une autre utilise une contre-réaction linéaire à gains commutés et la commande équivalente (Faqir, 03). La dernière technique est la plus utilisée dans notre domaine, son principe de fonctionnement se repose sur l'élaboration d'une loi comportant deux termes : une commande discontinue « u_d » à haute fréquence assurant l'attractivité du système vers la surface de glissement, et une autre équivalente « u_{eq} » qui maintient la stabilité le long de la surface de glissement (Utkin, 99).

$$U = u_d + u_{eq} \tag{II.17}$$

La dérivée temporelle de la surface de glissement peut s'exprime par :

$$\frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} . \frac{dx}{dt} \tag{II.18}$$

Si on substitue les équations (II.15) et (II.17) dans la relation (II.18), on obtient :

$$\frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} . \left[f(x,t) + g(x,t) . u_{eq} + \delta(t) \right] + \frac{dS}{dx} . g(x,t) . u_d \tag{II.19}$$

Durant le régime permanent, la surface de glissement, sa dérivée et la commande discontinue seront négligeables, nous pouvons donc déduire l'expression de la commande équivalente comme suit :

$$u_{eq} = -\left[g(x,t)\right]^{-1} . \left(f(x,t) + \delta(t)\right) \tag{II.20}$$

Durant le mode de convergence, une nouvelle expression de la dérivée de la surface de glissement sera obtenue en remplaçant la commande équivalente (II.20) dans l'équation (II.19), telle que :

$$\frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} . g(x,t) . u_d \tag{II.21}$$

La commande attractive sera déterminée en utilisant la condition d'attractivité « $S.\dot{S} \leq 0$ » ; en multipliant l'équation (II.21) par la fonction de glissement « S », on aboutit à la relation (II.22), il suffit de déterminer une loi de commande permettant de définir cette équation semi-négative pour assurer la stabilité du système.

$$S.\frac{dS}{dt} = S.\frac{dS}{dx} . g(x,t) . u_d \leq 0 \tag{II.22}$$

La forme générale de la commande discontinue est exprimée par l'équation (II.23) (Utkin, 92).

$$u_d = \mathrm{k_{SMC}} . \mathrm{Sgn}(S) \tag{II.23}$$

« $\mathrm{k_{SMC}}$ » est un gain de design. Dans le cas où l'erreur de régulation est définie « $e_x = x^* - x$ », cela signifie que la variation de la surface de glissement a un signe opposé par rapport à la variation de la variable à contrôler qui implique que « $dS/dx = -\eta \leq 0,\ \forall\, \eta > 0$ », cette considération permet de définir les paramètres de régulation en remplaçant la commande attractive (II.23) dans l'équation (II.22) pour obtenir :

$$S.\frac{dS}{dt} = -\,\mathrm{k_{SMC}} . g(x,t) . \eta . |S| \leq 0 \tag{II.24}$$

La définition du gain « k_{SMC} » positif est une condition indispensable pour que la stabilité asymptotique soit vérifiée, la surface de glissement et sa dérivée sont de signe opposé quel que soit le temps, signifiant que le zéro représente un point d'équilibre pour l'erreur de régulation « e_x ». Dans le cas où les perturbations extérieures sont inconnues, l'information « $\delta(t)$ » n'appartient pas à la commande équivalente, on écrit donc :

$$S.\frac{dS}{dt} = S.\frac{dS}{dx}.\left[\delta(t) + g(x,t).k_{SMC}.\mathrm{Sgn}(S)\right] \leq 0 \tag{II.25}$$

La convergence du système ne peut être garantie seulement si la condition suivante est vérifiée.

$$k_{SMC} \geq \mathrm{Max}\left\{\delta(t).\left[\,g(x,t)\,\right]^{-1}\right\} \tag{II.26}$$

3.2 - Application du contrôle par mode glissant pour la régulation de la vitesse

Le dimensionnement du contrôleur se fait en utilisant la relation mécanique du modèle (II.2), dont le couple de commande a une relation du premier ordre avec la vitesse. Le degré relatif « r » de l'équation de J.J. Slotine (II.16) sera choisi unitaire et le couple de charge « T_L » sera supposé comme une perturbation extérieure inconnue et limitée. La variation de la surface de glissement par rapport au temps est donnée par :

$$\forall\, S = e_\Omega = \Omega_m^* - \Omega_m\,, \qquad \frac{dS}{dt} = \frac{d\Omega_m^*}{dt} - \frac{1}{J}.\mathrm{Te} + \frac{B}{J}.\Omega_m \tag{II.27}$$

Cette équation permet de déterminer la commande équivalente, alors que la commande attractive sera imposée par la forme générale (II.23), la commande finale délivrée par le SMC est exprimée par :

$$\forall \left\{T_d = k_\Omega.\mathrm{Sgn}(S)\,;\; T_{eq} = J.\frac{d\Omega_m^*}{dt} + B.\Omega_m\right\}, \qquad T_{SMC}^* = T_d + T_{eq} \tag{II.28}$$

« T_{SMC}^* » est la commande globale du régulateur, « T_d » et « T_{eq} » sont respectivement la commande discontinue et la commande équivalente, le choix de « k_Ω » devrait être judicieux pour que le contrôle global respecte les valeurs maximales du couple et du courant supportés par le système d'entrainement, de plus, il faut également assurer la minimisation du phénomène de Chattering, la plus simple méthode peut être utilisée, est de remplacer la fonction discrète 'Signe' par d'autres types réduisant la sensibilité du contrôle aux faibles erreurs. Plusieurs études ont été menées dans ce contexte, on peut citer par exemple (Park, 91 ; Shyu, 96 ; Ouali, 97 ; Horch, 18) pour les applications sur les moteurs asynchrones, dans notre travail, nous intéressons à utiliser la fonction 'Smooth' qui s'exprime par la relation suivante :

$$\mathrm{Smooth}(S) = \mathcal{F}_s(S) = \frac{S}{|S| + \sigma} \tag{II.29}$$

« σ » est une constante qui définit le degré d'affaiblissement des oscillations du contrôle autour du point d'équilibre, il convient de la choisir faible afin de conserver le principe de la commande maximale du SMC. La figure (II.9) montre la transition de la commande attractive en utilisant la fonction 'Smooth'.

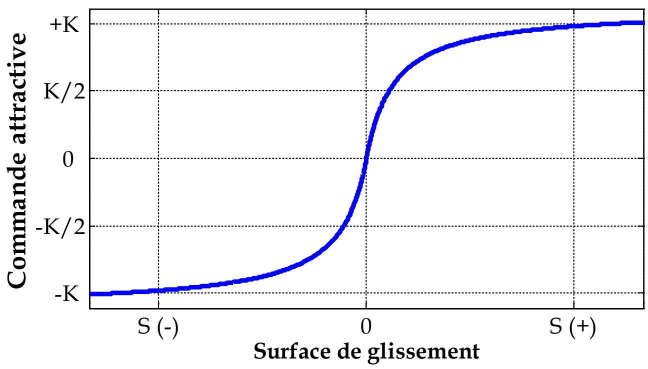


***Figure II.9 :** Commutation de la commande discontinue en basant sur la fonction 'Smooth'*

3.3 - Positionnement du problème de la commande par SMC

La compensation des non linéaires du système est essentielle pour avoir un bon contrôle dans les différentes conditions de fonctionnement, en général, le régulateur ne peut pas éliminer complètement l'erreur statique à la présence d'une perturbation extérieure inconnue qui fait partie de la non-linéarité du modèle. Dans notre cas, le couple de charge ne sera pas pris en compte dans le dimensionnement des contrôleurs en raison de la difficulté pratique de sa mesure, par conséquent, la commande attractive ne peut pas compenser la non-linéarité du système sauf si le gain « k_Ω » est sélectionné élevé, cette condition peut améliorer la robustesse, mais rendre l'élimination du Chattering plus difficile ; si les fluctuations des signaux de commande ont des fortes valeurs, elles peuvent même diverger le système et déstabiliser la commande (Utkin, 77).

3.4 - Exécution de la commande hybride pour le contrôle de vitesse d'un MAS

En adoptant le même principe de commande décrit par la figure (II.1), le contrôle de la vitesse sera effectué à travers un régulateur hybride combinant le SMC avec le PIAW, les deux régulateurs seront fonctionnés simultanément avec un pourcentage d'impact diffèrent, l'information délivrée par le superviseur peut activer le SMC durant les régimes transitoires, au moment où le système proche au régime permanent, le superviseur bascule le contrôle vers le PIAW d'une manière progressive afin de maintenir la stabilité globale du contrôleur. Le développement de ce correcteur est dans le but d'avoir un contrôle optimal dans les différentes zones de fonctionnement, où il peut offrir une réponse dynamique rapide sans dépassement grâce aux propriétés du SMC, aussi bien, le phénomène de Chattering sera éliminé par l'utilisation du PIAW qui assure le contrôle des régimes permanents (Aichi, 18b ; Aichi, 20c). La figure (II.10) montre la représentation graphique de la sortie du superviseur linéaire utilisé, on peut le développer en utilisant la fonction (II.30), il convient de noter que le superviseur actuel ne nécessite pas une grande charge de calcul par rapport à d'autres types tels que ceux basés sur la logique floue (Hamzaoui, 03 ; Essounbouli, 03).

$$d = \begin{cases} 0 & \text{Si :} \quad |é_\Omega| \leq e_{min} \\ \dfrac{|é_\Omega| - e_{min}}{e_{max} - e_{min}} & \text{Si :} \quad e_{min} < |é_\Omega| \leq e_{max} \\ 1 & \text{Si :} \quad |é_\Omega| > e_{max} \end{cases} \tag{II.30}$$

Notez que « $é_\Omega$ » représente l'écart entre la valeur finale de la consigne et la vitesse mesurée, « d » est la décision du superviseur, « e_{max} » et « e_{min} » sont respectivement la valeur maximale et minimale de l'erreur de régulation « $é_\Omega$ » et qui peuvent être déterminées par plusieurs essais expérimentaux.

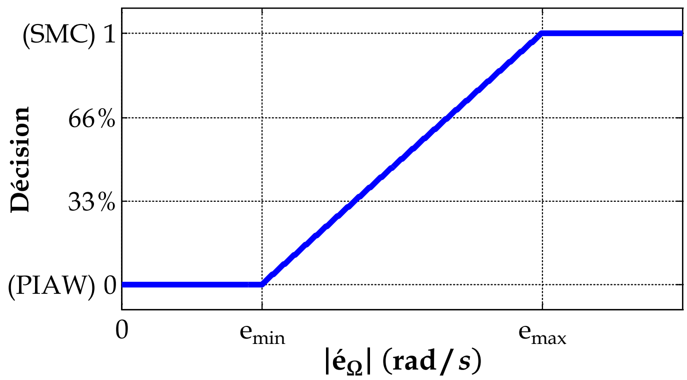


Figure II.10 : *Décision du superviseur linéaire en fonction du paramètre « $é_\Omega$ »*

L'action finale du contrôleur hybride est exprimée par l'équation (II.31), « T^*_{SMC} » est la commande délivrée par le SMC et « T^*_{PIAW} » représente la commande délivrée par le PIAW, cette commutation graduelle permet de maintenir la stabilité globale comme elle empêche le passage instantané d'un régulateur à l'autre.

$$Te^* = d \,.\, T^*_{SMC} + (1 - d) \,.\, T^*_{PIAW} \tag{II.31}$$

3.5 - Analyse de stabilité du régulateur Hybride – 1 (SMC / PIAW)

D'après le travail présenté dans (Aichi, 20c), le développement de chaque régulateur utilisé permet d'imposer les deux hypothèses suivantes :

- L'information délivrée par le superviseur a une variation limitée qui varie entre [0 1].
- Le régulateur PIAW est supposé stable tant que les pôles de la fonction de transfert en boucle fermée ont une partie réelle strictement négative, ce contrôleur génère une commande sous la forme suivante :

$$\mathrm{T}^*_{\mathrm{PIAW}} = \mathrm{k_a}.\left(\mathrm{k_p}.S + \mathrm{k_i}.\int S.dt\right) \tag{II.32}$$

La stabilité globale de la commande sera vérifiée en imposant la fonction de Lyapunov suivante :

$$\begin{gathered} \forall\left\{S \neq 0\,,\ \mathcal{C} \neq 0\right\},\ V_{h1} = \frac{1}{2}.S^2 + \frac{1}{2}.\mathcal{C}^2 > 0 \\ \mathcal{C} = \sqrt{L_h}\,.\int S.dt \end{gathered} \tag{II.33}$$

Avec « $L_h = \mathrm{k_a}.\mathrm{k_i}.(1-d)\,/\,J$ ». En négligeant la variation de la décision du superviseur, la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov peut être exprimée par (II.34) en utilisant l'équation (II.27).

$$\frac{dV_{h1}}{dt} = S.\left(\frac{d\Omega^*_{\mathrm{m}}}{dt} - \frac{1}{\mathrm{J}}.\mathrm{Te}^* + \frac{\mathrm{B}}{\mathrm{J}}.\Omega_{\mathrm{m}} + L_h.\int S.dt\right) \tag{II.34}$$

Si nous substituons les équations (II.28), (II.31) et (II.32) dans la relation (II.34), on aboutit à l'expression suivante :

$$\begin{aligned} \frac{dV_{h1}}{dt} &= S.\left[-\frac{d.\mathrm{k}_\Omega}{\mathrm{J}}.\mathcal{F}_{\mathrm{s}}(S) - \frac{(1-d)}{\mathrm{J}}.\mathrm{k_a}.\mathrm{k_p}.S + (1-d).\left(\frac{d\Omega^*_{\mathrm{m}}}{dt} + \frac{\mathrm{B}}{\mathrm{J}}.\Omega_{\mathrm{m}}\right)\right] \\ &= -\frac{(1-d)}{\mathrm{J}}.\mathrm{k_a}.\mathrm{k_p}.S^2 + \left[-\frac{d.\mathrm{k}_\Omega}{\mathrm{J}}.|S| + S.(1-d).\left(\frac{d\Omega^*_{\mathrm{m}}}{dt} + \frac{\mathrm{B}}{\mathrm{J}}.\Omega_{\mathrm{m}}\right)\right] \end{aligned} \tag{II.35}$$

Pour que la stabilité soit vérifiée, il est nécessaire de confirmer l'inégalité suivante.

$$-\frac{d.\mathrm{k}_\Omega}{\mathrm{J}}.|S| + S.(1-d).\left(\frac{d\Omega^*_{\mathrm{m}}}{dt} + \frac{\mathrm{B}}{\mathrm{J}}.\Omega_{\mathrm{m}}\right) \leq 0 \tag{II.36}$$

De là, nous pouvons conclure la condition de stabilité donnée par la relation (II.37).

$$\forall\ d \neq 0, \qquad \mathrm{k}_\Omega \geq \mathrm{Max}\left\{\left|\frac{(1-d)}{d}.\left(\mathrm{J}\frac{d\Omega^*_{\mathrm{m}}}{dt} + \mathrm{B}.\Omega_{\mathrm{m}}\right)\right|\right\} \tag{II.37}$$

Pour « $d = 0$ », on peut dire que le contrôle sera effectué par le régulateur PI Anti-Windup, donc la stabilité du système est assurée selon le théorème de placement de pôles.

Pour « $d \neq 0$ », le système est asymptotiquement stable si le gain de la commande discontinue « k_Ω » sera sélectionné relativement important.

Nous pouvons dire donc que quelle que soit la zone de fonctionnement de la machine, ce contrôleur hybride assure la convergence de la vitesse vers sa référence, et que le zéro représente un point d'équilibre pour l'erreur de régulation de la vitesse (Aichi, 20c).

3.6 - Résultats pratiques de la commande Hybride – 1 (SMC / PIAW)

L'algorithme de régulation SMC/PIAW sera implémenté dans la carte dSPACE pour valider l'aspect théorique de la commande hybride, cela permet d'examiner le contrôle par rapport au même moteur de $1kW$. La figure (II.11) illustre la conception du régulateur adopté dans la technique proposée, le procès du contrôle sera exécuté pour un pas de calcul de 175μs, les gains du régulateur hybride ainsi que les paramètres du superviseur sont mentionnés dans le tableau (II.2), le premier profil de la vitesse adopté dans la section précédente sera utilisé pour comparer les performances du présent régulateur avec le PIAW afin de déterminer ce qui a été amélioré, alors que la deuxième trajectoire sera adoptée pour étudier la qualité du contrôle dans les différentes zones de fonctionnement.

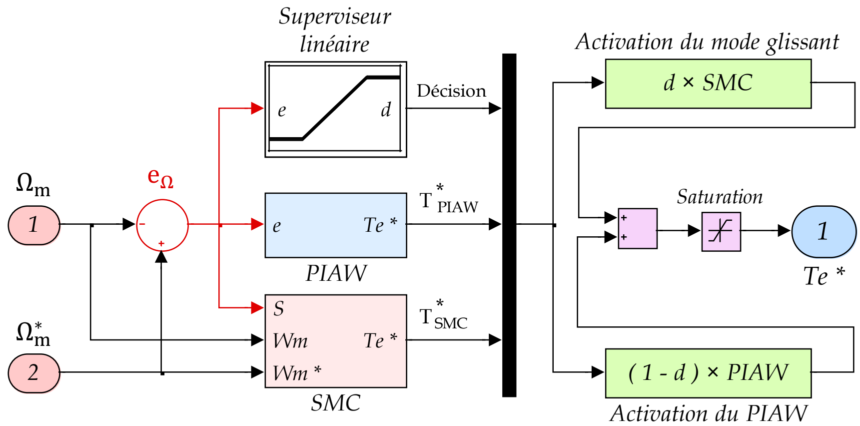


Figure II.11 : *Schéma-bloc du contrôleur hybride type-1* (Aichi, 20c)

	SMC	*PIAW*	*Superviseur type - 1*
Gains du régulateur de vitesse	$k_{SMC} = 5$	$k_p = 0.5$; $k_i = 3.0$ $k_a = 2.0$; $k_r = 2.0$	$e_{max} = 4.0$ $e_{min} = 0.9$
Gains du régulateur de courant	$k_{p\_c} = 4.0$; $k_{i\_c} = 450$		

Tableau II.2 : *Paramètres du régulateur hybride type-1 (SMC/PIAW)*

3.6.1 - Étude comparative entre le régulateur Hybride – 1 et le PIAW

La figure suivante montre une comparaison de performances entre le présent contrôleur hybride et le PIAW.

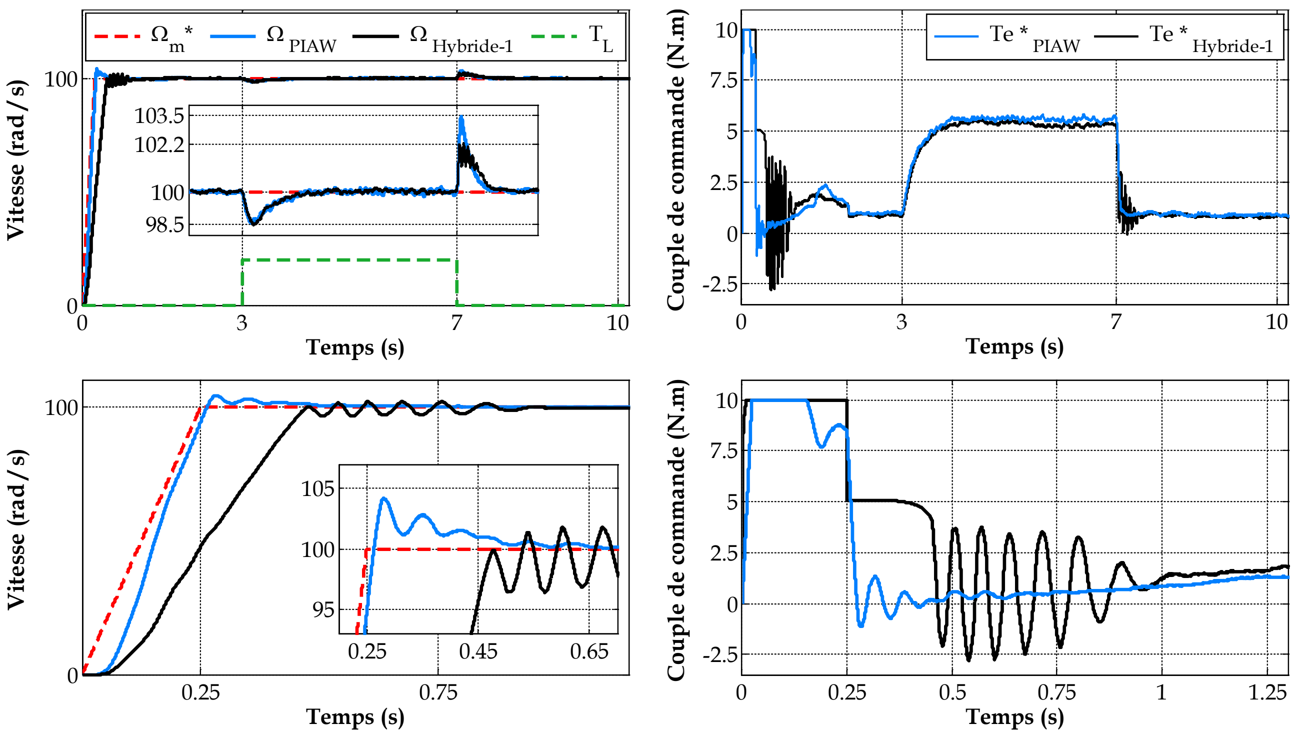


Figure II.12 : *Résultats comparatif entre le régulateur hybride type-1 et le contrôleur PIAW*

3.6.2 - Performance du contrôle basée sur le régulateur Hybride – 1 (SMC / PIAW)

Les performances du MAS pour un contrôle hybride (SMC/PIAW) sont illustrées dans les figures suivantes.

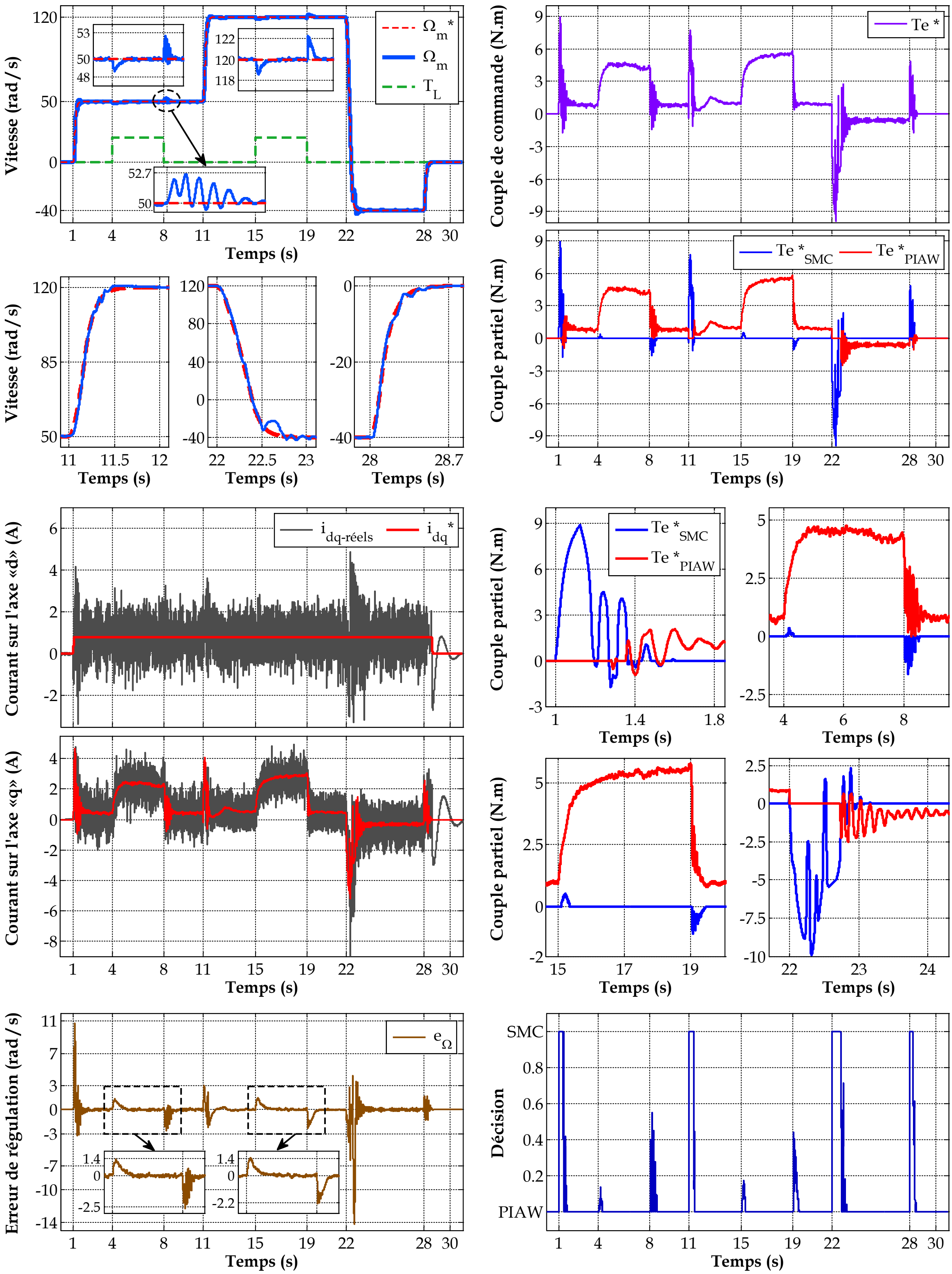


Figure II.13 : *Dynamique du moteur pour un contrôle hybride SMC-PIAW (Partie 1)*

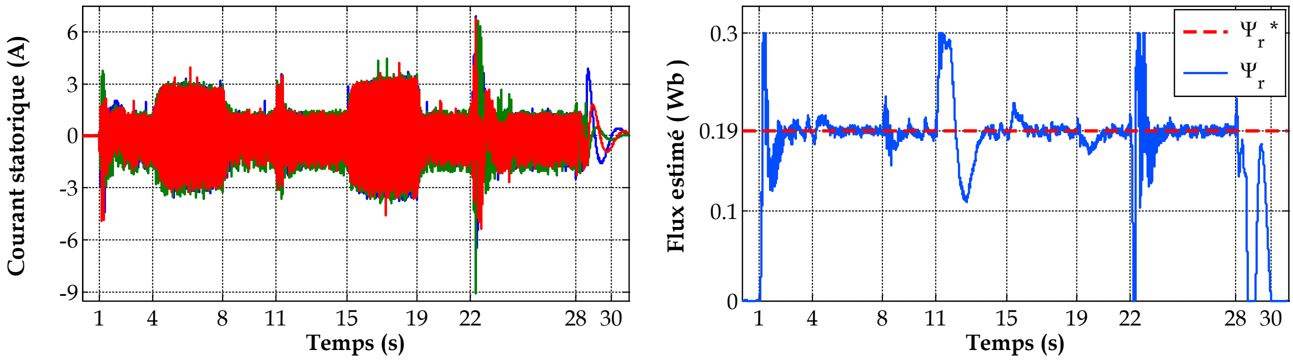


Figure II.14 : *Dynamique du moteur pour un contrôle hybride SMC-PIAW (Partie 2)*

Discussion

Les figures (II.13) et (II.14) montrent le comportement du moteur pour un contrôle basé sur la combinaison du SMC avec le PIAW, on peut dire que le superviseur utilisé a été en mesure de fournir un bon pilotage des deux contrôleurs dans les différents régimes de fonctionnement, il est clairement apparu que le démarrage se fait par le SMC, au moment où la vitesse approche de la valeur finale, le superviseur active progressivement le PIAW jusqu'au régime permanent et le SMC a été désactivé, c'est pourquoi le Chattering a été éliminé carrément du signal de commande généré par le contrôleur hybride, ce dernier a pu offrir une bonne réponse dynamique de la vitesse sans dépassement avec une stabilité très acceptable dans les régimes transitoires ainsi qu'en régimes permanents. La figure (II.12) illustre la comparaison entre le contrôleur hybride et le PIAW par rapport à un profil rapide, on constate une certaine amélioration en ce qui concerne le rejet de perturbation, par contre, on peut noter un retard dans la réponse de la vitesse avec quelques vibrations qui se présentent avant la stabilisation finale, ce comportement est principalement dû au SMC qui assure la régulation avec une dynamique rapide, cette dynamique peut être observée même dans le signal de commande « Te^* » de la figure (II.13), à ce fait, l'utilisation du mode glissant d'ordre supérieur est considérée comme une solution impeccable permettant d'améliorer la théorie de la commande hybride basée sur l'approche du mode glissant.

4 - Commande hybride ST-SMC / PI optimisé par un Anti-Windup global

L'incorporation du SMC dans la commande vectorielle assure la bonne poursuite de la consigne de la vitesse avec une grande précision quel que soit le niveau des incertitudes et des perturbations, cette efficacité est due à la nature discontinue de la partie attractive du SMC qui force la dynamique du moteur à se conformer avec celle définie par la fonction de glissement, cependant, l'application de ce contrôle en temps réel ne correspond pas à une dynamique qui glisse parfaitement sur la surface de commutation, de plus, elle provoque ce qui est connu par le Chattering, sa présence dans les signaux de commande dégrade la stabilité du régulateur et augmente sa sensibilité aux différentes perturbations. L'utilisation du mode glissant d'ordre supérieur présente une méthode performante pour faire face à ce problème (Emelyanov, 86 ; Bartolini, 98), il est développé pour pallier le phénomène de Chattering tout en gardant les propriétés de convergence en temps fini et la robustesse du mode glissant classique. Il existe plusieurs algorithmes réalisant cette approche, on peut trouver le SMC sous-optimal (Bartolini, 96), le SMC terminal (Wu, 98), entre autres, mais les plus utilisés dans la littérature sont les algorithmes de Twisting et du Super Twisting (Levant, 93 ; Fridman, 02).

Le concept de la commande hybride a été introduit afin d'éliminer le phénomène de Chattering tout en maintenant les avantages du mode glissant, dans la partie précédente, le SMC a été fusionné avec le PIAW dans l'espoir d'élaborer un contrôle optimal, le Chattering a été significativement atténué avec une dynamique acceptable de la vitesse et du courant, en revanche, cette performance n'a pas été aussi satisfaisante comme prévu au regard de la complexité de l'algorithme ainsi que par rapport aux performances obtenues par l'utilisation du PIAW seul. Pour cela, une deuxième structure de la commande hybride sera proposée par l'utilisation de l'approche du mode glissant d'ordre élevé, le nouveau régulateur hybride comporte quatre parties : un contrôleur du type Super-Twisting mode glissant (ST-SMC) pour le contrôle des régimes transitoires, un simple régulateur proportionnel-intégral de la ***Section 2.2.1.1*** pour contrôler le régime permanent, un superviseur avancé à deux dimensions assure l'alternance des deux régulateurs, et un mécanisme d'Anti-Windup permet de maitriser les actions intégrales des deux correcteurs, la stabilité asymptotique sera assurée par la théorie de Lyapunov, alors que les performances du contrôle seront analysées et discutées sur la base des résultats expérimentaux qui seront obtenus.

4.1 - Algorithme de Super-Twisting modifié utilisé pour le contrôle de la vitesse

L'algorithme de ST est une approche très populaire est bien documentée dont ses principes de base sont introduits dans les références suivantes : (Levant, 93 ; Levant, 98 ; Levant, 99 ; Fridman, 02 ; Rivera, 11). Le contrôleur hybride type-2 adoptera le même principe du type-1, la modification se fera au niveau du SMC en optimisant la partie attractive, la loi de commande générée par le ST-SMC est exprimée par l'équation (II.38), cette forme a été inspirée sur la base d'un choix judicieux qui pourrait garantir la stabilité de Lyapunov.

$$\begin{aligned} \mathrm{T}^*_{\mathrm{ST-SMC}} &= \mathrm{T_a} + \mathrm{T_i} + \mathrm{T_{eq}} \\ \mathrm{T_a} &= \mathrm{k_{ST}} \,.\, \mathcal{ST} . \mathcal{F}_{\mathrm{s}}(\mathcal{S}) \\ \mathrm{T_i} &= \mathrm{k_{i-ST}} \,.\, \int (\mathcal{w} . \mathcal{S}) . dt \\ \mathrm{T_{eq}} &= \mathrm{J} . \frac{d\Omega^*_{\mathrm{m}}}{dt} + \mathrm{B} \,.\, \Omega_{\mathrm{m}} \end{aligned} \tag{II.38}$$

« $\mathrm{T_a}$ », « $\mathrm{T_i}$ » et « $\mathrm{T_{eq}}$ » sont respectivement la commande attractive, intégrale et équivalente du ST-SMC. « $\mathrm{k_{ST}}$ » et « $\mathrm{k_{i-ST}}$ » sont des gains de design caractérisant les actions attractive et intégrale, « $\mathcal{w}$ » est un état logique qui détermine le fonctionnement de l'intégrateur, son détail est présenté dans la ***Section 4.3***, « $\mathcal{S}$ » est la surface de glissement, « $\mathcal{F}_{\mathrm{s}}(\mathcal{S})$ » indique la fonction 'Smooth' décrite dans la ***Section 3.2***. « $\mathcal{ST}$ » est une action relative à la valeur de « $\mathcal{S}$ », elle représente une fonction purement positive assurant l'atténuation du phénomène de Chattering sans l'affectation de la robustesse du contrôle, elle peut être développée par (II.39).

$$\mathcal{ST} = \begin{cases} \sqrt{|\mathcal{S}|} & \mathrm{Si:}\ \ |\mathcal{S}| < 1 \\ 1 & \mathrm{Si:}\ \ |\mathcal{S}| \geq 1 \end{cases} \ ; \quad \forall\ \mathrm{Max}\left\{\mathcal{ST}\right\} = 1 \tag{II.39}$$

On peut considérer cette action comme un activateur de la commande attractive étant donné que sa valeur est inférieure ou égale à « 1 » ; dans le cas où le système est loin de la surface de glissement, le ST-SMC se comporte comme un SMC classique avec une action intégrale, ce qui permet de conserver les propriétés de convergence, dans le cas contraire relatif aux faibles erreurs de régulation (inférieure à 1 rad/s), l'action « $\mathcal{ST}$ » s'active afin d'affaiblir la commande « $\mathrm{T_a}$ » dans le régime permanent, sachant que : « $\forall\ |\mathcal{S}| < 1\ ,\ \sqrt{|\mathcal{S}|} < 1$ », cela permet de réduire la commutation de la partie discontinue autour du point d'équilibre et éliminer le phénomène de Chattering. D'un autre côté, la limitation de cette action à la valeur de « 1 » sera appliquée pour réduire les paramètres agissant sur le contrôle final, ce dernier sera principalement dépendu des gains « $\mathrm{k_{ST}}$ » et « $\mathrm{k_{i-ST}}$ », cela peut simplifier significativement l'implémentation de ce contrôle en temps réel.

4.2 - Mise en œuvre de la commande Hybride – 2 (ST-SMC / PI)

La mise en œuvre de la commande Hybride-2 ne se diffère pas à celle de la commande Hybride-1, le régulateur PI est préférable pour contrôler l'état d'équilibre du système grâce à la haute qualité du signal de commande délivré, de plus, le 'Switching Control' permet d'éliminer tous ses inconvénients par le passage vers le ST-SMC dans les régimes transitoires. Un nouveau superviseur sera élaboré afin d'assurer l'alternance optimale des deux régulateurs, ce dernier a l'avantage par rapport au type précédent d'utiliser la variation de l'erreur de régulation pour améliorer la sensibilité du contrôle aux variations de la vitesse, ce qui augmente la précision de la sélection du mode de fonctionnement. En basant sur le même paramètre auxiliaire de l'erreur de régulation « $\acute{\mathrm{e}}_{\Omega}$ » utilisé dans la ***Section 3.4***, le superviseur actuel adoptera l'information « $\acute{\mathrm{e}}_{\Omega}$ » et sa variation « $\Delta\acute{\mathrm{e}}_{\Omega}$ » pour générer une décision « d_2 » appropriée au mode de fonctionnement, dont l'état « 0 » pour le ST-SMC et « 1 » pour le PI. La relation (II.40) définit l'équation mathématique de la décision générée par ce superviseur, sa représentation graphique dans le plan ($\acute{e}_\Omega$, $\Delta\acute{e}_\Omega$) est montrée dans la figure (II.15).

$$\forall\left\{\gamma_1 = \frac{(\,|\acute{e}_\Omega| - \mathrm{e_{min}}\,)^2}{(\,\mathrm{e_{max}} - \mathrm{e_{min}}\,)^2}\ ;\ \gamma_2 = \frac{(\,|\Delta\acute{e}_\Omega| - \Delta\mathrm{e_{min}}\,)^2}{(\,\Delta\mathrm{e_{max}} - \Delta\mathrm{e_{min}}\,)^2}\right\},\quad d_2 = \left(e^{-\frac{\gamma_1}{0.15}}\right).\left(e^{-\frac{\gamma_2}{0.15}}\right) \qquad \text{(II.40)}$$

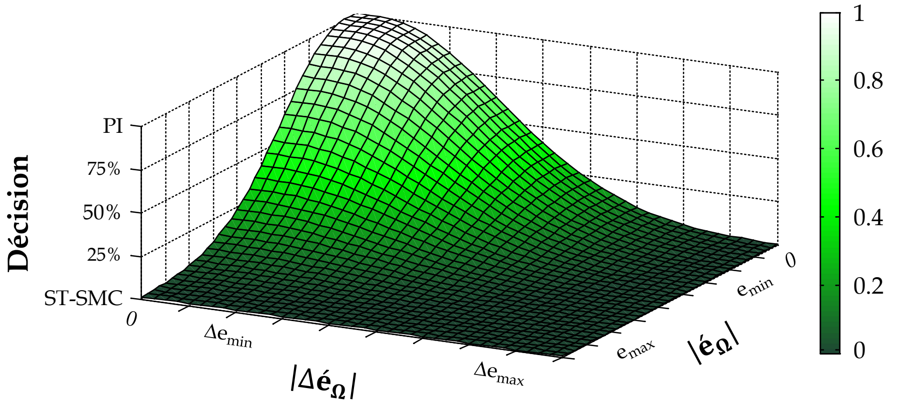


Figure II.15 : *Représentation graphique de la décision du superviseur type-2*

Le présent superviseur peut être défini comme une intersection entre deux fonctions gaussiennes, chacune est caractérisée par des paramètres dépond de l'erreur « $\acute{e}_\Omega$ » et de sa dynamique, « $\mathrm{e_{max}}$ » et « $\mathrm{e_{min}}$ » sont respectivement les valeurs maximale et minimale du paramètre « $\acute{e}_\Omega$ », « $\Delta\mathrm{e_{max}}$ » et « $\Delta\mathrm{e_{min}}$ » sont la valeur maximale et minimale relative à la variation de l'erreur « $\Delta\acute{e}_\Omega$ », il convient de noter qu'il est préférable dans la pratique d'éviter l'utilisation de la dérivé temporelle « d/dt » en raison de sa sensibilité aux signaux échantillonnés, il est recommandé d'utiliser l'équation (II.41) pour définir le paramètre « $\Delta\acute{e}_\Omega$ ».

$$\begin{aligned} &\forall\, t < n\,.T_e\ ,\ \ \Delta\acute{e}_\Omega(t) = \acute{e}_\Omega(t) \\ &\forall\, t > n\,.T_e\ ,\ \ \Delta\acute{e}_\Omega(t) = \acute{e}_\Omega(t) - \acute{e}_\Omega(\,t - n\,.T_e\,) \end{aligned} \qquad \text{(II.41)}$$

« T_e » est le pas d'échantillonnage utilisé dans l'algorithme du contrôle, « $\acute{e}_\Omega(\,t - n\,.T_e\,)$ » représente l'information retardée de « $\acute{e}_\Omega$ » par « $n\,.T_e$ » second dont sa condition initiale est égale zéro. La loi de commande se génère selon d'expression (II.42) décrivant le 'Switching Control', elle dépendra directement de la décision « d_2 » à travers laquelle chaque régulateur sera activé par un pourcentage bien déterminé.

$$\mathrm{Te}^* = d_2\,.\,\mathrm{T}^*_{\mathrm{PI}} + \left(1 - d_2\right).\,\mathrm{T}^*_{\mathrm{ST-SMC}} \qquad \text{(II.42)}$$

4.3 - Mécanisme global d'Anti-Windup

La présence de plusieurs blocs d'intégration dans un tel système de contrôle provoque d'une manière ou d'une autre l'apparition des dynamiques indésirables dans les variables à contrôler, risquant même de dégrader l'efficacité des actionneurs. Afin de perfectionner la structure du régulateur Hybride-2, nous l'avons équipé par un mécanisme Anti-Windup général qui sera capable de maitriser simultanément les deux actions intégrales des régulateurs partiels, cette optimisation sera réalisée selon l'algorithme suivant :

$$\left[\begin{array}{lll} \mathrm{T_M} = f\big(\mathrm{Te}^*(t)\big) & ; & \%\ \textit{Valeur saturée de } Te^* \textit{ adoptée dans le mécanisme d'Anti} - \textit{Windup.} \\ x\ = |\,\mathrm{Te}' - \mathrm{T_M}\,| & ; & \%\ Te'\textit{ : Commande générée par le régulateur hybride.} \\ si\ (\,x \neq 0\,)\ \ ;\ \ y = 1 & ; & \\ \quad si\ non\ \ ;\ \ y = 0 & ; & \%\ \textit{Condition d'activation de l'Anti} - \textit{Windup.} \\ w\ = 1 - y & ; & \%\ \textit{État de fonctionnement des intégrateurs sachant que } w \in [0{,}1]. \end{array}\right.$$

Au lieu d'intégrer directement l'erreur de régulation, les intégrateurs auront l'information « $w.S$ » comme entrée, ainsi, l'action intégrale sera limitée dans le cas de saturation du signal généré. La figure (II.16) illustre l'installation de ce mécanisme dans la structure du régulateur Hybride-2.

4.4 - Analyse de stabilité du contrôleur Hybride – 2 (ST-SMC / PI)

Sur la base du même principe d'analyse décrit dans (Aichi, 20c), nous considérons les concepts suivants :

- La décision générée par le superviseur gaussien ainsi que l'action « $\mathcal{ST}$ » définie par l'équation (II.39) présentent des valeurs bornées et positives qui appartiennent à l'intervalle [0 1].
- Selon la méthode du placement de pôles, le régulateur PI est stable car les pôles de la fonction de transfert de régulation en boucle fermée ont une partie réelle strictement négative, le signal de commande délivré par ce correcteur peut s'exprimer par l'équation suivante :

$$\mathrm{T}^*_{\mathrm{PI}} = \mathrm{k_p}\,.\mathcal{S} + \mathrm{k_i}\,.\int(\mathcal{w}.\mathcal{S}).dt \tag{II.43}$$

La stabilité asymptotique sera étudiée en imposant la fonction candidate de Lyapunov comme suit :

$$\forall\left\{\mathcal{S} \neq 0\,,\ \mathcal{H} = \sqrt{L_i}\,.\int(\mathcal{w}.\mathcal{S}).dt\right\},\ \ V_{h2} = \frac{1}{2}.\mathcal{S}^2 + \frac{1}{2}.\mathcal{H}^2 > 0 \tag{II.44}$$

La dérivée temporelle de « $\mathcal{w}$ » sera négligée car sa variation est très rapide par rapport à la variation du paramètre de commande « $\mathcal{S}$ », si on impose « $L_i = \mathrm{k_{i-ST}}/(J.\mathcal{w})$ », la dérivée de la fonction de Lyapunov (II.44) par rapport au temps sera exprimée par la relation (II.45) en utilisant l'équation (II.27).

$$\frac{dV_{h2}}{dt} = \mathcal{S}.\frac{d\mathcal{S}}{dt} + \mathcal{H}.\frac{d\mathcal{H}}{dt} = \mathcal{S}.\left(\frac{d\Omega^*_{\mathrm{m}}}{dt} - \frac{1}{\mathrm{J}}.\mathrm{Te}^* + \frac{\mathrm{B}}{\mathrm{J}}.\Omega_{\mathrm{m}} + \frac{\mathrm{k_{i-ST}}}{\mathrm{J}}.\int(\mathcal{w}.\mathcal{S}).dt\right) \tag{II.45}$$

En substituant les équations (II.38), (II.42) et (II.43) dans l'équation (II.45), on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{dV_{h2}}{dt} &= \mathcal{S}.\left[-\frac{d_2}{\mathrm{J}}.\mathrm{k_p}\,.\mathcal{S} - \frac{(1-d_2)}{\mathrm{J}}.\mathrm{k_{ST}}\,.\mathcal{ST}.\mathcal{F}_{\mathrm{s}}(\mathcal{S}) \right.\\ &\qquad \left. + d_2\,.\left(\frac{d\Omega^*_{\mathrm{m}}}{dt} + \frac{\mathrm{B}\,.\Omega_{\mathrm{m}}}{\mathrm{J}}\right) + \left(\frac{d_2}{\mathrm{J}}.\left(\mathrm{k_{i-ST}} - \mathrm{k_i}\right)\right).\int(\mathcal{w}.\mathcal{S}).dt\right] \\ &= -\frac{d_2}{\mathrm{J}}.\mathrm{k_p}\,.\mathcal{S}^2 + \left[-\frac{(1-d_2)}{\mathrm{J}}.\mathrm{k_{ST}}\,.\mathcal{ST}.|\mathcal{S}| + \mathcal{S}\,.d_2\,.\left(\frac{d\Omega^*_{\mathrm{m}}}{dt} + \frac{\mathrm{B}\,.\Omega_{\mathrm{m}}}{\mathrm{J}}\right)\right] \\ &\qquad + \mathcal{S}.\left(\frac{d_2}{\mathrm{J}}.\left(\mathrm{k_{i-ST}} - \mathrm{k_i}\right)\right).\int(\mathcal{w}.\mathcal{S}).dt \end{aligned} \tag{II.46}$$

Une des conditions indispensables qui contribue à la vérification de la stabilité asymptotique a été définie expérimentalement et analytiquement, cette condition consiste à fixer les deux gains des actions intégrales des deux correcteurs partiels à la même valeur « $\mathrm{k_{i-ST}} = \mathrm{k_i}$ » afin d'aboutir à l'inégalité suivante :

$$-\frac{(1-d_2)}{\mathrm{J}}\,.\mathrm{k_{ST}}\,.\mathcal{ST}.|\mathcal{S}| + \mathcal{S}\,.d_2\,.\left(\frac{d\Omega^*_{\mathrm{m}}}{dt} + \frac{\mathrm{B}\,.\Omega_{\mathrm{m}}}{\mathrm{J}}\right) \leq 0 \tag{II.47}$$

Sachant que « $\mathrm{k_p} > 0$ », nous pouvons donc conclure la condition finale de stabilité donnée par (II.48).

$$\forall\left(d_2 \neq 1\,,\,\mathcal{S} \neq 0\right), \qquad \mathrm{k_{ST}} \geq \mathrm{Max}\left\{\left|\frac{1}{\mathcal{ST}}.\frac{d_2}{(1-d_2)}.\left(\mathrm{J}.\frac{d\Omega^*_{\mathrm{m}}}{dt} + \mathrm{B}\,.\Omega_{\mathrm{m}}\right)\right|\right\} \tag{II.48}$$

Si « $d_2 = 1$ », la stabilité du système sera assurée par le critère de placement de pôles, dans le cas contraire, deux conditions essentielles doivent être respectées : la première est de sélectionner les deux actions intégrales avec la même valeur « $\mathrm{k_{i-ST}} = \mathrm{k_i}$ », et la deuxième se base sur le choix du gain « $\mathrm{k_{ST}}$ » positive avec une valeur élevée, nous pouvons ensuite conclure que le zéro représente un point d'équilibre pour la variable « $\mathcal{S}$ ».

4.5 - Résultats expérimentaux du contrôle Hybride – 2 (ST-SMC / PI)

La configuration proposée du présent régulateur hybride a été validée expérimentalement afin d'évaluer ses performances par rapport au premier régulateur hybride d'un côté, et d'un autre côté pour vérifier l'efficacité du contrôle en temps réel, l'algorithme du contrôle montré dans la figure (II.16) a été implémenté dans la carte dSPACE par un pas de calcul de 205μs, tous les coefficients des régulateurs partiels et du superviseur sont présentés dans le tableau (II.3), on doit noter que ces paramètres ont été obtenu par une série de tests intensifs afin d'aboutir à la configuration optimale.

	ST - SMC	***PI***	***Superviseur type - 2***
Gains du régulateur de vitesse	$k_{ST} = 6.0$ $k_{i-ST} = 7.0$	$k_p = 1.4$ $k_i = 7.0$	$e_{max} = 4.0$; $\Delta e_{max} = 0.5$ $e_{min} = 0.6$; $\Delta e_{min} = 0.3$; $m = 50$

Tableau II.3 : *Paramètres du régulateur hybride type-2 (ST-SMC / PI)*

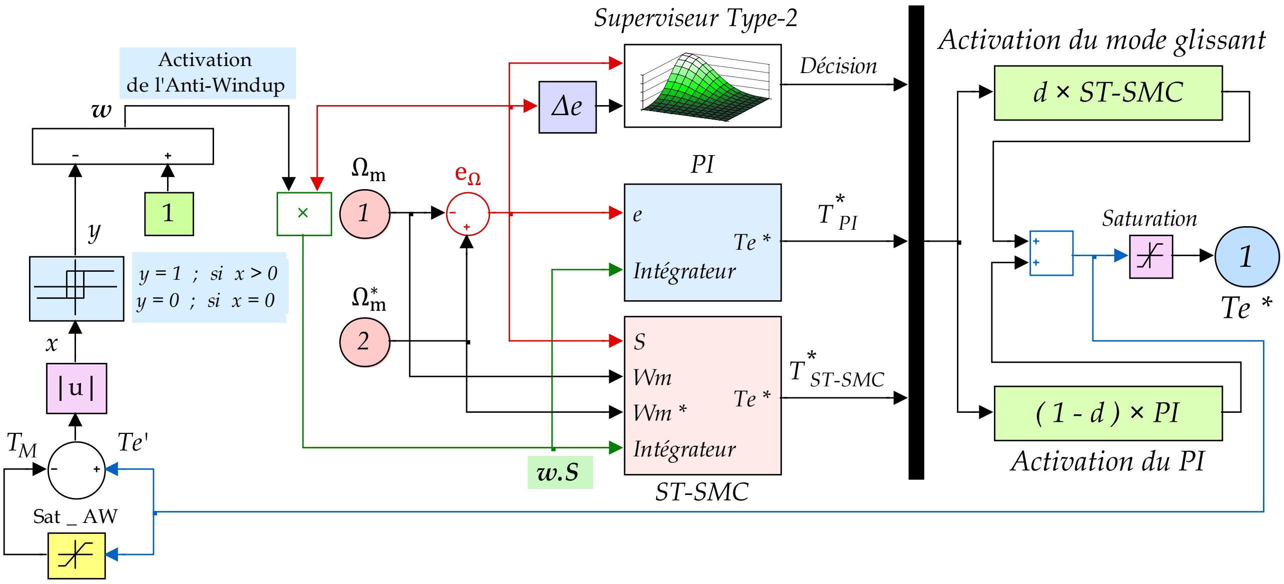


Figure II.16 : *Schéma-bloc du contrôleur hybride optimisé (Type-2)*

4.5.1 - Amélioration du correcteur Hybride – 2 par rapport au ST-SMC

La figure (II.17) montre l'avantage d'utiliser le contrôle hybride type-2 par rapport au régulateur ST-SMC.

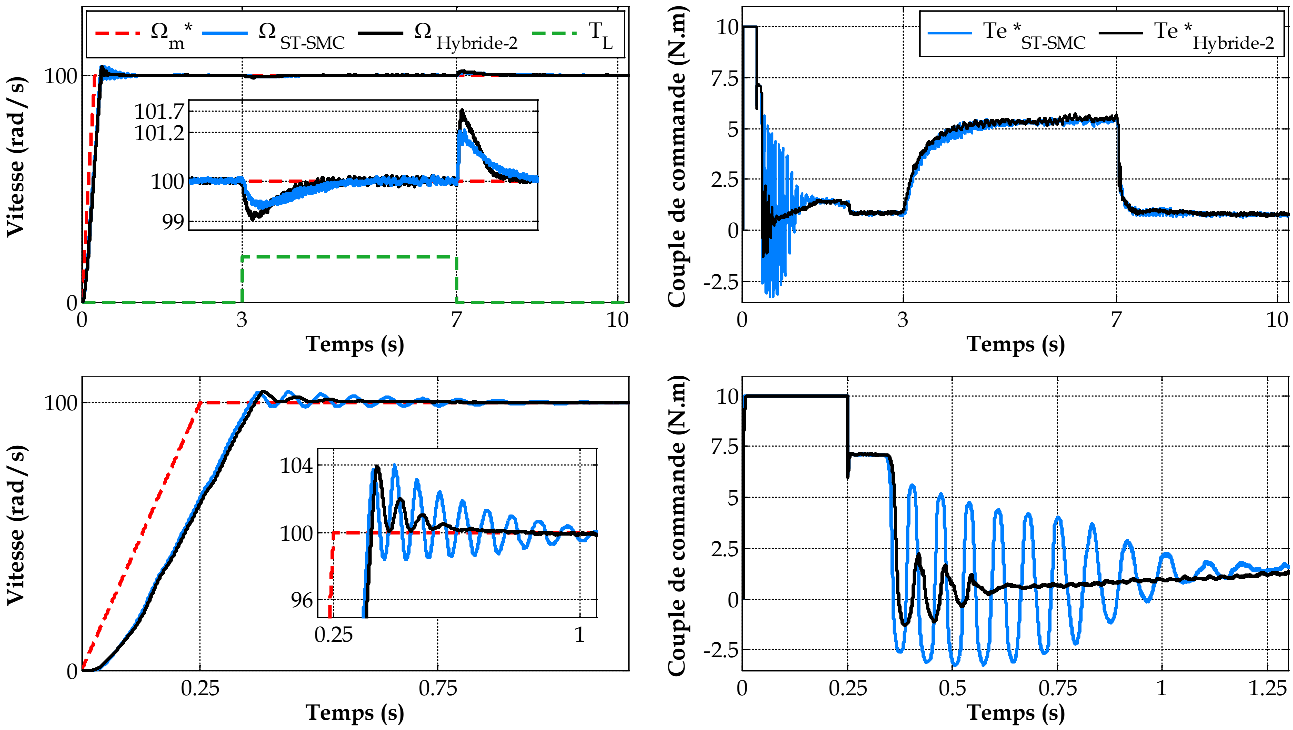


Figure II.17 : *Réponses dynamiques des contrôleurs Hybride-2 et ST-SMC pour un profil de vitesse rapide*

4.5.2 - Performance du contrôle basé sur la structure hybride ST-SMC / PI

Les performances du MAS pour un contrôle hybride type-2 sont illustrées dans les figures (II.18) et (II.19).

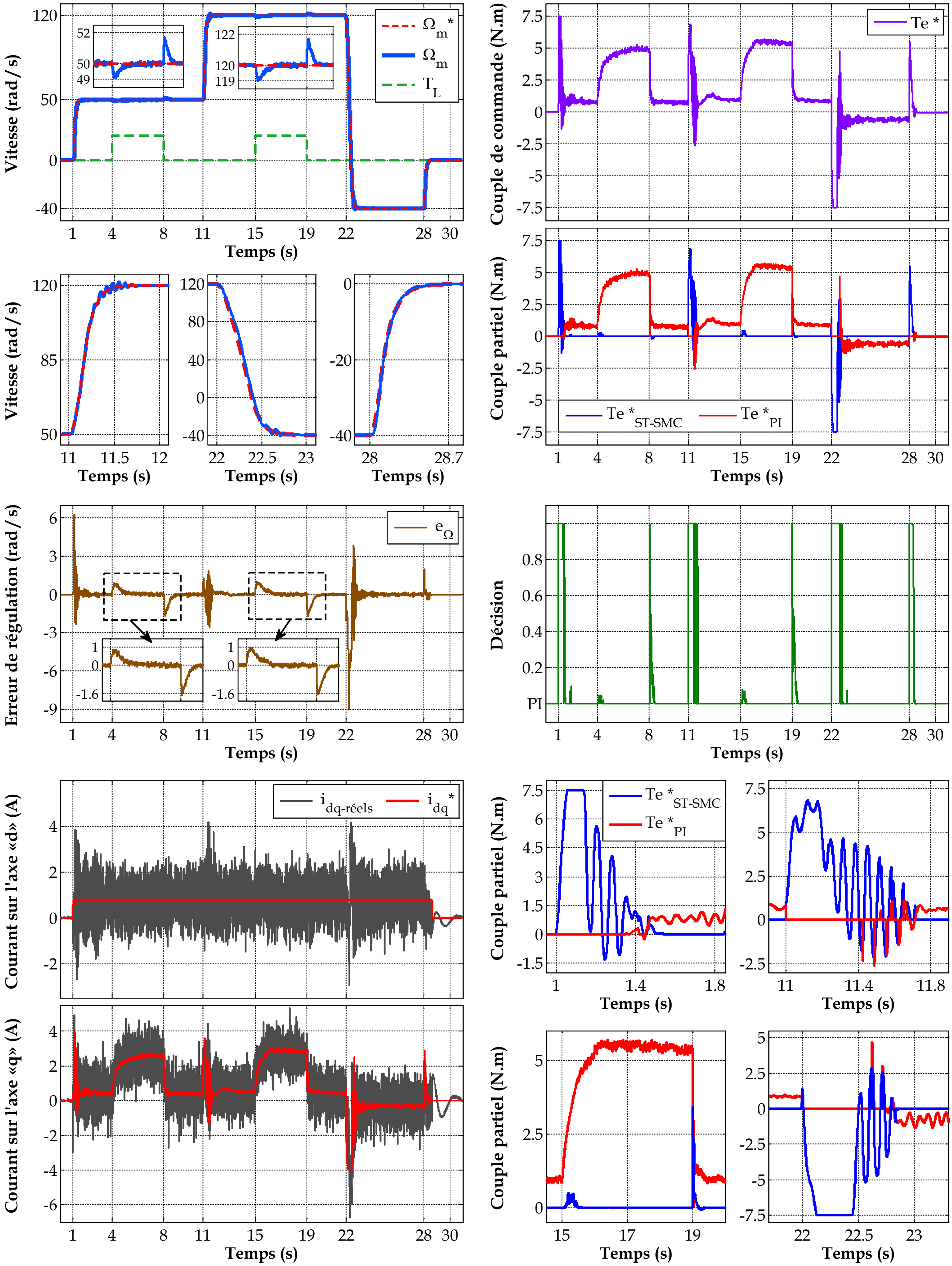


***Figure II.18 :** Performances du moteur pour un contrôle hybride ST-SMC/PI (Partie 1)*

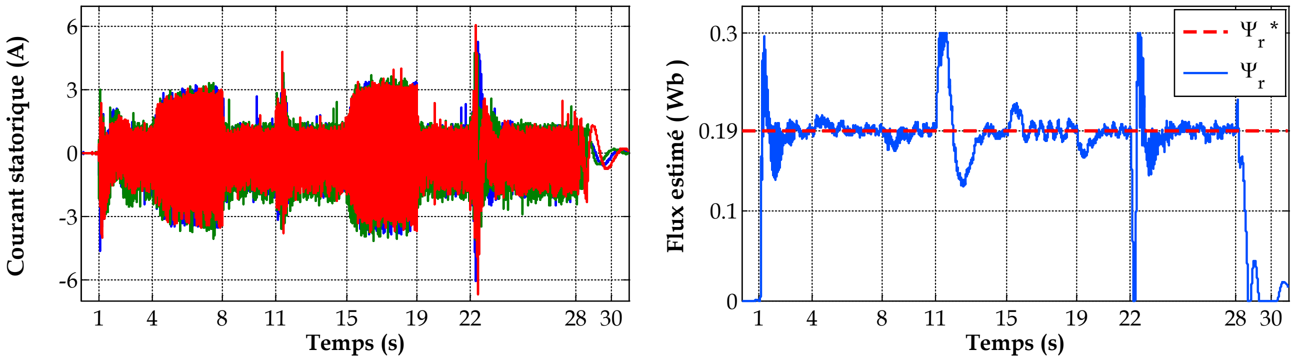


Figure II.19 : *Performances du moteur pour un contrôle hybride ST-SMC/PI (Partie 2)*

Discussion

Le but principal de la commande Hybride-2 est d'optimiser le niveau du contrôle de la machine asynchrone par rapport à la qualité de poursuite ainsi que la puissance de rejet des perturbations, les figures (II.18) et (II.19) représentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques du moteur durant toute la période de fonctionnement, on peut constater l'amélioration remarquable du contrôle de la vitesse en termes de rapidité, de stabilité et de robustesse devant les couples de charge appliqués. Il convient de noter que le couple de référence ne contient pas du Chattering dans les régimes permanents, en revanche, de légères oscillations peuvent être observées pendant les régimes transitoires, ce comportement est probablement dû au principe attractif du ST-SMC d'une part, et d'autre part au superviseur qui pourrait alterner les deux régulateurs par une fréquence relativement élevée avant la stabilisation finale, cette dynamique est acceptable en raison de sa courte durée, où elle n'a eu aucun effet sur la réponse du courant ou de la vitesse. Il est également à noter que le superviseur actuel a été en mesure de fournir une meilleure décision par rapport au superviseur linéaire, notamment en matière de détection des perturbations extérieures, cette amélioration se reflète dans l'erreur statique de la vitesse au moment de l'application d'une charge, qui est caractérisée par un écart de $1.6\ \mathrm{rad}/s$ dans les différentes zones d'opération, cela peut justifier l'amélioration de la présente approche en matière de robustesse. Concernant les autres variables fondamentales, les deux composantes du courant ainsi que le flux rotorique restent symétries avec leurs valeurs de référence d'une manière très acceptable, cette régulation est la raison principale pour laquelle les courants triphasés ne dépassaient pas les valeurs maximales admissibles.

La figure (II.17) illustre l'inconvénient d'utiliser le ST-SMC seul, cette figure montre l'avantage du régulateur Hybride-2 par rapport au ST-SMC qui entraîne de fortes vibrations de vitesse au début du régime permanent, nous pouvons également déduire de cette figure, la différence entre les performances des deux contrôleurs hybrides, dont le deuxième porte une amélioration remarquable par rapport à la rapidité de convergence et la sensibilité aux charges appliquées. Un deuxième facteur que nous n'avons pas pu exprimer graphiquement est le facteur de bruit, sur la base de plusieurs essais expérimentaux, nous avons remarqué que durant les régimes transitoires, le contrôleur Hybride-2 entraîne moins de bruit par rapport au premier, alors que notre analyse revient au fait que ce résultat est dû à l'efficacité du ST-SMC par rapport à la version classique du SMC. Il existe un autre facteur important qui est le courant maximal atteint dans les régimes transitoires, dans le cas de l'inversement de sens de rotation, le régulateur Hybride-1 provoque une intensité de $9A$, tandis que le courant de l'Hybride-2 a accusé une baisse de 33% $(6A)$. Tous ces facteurs indiquant que le second contrôle est le plus performant, d'un autre côté, le niveau de complexité des algorithmes présente un critère important pour déterminer le choix des contrôleurs, la structure du régulateur Hybride-2 se compose de deux régulateurs plus un superviseur non linéaire, ceci rend impossible l'implémentation de son algorithme avec un temps de calcul inférieur à $205\mu s$, ce pas d'échantillonnage pourrait doubler dans le cas d'intégration d'autres programmes d'observation ou d'estimation des paramètres, au point de risquer d'avoir une mauvaise exécution du contrôle global. Dans cette tendance, il est nécessaire d'élaborer un contrôle plus simple avec les mêmes performances, en s'éloignant du principe des commandes hybrides et des théories du mode glissant et en adoptant d'autres techniques non linéaires capables de perfectionner le contrôle dans de nombreux aspects.

5 - Commande Backstepping avec action intégrale à gains variables

Dans le cas d'un système d'ordre élevé présentant des non-linéarités essentielles qui ne peuvent pas être négligées, la conception d'un contrôleur qui garantit les performances requises, peut souvent s'avérer une tâche compliquée et très difficile à réaliser, il est nécessaire donc d'utiliser des techniques avancées capables de faire face à de tels problèmes. On peut distinguer deux approches pouvant aborder ce type de systèmes : la première vise à linéariser le système à contrôler afin d'utiliser les méthodes linéaires, cette linéarisation sera réalisée par le moyen des approximations ou des transformations géométriques dans l'espace de phases, l'inconvénient de ces méthodes réside dans l'incapacité d'aboutir à un système parfaitement linéarisé, ce qui affectera le choix de la commande finale. La seconde approche se repose sur la conception d'une loi de commande par une fonction de Lyapunov, la détermination de la fonction appropriée pour ces types de systèmes représente une tache très complexe, la commande Backstepping est une méthode de synthèse systématique destinée à la classe des systèmes non linéaires ayant une forme triangulaire (Kanellakopoulos, 91 ; Krstić, 95), elle consiste à fragmenter un système multivariable généralement d'ordre élevé en un ensemble de sous-systèmes imbriqués du premier ordre, qui sont mis en cascade afin d'établir des relations causales successives, le calcul de la loi de commande s'effectue récursivement en partant de l'intérieur de la boucle en basant sur la deuxième méthode de Lyapunov, pour chaque sous-système, une commande virtuelle sera calculée pour assurer la convergence des sous-systèmes vers ces états d'équilibre, chaque commande générée sera considérée comme référence pour le sous-système suivant jusqu'à l'obtention de la loi de commande finale pour le système complet. Les références suivantes : (Krstić, 95 ; Benaskeur, 00) sont recommandées à consulter pour plus de détails sur le contrôle des systèmes non linéaires.

Selon plusieurs expériences menées sur l'application de cette technique sur divers systèmes non linéaires, la version classique du Backstepping ne peut pas garantir des résultats satisfaisants en cas de présence des non-linéarités incertains ou un fonctionnement sous des perturbations extérieures inconnues (Krstić, 95 ; Benaskeur, 00 ; Mehazzem, 17), cette modeste performance est due à la loi de commande qui se repose essentiellement sur une action proportionnelle, cela entraîne l'apparition d'une erreur statique avec une valeur relative aux non-linéarités non compensées. Pour y remédier, on renforce les différentes étapes de conception des lois de commande par des actions intégrales, cette modification permet d'améliorer significativement la qualité du contrôle et augmente sa robustesse devant les perturbations extérieures.

5.1 - Conception de la commande Backstepping avec action intégrale

Considérons le système non linéaire (II.49), qui peut être représenté par une forme triangulaire telle que :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + g_1(x_1).x_2 \\ \dot{x}_2 &= f_1(x_1, x_2) + g_2(x_1, x_2).x_3 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_1(x_1, x_2, \dots, x_n) + g_n(x_1, x_2, \dots, x_n).u \end{aligned} \tag{II.49}$$

« $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \Re^n$ » est le vecteur des variables d'états, « $f_1, f_2, \dots, f_n$ » et « $g_1, g_2, \dots, g_n$ » sont des fonctions non linéaires supposées connues et uniformément bornées et « $u \in \Re^p$ » est le vecteur de la commande finale. Si le système est d'ordre « n », la conception du contrôle sera effectuée en « n » étapes.

1ère étape : en commençant par la première équation du système (II.49), la variable « x_2 » sera considérée comme une commande virtuelle du premier sous-système et comme référence pour le deuxième sous-système, nous définissons la variable auxiliaire de commande par (II.50), sachant que « x_1^* » représente la valeur de référence de « x_1 » et « L_1 » est un gain positif relatif à l'action intégrale du contrôle.

$$\begin{aligned} \mathcal{Z}_1 &= e_1 + L_1.\int e_1.dt \\ e_1 &= x_1^* - x_1 \end{aligned} \tag{II.50}$$

La dérivée temporelle de la variable de commande « $\mathcal{Z}$ » s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{\mathcal{Z}}_1 &= \dot{e}_1 + L_1 . e_1 \\ &= \dot{x}_1^* - \dot{x}_1 + L_1 . e_1\end{aligned} \tag{II.51}$$

On remplace « $\dot{x}_1$ » par sa fonction algébrique donnée dans (II.49) pour obtient :

$$\dot{\mathcal{Z}}_1 = \dot{x}_1^* - f_1(x_1) - g_1(x_1). x_2 + L_1 . e_1 \tag{II.52}$$

La commande virtuelle sera déterminée en utilisant la fonction de Lyapunov exprimée par (II.53), cette forme simple est souvent un bon choix pour un tel système scalaire (Gille, 88).

$$\forall\, \mathcal{Z} \neq 0\,, \qquad V_1 = \frac{1}{2}.\mathcal{Z}_1^2 > 0 \tag{II.53}$$

La stabilité asymptotique peut être assurée en rendant la dérivée de (II.53) semi-négative.

$$\dot{V}_1 = \mathcal{Z}.\left(\dot{x}_1^* - f_1(x_1) - g_1(x_1). x_2^* + L_1 . e_1\right) \leq 0 \tag{II.54}$$

Par un choix judicieux, la commande virtuelle « x_2^* » qui stabilise le premier sous-système sera donnée par l'expression (II.55), sachant que « k_1 » est un gain de conception du contrôleur.

$$x_2^* = \frac{1}{g_1(x_1)}.\left(k_1.\mathcal{Z}_1 + \dot{x}_1^* - f_1(x_1) + L_1 . e_1\right) \tag{II.55}$$

Si on remplace cette commande dans la relation (II.54), on va avoir :

$$\forall\, k_1 > 0\,, \qquad \dot{V}_1 = -\,k_1 . \mathcal{Z}_1^2 \leq 0 \tag{II.56}$$

La positivité du gain « k_1 » est une condition suffisante pour que la stabilité asymptotique soit vérifiée.

2 ème étape : la sortie du premier sous-système sera le signal de référence pour le deuxième sous-système dans lequel sa variable de commande sera définie par :

$$\forall\, e_2 = x_2^* - x_2\,, \qquad \mathcal{Z}_2 = e_2 + L_2 . \int e_2 . dt \tag{II.57}$$

« $L_2 > 0$ » est le gain intégral relatif à la commande virtuelle du deuxième sous-système, la dérivée temporelle de la fonction (II.57) est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{\mathcal{Z}}_2 &= \dot{x}_2^* - \dot{x}_2 + L_2 . e_2 \\ &= \dot{x}_2^* - f_1(x_1, x_2) - g_2(x_1, x_2). x_3 + L_2 . e_2\end{aligned} \tag{II.58}$$

Considérons la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$\forall\, (\mathcal{Z}_1 \neq 0\,,\, \mathcal{Z}_2 \neq 0)\,, \qquad V_2 = V_1 + \frac{1}{2}.\mathcal{Z}_2^2 > 0 \tag{II.59}$$

Sa dérivée par rapport au temps s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + \mathcal{Z}_2 . \dot{\mathcal{Z}}_2 \\ &= -\,k_1 . \mathcal{Z}_1^2 + \mathcal{Z}_2 . \left(\dot{x}_2^* - f_1(x_1, x_2) - g_2(x_1, x_2). x_3 + L_2 . e_2\right)\end{aligned} \tag{II.60}$$

L'équation (II.61) définit la commande virtuelle « x_3^* » du deuxième sous-système, la substitution de cette loi de commande dans l'équation (II.60) détermine la condition de stabilité pour ce sous-système.

$$x_3^* = \frac{1}{g_2(x_1, x_2)}.\left(k_2 . \mathcal{Z}_2 + \dot{x}_2^* - f_1(x_1, x_2) + L_2 . e_2\right) \tag{II.61}$$

« k_2 » est le gain du contrôle qui doit être strictement positif afin d'assurer la stabilité asymptotique.

$$\forall\, (k_1 > 0\,,\, k_2 > 0)\,, \qquad \dot{V}_2 = -k_1 . \mathcal{Z}_1^2 - k_2 . \mathcal{Z}_2^2 \leq 0 \tag{II.62}$$

n ième étape : de la même manière, la variable de commande pour cette étape peut être définie par (II.63), avec « $L_n > 0$ » est le gain intégral de la commande finale.

$$\forall\; e_n = x_n^* - x_n \;, \qquad \mathcal{Z}_n = e_n + L_n . \int e_n . dt \tag{II.63}$$

Nous définissons la dynamique de l'équation (II.63) par la relation (II.64).

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{Z}}_n &= \dot{x}_n^* - \dot{x}_n + L_n . e_n \\ &= \dot{x}_n^* - f_1(x_1 , x_2 , \dots , x_n) - g_n(x_1 , x_2 , \dots , x_n). u + L_n . e_n \end{aligned} \tag{II.64}$$

La fonction de Lyapunov étendue, utilisée pour déterminer la commande finale est définie comme suit :

$$\forall\; (\mathcal{Z}_1 \neq 0 \,,\, \mathcal{Z}_2 \neq 0 \,, \dots ,\, \mathcal{Z}_n \neq 0), \qquad V_n = V_1 + V_2 + \dots + \frac{1}{2} . \mathcal{Z}_n^2 > 0 \tag{II.65}$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_n &= \dot{V}_1 + \dot{V}_2 + \dots + \mathcal{Z}_n . \dot{\mathcal{Z}}_n \\ &= -k_1 . \mathcal{Z}_1^2 - k_2 . \mathcal{Z}_2^2 + \dots + \mathcal{Z}_n . \left(\dot{x}_n^* - f_1(x_1 , \dots , x_n) - g_n(x_1 , \dots , x_n). u + L_n . e_n\right) \end{aligned} \tag{II.66}$$

La commande finale « u » du système global sera exprimée par l'équation (II.67).

$$u = \frac{1}{g_n(x_1 , x_2 , \dots , x_n)} . \left(k_n . \mathcal{Z}_n + \dot{x}_n^* - f_1(x_1 , x_2 , \dots , x_n) + L_n . e_n\right) \tag{II.67}$$

« k_n » représente le gain de correction relatif à l'action du contrôle final, si on remplace la loi (II.67) dans la dynamique de la fonction de Lyapunov étendue (II.66), on aboutit à :

$$\forall\; \left(k_1 > 0 \,,\, k_2 > 0 \,, \dots ,\, k_n > 0\right) \;,\; \dot{V}_n = -\left(k_1 . \mathcal{Z}_1^2 + k_2 . \mathcal{Z}_2^2 + \dots + k_n . \mathcal{Z}_n^2\right) \leq 0 \tag{II.68}$$

Le contrôle final garantie que la fonction étendue de Lyapunov (II.65) et sa dérivée sont de signe opposé quel que soit le temps, si et seulement si « k_n » est sélectionné positif, cette condition est suffisante pour assurer que le zéro est un point d'équilibre pour toutes les erreurs de régulation, garantissant ainsi la stabilité asymptotique du système global par l'intermédiaire de la stabilité partielle de chaque sous-système (Aichi, 20a).

5.2 - Positionnement du problème à traiter

L'objectif principal de cette partie est centré essentiellement sur le développement d'une technique de commande possède les caractéristiques suivantes :

A. Une rapidité satisfaisante de la réponse dynamique sans dépassement, en respectant surtout les limitations supportées par l'ensemble Moteur/Onduleur (Couple et courant maximums).

B. Une bonne robustesse contre les perturbations extérieures et les variations structurelles tout en réduisant le nombre de capteurs utilisés (capteurs de flux et de couple de charge).

C. Une possibilité de fonctionnement dans toute la marge de variation de la vitesse, même dans la zone des très basses vitesses.

Le Backstepping avec action intégrale (IBC) a été développée pour améliorer les performances du contrôle en ce qui concerne la robustesse face aux perturbations extérieures, une étude comparative a été effectuée dans (Mehazzem, 17a) entre la version classique du Backstepping et la version intégrale, les résultats montrent une performance élevée de la dernière à propos de l'efficacité du contrôle, la stabilité du système et la qualité des signaux transmis par les différents régulateurs, en revanche, le problème d'utiliser des commandes reposant sur des actions intégrales risque d'avoir un dépassement dans les régimes transitoires, durant le dépassement et à cause de l'action proportionnelle corrective qui réagit rapidement pour éliminer l'erreur statique, des fortes vibrations pourraient être apparu avant la stabilisation finale, provoquant une surintensité du courant. D'un autre côté, la limitation de la sortie des régulateurs préserve le système contre les valeurs excessives des signaux de commande, mais le bloc de saturation peut provoquer l'apparition du phénomène de Windup précédemment expliqué, nous rappelons que ce dernier signifie que même si la commande produite atteint sa valeur maximale, l'action intégrale continue l'intégration quelle que soit l'erreur de régulation, ce qui peut amplifier le contrôle global vers des valeurs élevées difficiles à l'atténuer rapidement. Dans ce cas, le dépassement entrainé sera considérable si la valeur du gain intégral est importante, sinon, on risque d'avoir une commande fragile devant les couples de charge appliqués, on peut dire donc, qu'il y a une contradiction entre les conditions pour atteindre les objectifs ***(A)*** et ***(B)***.

L'objectif ***(C)*** reste un intérêt particulier pour différentes applications industrielles, le problème du fonctionnement par des basses fréquences est lié à la technique MLI qui pourrait générer une tension d'alimentation riche en harmoniques, c'est la raison pour laquelle de nombreux variateurs de vitesse se tournent vers des techniques plus sophistiquées, comme la MLI vectorielle qui s'impose dans le domaine industriel, cette stratégie peut améliorer considérablement la qualité des tensions transmises, mais son algorithme est relativement complexe et nécessite une charge arithmétique importante.

La mise en œuvre de la technique MLI (Sinus/Triangle) est très simple, son principe se repose sur la comparaison entre deux signaux pour déterminer les instants de commutation des interrupteurs, elle peut garantir un fonctionnement idéal dans les hautes vitesses (Tension élevée/fréquence élevée), mais dans les basses vitesses, l'onduleur peut générer des tensions d'alimentation déformées, cette distorsion est principalement due au régime transitoire des interrupteurs, on doit noter que ce mode de fonctionnement des IGBT n'a pas pris en considération dans la modélisation de l'ensemble de commande. La figure (II.20) montre une représentation illustrative sur l'évolution de la tension dans un interrupteur, pour les faibles fréquences, le moteur n'absorbe qu'une faible tension qui correspond à une faible période de conduction de l'IGBT, on va avoir donc un « Δt » supérieur à « To », ce qui réduit significativement la qualité des tensions d'alimentation, pourrait même détruire le principe de la commande MLI lorsqu'un fonctionnement à basse vitesse. Deux solutions peuvent être envisagées pour résoudre ce problème, on peut diminuer le bus continu « Vcc » de l'onduleur en fonction de la zone de fonctionnement du moteur en utilisant un redresseur commandé, la qualité des tensions sera meilleure dans ce cas, car on peut avoir un « Δt » plus courte et un « To » plus large ; le problème de cette structure est le coût de la configuration compte tenu de la nécessité de disposer plus de dispositifs d'électroniques de puissance. La deuxième solution consiste à varier la fréquence de porteuse afin d'avoir un « To » suffisant pour que l'IGBT atteint son régime permanent, ainsi, la performance du MLI sera corrigée, mais cette solution risque d'entrainer des dynamiques indésirables et des perturbations intérieures durant les régimes transitoires dans le cas d'une commande en boucle fermée.

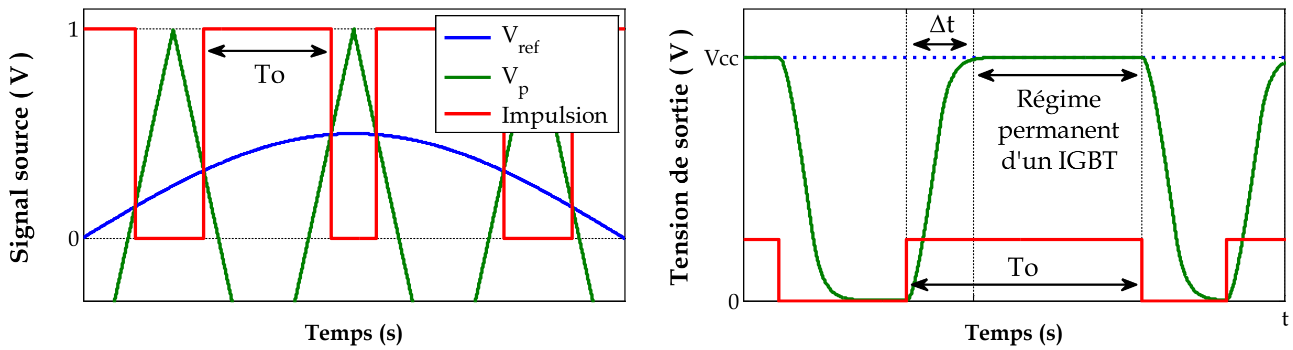


Figure II.20 : *Évolution de la tension produite par un IGBT piloté par la technique MLI classique*

Dans cette section, on va proposer une nouvelle solution capable de surmonter les contraintes susmentionnées et atteindre nos objectifs principaux, en basant sur des structures NVGC (Contrôleur non linéaire à gains variables), la propriété des gains variables sera intégrée dans la régulation de la vitesse afin d'avoir un contrôle adaptatif composé en deux termes : le premier est destiné à contrôler le démarrage et les régimes transitoires, il a l'avantage de ne dépend pas fondamentalement sur l'action intégrale. Le deuxième terme est pour la commande des régimes permanents, ce dernier se base essentiellement sur des gains relativement importants par rapport à ceux du régime transitoire, cette propriété rend la commande extrêmement robuste et optimise la réponse dans les régimes transitoires. En revanche, la propriété des gains variables sera intégrée dans les régulateurs de courant d'une manière différente, la variation du gain intégral sera réalisée relativement à la zone du fonctionnement du moteur, grâce aux NVGC du courant, le contrôle devient adaptatif avec toute la plage de variation de la vitesse, permettant ainsi de contourner le problème de dégradation de la qualité des tensions d'alimentation causée par le fonctionnement à basses fréquences.

5.3 - Application de la commande Intégral-Backstepping à gains variables (VGB)

En basant sur la même structure décrite par la figure (II.1), le modèle mathématique (II.1) permet de synthétiser des lois de commande assurant la régulation de chaque variable d'état en s'appuyant sur le principe du contrôle Backstepping, de nouveaux types des régulateurs non linéaires seront développés à l'aide de la propriété des gains variables en s'appuyant sur la méthode du contrôle de Lyapunov, la loi finale du contrôle sera déterminée en réalisant une correction de la vitesse et une autre pour le courant, la régulation de la vitesse permet de déterminer le couple de référence « Te* » qui représente la commande stabilisante du premier sous-système et au même temps, il est considéré comme une consigne pour le deuxième sous-système qui inclut la régulation des courants (Aichi, 18a ; Aichi, 20b), dans cette dernière régulation, une nouvelle stratégie a été élaborée afin de déterminer les tensions de référence ; les coefficients de correction sont déterminés par une technique linéaire en premier lieu, alors que la méthode du contrôle de Lyapunov sera adoptée pour identifier les termes de compensation qui assurent la stabilité asymptotique de la commande finale (Aichi, 20a).

5.3.1 - 1^{ere} étape : régulation de la vitesse

La synthétisation de la loi de commande sera commencée en définissant le paramètre auxiliaire du contrôle par l'équation (II.69), « L_Ω » représente le gain de l'action intégrale qui est variable et purement positif.

$$\begin{gathered} \mathcal{Z}_\Omega = e_\Omega + L_\Omega \,.\int e_\Omega \,.\, dt \\ e_\Omega = \Omega_m^* - \Omega_m \end{gathered} \tag{II.69}$$

Les perturbations extérieures sont des quantités aléatoires difficiles à mesurer en raison de leur indépendance par rapport aux variables du système, mais on peut supposer que sont des fonctions bornées dont leur limite supérieure correspond à la valeur maximale du couple de charge supporté par le moteur, par conséquent, la valeur du « T_L » peut être négligée dans la conception du contrôle en présence d'une action intégrale, qui doit avoir une valeur suffisante pour compenser la totalité des perturbations (Aichi, 20a), on peut donc déduire la dynamique de la variable « $\mathcal{Z}_\Omega$ » en utilisant l'équation mécanique du moteur asynchrone.

$$\frac{d\mathcal{Z}_\Omega}{dt} = \frac{d\Omega_m^*}{dt} - \frac{Te}{J} + \frac{B}{J}.\Omega_m + L_\Omega \,.\, e_\Omega + \frac{dL_\Omega}{dt}.\int e_\Omega \,.\, dt \tag{II.70}$$

La stabilité asymptotique de cette partie du contrôle sera garantie en considérant la fonction suivante :

$$\begin{gathered} \forall\, \mathcal{Z}_\Omega \neq 0\,, \qquad V_1 = \frac{1}{2}.\mathcal{Z}_\Omega^2 \\ \frac{dV_1}{dt} = \mathcal{Z}_\Omega .\frac{d\mathcal{Z}_\Omega}{dt} \end{gathered} \tag{II.71}$$

En substituant l'équation (II.70) dans (II.71), on aboutit à l'expression suivante :

$$\frac{dV_1}{dt} = \mathcal{Z}_\Omega .\left(\frac{d\Omega_m^*}{dt} - \frac{Te^*}{J} + \frac{B}{J}.\Omega_m + L_\Omega \,.\, e_\Omega + \frac{dL_\Omega}{dt}.\int e_\Omega \,.\, dt\right) \tag{II.72}$$

Un choix strict et judicieux de la loi de commande peut décider la stabilité asymptotique du présent sous-système, l'expression du couple de référence « Te* » sera exprimée par l'équation (II.73), sachant que « k_Ω » est un gain de conception qui a une valeur variable et bornée.

$$\mathrm{Te}^{*} = \mathrm{J} \, . \left(\mathrm{k}_{\Omega} \, . \, \mathcal{Z}_{\Omega} + \frac{d\Omega_{\mathrm{m}}^{*}}{dt} + \frac{\mathrm{B}}{\mathrm{J}} \, . \, \Omega_{\mathrm{m}} + \mathrm{L}_{\Omega} \, . \, \mathrm{e}_{\Omega} + \frac{d\mathrm{L}_{\Omega}}{dt} \, . \int \mathrm{e}_{\Omega} \, . \, dt \right) \tag{II.73}$$

Si nous substituons le couple de commande dans la dérivée de la fonction de Lyapunov (II.72), on obtient :

$$\frac{dV_1}{dt} = -\,\mathrm{k}_{\Omega} \, . \, \mathcal{Z}_{\Omega}^{2} \leq 0 \tag{II.74}$$

La positivité du « k_{Ω} » est une condition nécessaire pour que la stabilité asymptotique du premier sous-système soit vérifiée, la fonction de Lyapunov et sa dérivée temporelle sont de signe opposé, ce qui signifie que la commande (II.73) assure la convergence de la vitesse mécanique vers sa référence, et que le zéro est un point d'équilibre pour son erreur de régulation.

5.3.1.1 - Fonctionnement des gains variables du NVGC de vitesse

Le choix des gains assez grands garantie la dynamique rapide de la commande ainsi que sa robustesse devant les perturbations extérieures, par contre, ce choix peut introduire des modes inattendus dans les régimes transitoires (Aichi, 18a), selon l'équation (II.74), le gain « k_{Ω} » représente le taux de disparition de l'énergie imposée par la fonction de Lyapunov, où la convergence de l'erreur « e_{Ω} » vers le zéro est directement proportionnelle à la valeur de ce coefficient de régulation, ce qui lui confère un impact fondamental sur la dynamique du système. D'autre part, l'action intégrale a été ajoutée au Backstepping afin d'éliminer l'erreur statique, le gain associé à cette action affecte la rapidité du rejet des perturbations ; l'erreur sera éliminée rapidement si ce gain est important, néanmoins, il peut entrainer un dépassement dans les régimes transitoires, au moment de l'apparition du dépassement, l'action associée au gain « k_{Ω} » force le système à converger vers sa consigne, ce qui pourrait provoquer de fortes vibrations mécaniques entraînant une surintensité du courant, il est préférable d'éviter de tels comportements afin de garantir un fonctionnement idéal du moteur.

La définition des gains doit être appropriée et judicieuse pour respecter les valeurs maximales du couple et du courant supportées par l'ensemble de commande, la solution proposée est d'introduire un retard à la référence de la vitesse, puis nous définissons un nouveau paramètre « $\mathcal{X}$ » qui peut être considérée comme un observateur des régimes transitoires de la vitesse, de telle sorte que :

$$\forall\, t \geq \tau_0 \,, \qquad \mathcal{X}(t) = \Omega_f^{*}(t) - \Omega_{\mathrm{m}}^{*}(t - \tau_0) \tag{II.75}$$

« $\Omega_{\mathrm{m}}^{*}(t-\tau_0)$ » représente la valeur instantanée de la vitesse de référence retardée par « τ_0 », dont le retard doit être très faible, tandis que « Ω_f^{*} » est la valeur finale de la référence qui l'atteint en régime permanent, en basant sur le paramètre « $\mathcal{X}$ », l'algorithme de variation des gains de ce NVGC sera développé comme suit :

```
if ( Ω*_f = 0 )                                      % Condition à l'arrêt
    k_Ω = μ . k_Ω_Max   ;   L_Ω = 0   ;
else                                                 % Condition du fonctionnement en temps réel
    if ( |X| ≤ X_Max )                               % Condition d'amplification des gains
        k_Ω = k_Ω_Max . (1 − ((1 − μ)/X_Max) . |X|)   ;   L_Ω = L_Ω_Max . (1 − (1/X_Max) . |X|)   ;
    else                                             % Condition d'affaiblissement des gains
        k_Ω = μ . k_Ω_Max   ;   L_Ω = 0   ;
    end
end
```

L'indice 'Max' rapporte aux valeurs maximales, « μ » est le pourcentage de diminution du gain « k_{Ω} » et « $\mathcal{X}_{\mathrm{Max}}$ » représente la valeur maximale de « $\mathcal{X}$ » qui peut être déterminée expérimentalement. La figure (II.21) montre la représentation graphique de la variation de chaque gain en fonction de la valeur absolue de « $\mathcal{X}$ ».

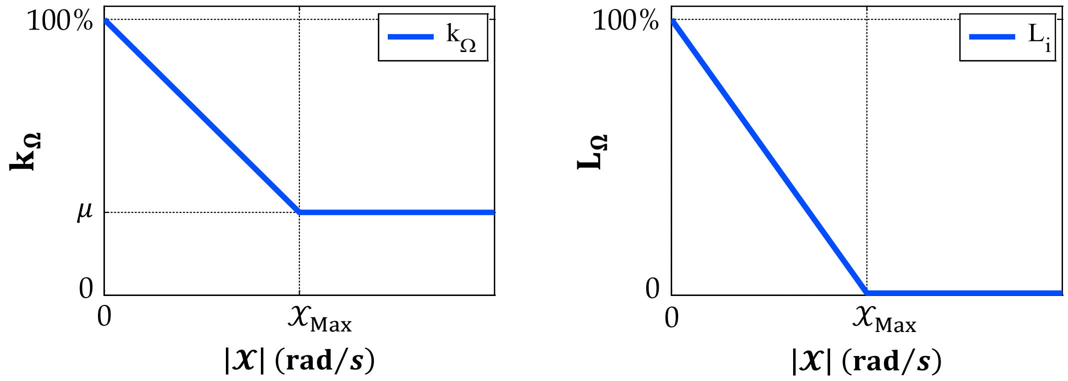


Figure II.21 : *Représentation graphique des gains du NVGC de la vitesse*

À travers cette méthode, la régulation de la vitesse sera effectuée par deux commandes différentes : une pour le régime transitoire qui assure l'attractivité de la vitesse sans dépassement (semblable au Backstepping classique qui n'utilise pas l'action intégrale), et une autre assure l'amplification des gains dans l'état d'équilibre, cela réduit le courant du démarrage, annule le dépassement et renforce la robustesse face aux diverses perturbations internes et externes.

5.3.2 - 2eme étape : régulation du courant

Contrairement au régulateur de la vitesse où il y une information approximative sur la valeur à laquelle, le contrôleur peut accéder, les sorties des régulateurs de courant « v_{ds}^* » et « v_{qs}^* » sont indéterminées, cela impose une difficulté dans le choix des paramètres du régulateur ; un bon contrôle du courant peut être garanti par l'utilisation des gains élevés, mais cette condition pourrait entrainer de fortes fluctuations au niveau des signaux de commande, cela nous incite à penser à une nouvelle méthode de modélisation de la commande en respectant le principe de base de la théorie du Backstepping, la régulation du courant sera établie en deux étapes : au début, on va supposer que le contrôle sera effectué par un régulateur PIAW, cela donne l'avantage d'utiliser les fonctions de transfert pour déterminer les coefficients du régulateur, en plus d'exploiter la structure Anti-Windup. Après cette étape, la non linéarité des équations électriques du moteur sera compensée par des tensions additionnelles qui sont déterminées sur la base du théorème de Lyapunov, cette technique permet d'élaborer une nouvelle synthèse de la commande non linéaire en combinant la méthode linéaire avec celle basée sur la théorie de Lyapunov, de sorte que les commandes finales assurent la stabilité asymptotique du système globale.

En négligeant le retard dû aux filtres des courants, l'application du principe de la commande vectorielle sur le modèle mathématique (II.1) permet d'exprimer la dynamique des courants statoriques comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -\alpha_1 \, . \, i_{ds} + \omega_s \, . \, i_{qs} + \frac{\alpha_2}{\tau_r} . \, \psi_r + \beta \, . \, v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_s \, . \, i_{ds} - \alpha_1 \, . \, i_{qs} - \alpha_2 \, . \, \omega_m \, . \, \psi_r + \beta \, . \, v_{qs} \end{aligned} \tag{II.76}$$

Les courants de référence « i_{ds}^* » et « i_{qs}^* » sont obtenus respectivement par l'imposition directe du flux rotorique et par la régulation de la vitesse mécanique, tels que :

$$\begin{aligned} i_{ds}^* &= \psi_r^* / \mathrm{M} \\ i_{qs}^* &= \mathrm{Te}^* / (\Upsilon . \, \psi_r^*) \end{aligned} \tag{II.77}$$

Il est possible donc d'exprimer les erreurs de régulation des courants par :

$$\begin{aligned} e_d &= i_{ds}^* - i_{ds} \\ e_q &= i_{qs}^* - i_{qs} \end{aligned} \tag{II.78}$$

La dynamique des erreurs de régulation des courants sera exprimée par (II.79).

$$\begin{aligned} \frac{de_d}{dt} &= \frac{di_{ds}^*}{dt} + \alpha_1 . i_{ds} - \omega_s . i_{qs} - \frac{\alpha_2}{\tau_r} . \psi_r - \beta . v_{ds} \\ \frac{de_q}{dt} &= \frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_s . i_{ds} + \alpha_1 . i_{qs} + \alpha_2 . \omega_m . \psi_r - \beta . v_{qs} \end{aligned} \tag{II.79}$$

Par l'utilisation des équations (II.70), (II.77) et (II.79), on peut réécrire le paramètre « $\mathcal{Z}_\Omega$ » qui représente la variable auxiliaire du contrôle du premier sous-système par la relation suivante :

$$\frac{d\mathcal{Z}_\Omega}{dt} = -k_\Omega . \mathcal{Z}_\Omega + \frac{\Upsilon . \psi_r^*}{J} . e_q \tag{II.80}$$

La fonction de Lyapunov étendue adoptée pour le contrôle du courant sera définit comme suit :

$$\begin{aligned} \forall \left(e_d \neq 0 \,,\, e_q \neq 0 \,,\, \mathcal{Z}_\Omega \neq 0\right), \qquad & V_2 = \frac{1}{2} . \left(e_d^2 + e_q^2 + x_d^2 + x_q^2 + \mathcal{Z}_\Omega^2\right) > 0 \\ & x_{(d,q)} = L_i . \int e_{(d,q)} . dt \end{aligned} \tag{II.81}$$

Notez que « L_i » est un gain de conception. Par un choix approprié qui se base sur le théorème de stabilité de Lyapunov, le régulateur de courant et le contrôle global seront asymptotiquement stables si les tensions de commande sont établies conformément à l'équation (II.82) (Aichi, 18a ; Aichi, 20a).

$$\begin{aligned} v_{ds}^* &= \left(k_{p\_c} . e_d + k_{i\_c} . \int e_d . dt\right) + \mathcal{U}_d \\ v_{qs}^* &= \left(k_{p\_c} . e_q + k_{i\_c} . \int e_q . dt\right) + \mathcal{U}_q \\ \mathcal{U}_d &= \frac{1}{\beta} . \left(\frac{di_{ds}^*}{dt} + \alpha_1 . i_{ds} - \omega_s . i_{qs} - \frac{\alpha_2}{\tau_r} . \psi_r^*\right) \\ \mathcal{U}_q &= \frac{1}{\beta} . \left(\frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_s . i_{ds} + \alpha_1 . i_{qs} + \alpha_2 . \omega_m . \psi_r^* + \frac{\Upsilon . \psi_r^*}{J} . \mathcal{Z}_\Omega\right) \end{aligned} \tag{II.82}$$

« k_{p_c} » et « k_{i_c} » sont les gains proportionnel et intégral du régulateur linéaire, ses valeurs peuvent être calculés par les relations données par (II.13), alors que les termes « $\mathcal{U}_d$ » et « $\mathcal{U}_q$ » représentent les nouvelles commandes stabilisantes qui garantissent la stabilité de Lyapunov.

Preuve : On substitue les équations (II.74) et (II.79) dans la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov exprimée dans (II.81), on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{dV_2}{dt} &= e_d . \frac{de_d}{dt} + e_q . \frac{de_q}{dt} + x_d . \frac{dx_d}{dt} + x_q . \frac{dx_q}{dt} + \mathcal{Z}_\Omega . \frac{d\mathcal{Z}_\Omega}{dt} \\ &= e_d . \left(h_d - \beta . v_{ds}^* + L_i^2 . \int e_d . dt\right) \\ &\quad + e_q . \left(h_q - \beta . v_{qs}^* + L_i^2 . \int e_q . dt + \frac{\Upsilon . \psi_r^*}{J} . \mathcal{Z}_\Omega\right) - k_\Omega . \mathcal{Z}_\Omega^2 \end{aligned} \tag{II.83}$$

Avec :

$$\begin{aligned} h_d &= \frac{di_{ds}^*}{dt} + \alpha_1 . i_{ds} - \omega_s . i_{qs} - \frac{\alpha_2}{\tau_r} . \psi_r^* \\ h_q &= \frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_s . i_{ds} + \alpha_1 . i_{qs} + \alpha_2 . \omega_m . \psi_r^* \end{aligned} \tag{II.84}$$

La substitution de « v_{ds}^* » et « v_{qs}^* » de (II.82) dans la dérivée de la fonction de Lyapunov étendue résulte :

$$\frac{dV_2}{dt} = \mathrm{e_d}\,.\left[\, h_d - \beta.\,k_{p\_c}\,.\,\mathrm{e_d} + \left(L_i^2 - \beta.\,k_{i\_c}\right).\int \mathrm{e_d}\,.\,dt - \beta.\,\mathcal{U}_d \,\right]$$
$$+\,\mathrm{e_q}\,.\left[\, h_q - \beta.\,k_{p\_c}\,.\,\mathrm{e_q} + \left(L_i^2 - \beta.\,k_{i\_c}\right).\int \mathrm{e_q}\,.\,dt - \beta.\,\mathcal{U}_q + \frac{\Upsilon.\,\psi_r^*}{\mathrm{J}}.\,\mathcal{Z}_\Omega \,\right] - \mathrm{k}_\Omega\,.\,\mathcal{Z}_\Omega^2 \tag{II.85}$$

Si « $L_i = \sqrt{\beta.\,k_{i\_c}}$ », la dynamique de la fonction de Lyapunov étendue (II.81) devient :

$$\frac{dV_2}{dt} = -\beta\,.\,k_{p\_c}\,.\,\mathrm{e_d^2} - \beta\,.\,k_{p\_c}\,.\,\mathrm{e_q^2} - \mathrm{k}_\Omega\,.\,\mathcal{Z}_\Omega^2 \leq 0 \tag{II.86}$$

Sachant que « k_Ω » est un gain purement positif, l'équation (II.86) sera définie semi-négative si et seulement si : « $k_{p\_c} > 0$ », cette condition justifie que les tensions de référence (II.82) garantissent la stabilité asymptotique du deuxième sous-système et du système global, cela implique également que toutes les erreurs de régulation convergent vers zéro. La figure (II.22) montre la structure du contrôleur utilisée pour la régulation du courant et la génération des tensions de référence.

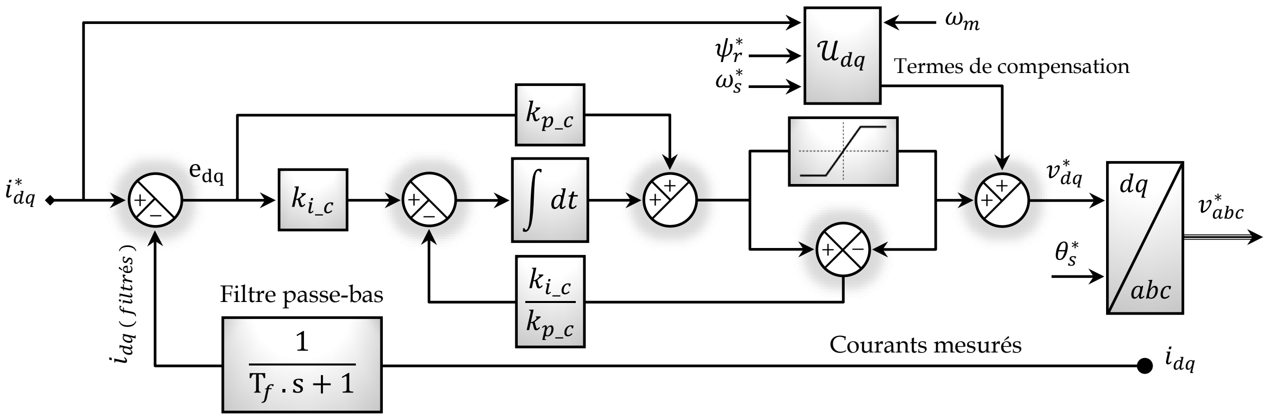


Figure II.22 : *Conception du contrôleur adopté pour la régulation du courant* (Aichi, 20a)

5.3.2.1 - Fonctionnement du gain variable des NVGC de courant

Pratiquement, le fonctionnement à basse vitesse provoque une détérioration de la qualité des tensions d'alimentation pour des raisons déjà expliquées dans la ***Section 5.2***, notre solution a été inspirée par l'observation de la forme canonique du système du second ordre (II.12), dont « ω_0 » représente la fréquence naturelle de la dynamique souhaitée, ce paramètre peut être déterminé par la relation suivante :

$$\omega_0 = \frac{4}{\xi\,.\,\mathrm{T_s}} \tag{II.87}$$

« $\mathrm{T_s}$ » est le temps de stabilisation à $\pm$ 2%, l'utilisation des relations (II.87) et (II.12) nous permet d'écrire :

$$\frac{4}{\xi\,.\,\mathrm{T_s}} \approx \sqrt{\frac{k_{i\_c}}{\mathrm{T}_f\,.\,\mathrm{R_s}}} \;\Rightarrow\; \mathrm{T_s} \approx \sqrt{\mathcal{C}\,.\,\frac{1}{k_{i\_c}}} \tag{II.88}$$

$$\mathcal{C} = \frac{16\,.\,\mathrm{T}_f\,.\,\mathrm{R_s}}{\xi^2} = Constant$$

L'amplification du gain intégral signifie une courte période de « $\mathrm{T_s}$ », cela correspond à une dynamique rapide, cette condition est nécessaire pour le bon contrôle de la vitesse en particulier dans les hautes vitesses, en revanche, si on diminue la valeur du « k_{i_c} », on va avoir une régulation avec une dynamique lente, mais relativement moins sensible aux fluctuations du courant qui sont considérables dans les basses vitesses. La solution proposée consiste à abandonner l'exigence de la dynamique rapide dans la régulation du courant, car elle peut être considérée superflue dans les basses vitesses, cette considération pourrait garantir la détermination correcte des instants de commutation des IGBT en adaptant le gain intégral en fonction de la valeur finale de la vitesse de référence. Il convient de noter que la variation de ce gain est très rapide par rapport au temps, c'est pourquoi sa dérivée temporelle a été ignorée dans la phase de détermination des tensions de commande. Les relations (II.13) ne sont valables que pour les vitesses élevées, leur utilisation dans cette étape est limitée à la détermination de la valeur maximale du gain intégral, en ce qui concerne les basses vitesses, une série de tests expérimentaux portant sur des vitesses aussi basses que 6 rad/s ont été menées afin de déterminer la valeur optimale du gain dans chaque zone de fonctionnement, la figure (II.23) montre la représentation graphique de la variation du gain intégral en fonction de la vitesse de référence, il est nécessaire de mentionner que l'efficacité de cette méthode ne peut être vérifiée que par la validation expérimentale.

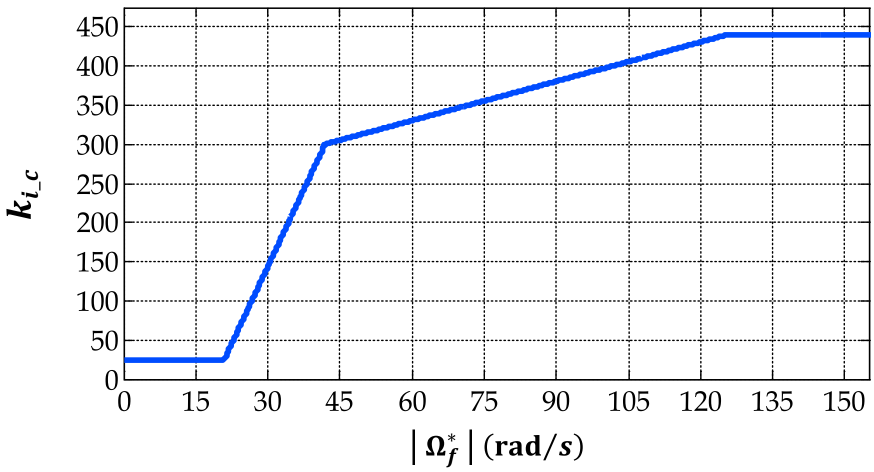


Figure II.23 : *Courbe de variation du gain intégral adopté dans la régulation des courants*

5.4 - Validation expérimentale

Afin de valider l'étude théorique de l'approche proposée, la commande VGB et sa version conventionnelle sont validées expérimentalement à l'aide d'une carte dSPACE-RTI-1104 associée à un programme de contrôle développée en MATLAB/ Simulink. Nous avons procédé à une série de tests intensifs pour mettre en évidence la haute performance de la méthode utilisée. Cette dernière sera d'abord comparée avec sa version classique IBC, ensuite, les performances du contrôle dans les basses vitesses seront attentivement analysées avant de tester le VGB dans un profil qui regroupe les diverses zones de fonctionnement. Après avoir confirmé l'efficacité de cette stratégie dans des conditions nominales, de différents tests de robustesse seront effectués afin de vérifier la sensibilité de l'algorithme vis-à-vis des variations paramétriques, en basant sur une configuration structurelle, ces expériences incluent notamment la variation des résistances du stator et du rotor ainsi que le changement du moment d'inertie. La modification apportée au montage expérimental permet d'amplifier les valeurs réelles à un pourcentage de 200% de leurs valeurs nominales ; ***l'annexe 'A'*** fournit plus de détails sur la manière dans laquelle la réalisation pratique de ces tests a été effectuée. Il convient de noter que l'algorithme du contrôle sera exécuté en temps réel en utilisant un pas de calcul de 150µs, les paramètres du NVGC de la vitesse sont présentés dans le tableau (II.4), en ce qui concerne les régulateurs de courant, les gains proportionnels sont fixés à la valeur de 6.6, tandis que les gains relatifs à l'action intégrale seront pris à la valeur correspond à la zone de fonctionnement en basant sur la figure (II.23).

	VGB	*IBC*
Gains du régulateur de vitesse	$\mathrm{k}_{\Omega\_\mathrm{Max}} = 64$; $\mu \simeq 61\%$ $\mathrm{L}_{\Omega\_\mathrm{Max}} = 12$; $\mathcal{X}_{\mathrm{Max}} = 5$	$\mathrm{k}_{\Omega} = 55$ $\mathrm{L}_{\mathrm{i}} = 8$

Tableau II.4 : *Paramètres adoptés pour les commandes Backstepping réalisées*

5.4.1 - Amélioration du VGB par rapport au IBC

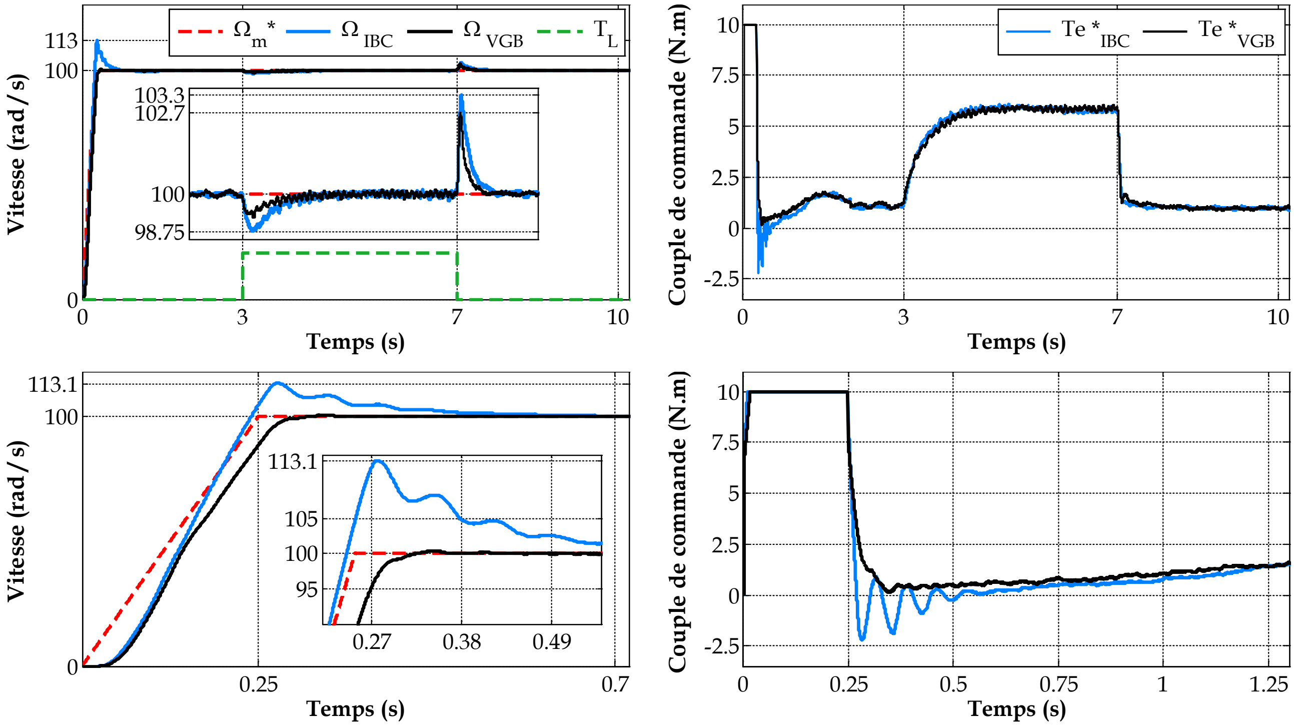


***Figure II.24 :** Réponse dynamique de deux commandes VGB et IBC*

5.4.2 - Fonctionnement du contrôle VGB dans les basses vitesses

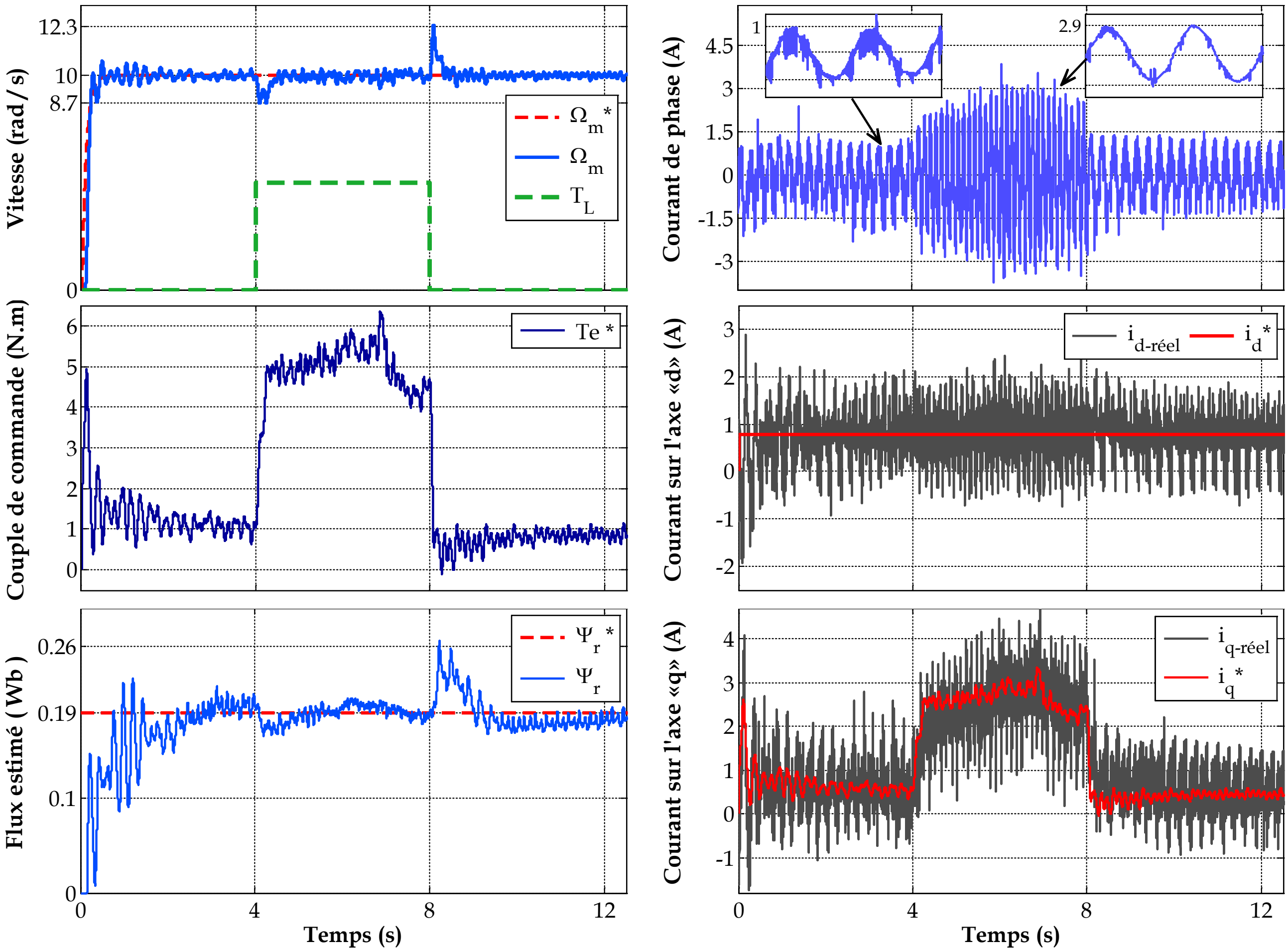


***Figure II.25 :** Performance du contrôle VGB dans les basses vitesses*

5.4.3 - Performance du contrôle VGB dans les conditions nominales

Les figures ci-dessous, montrent les performances du contrôle VGB pour des conditions nominales.

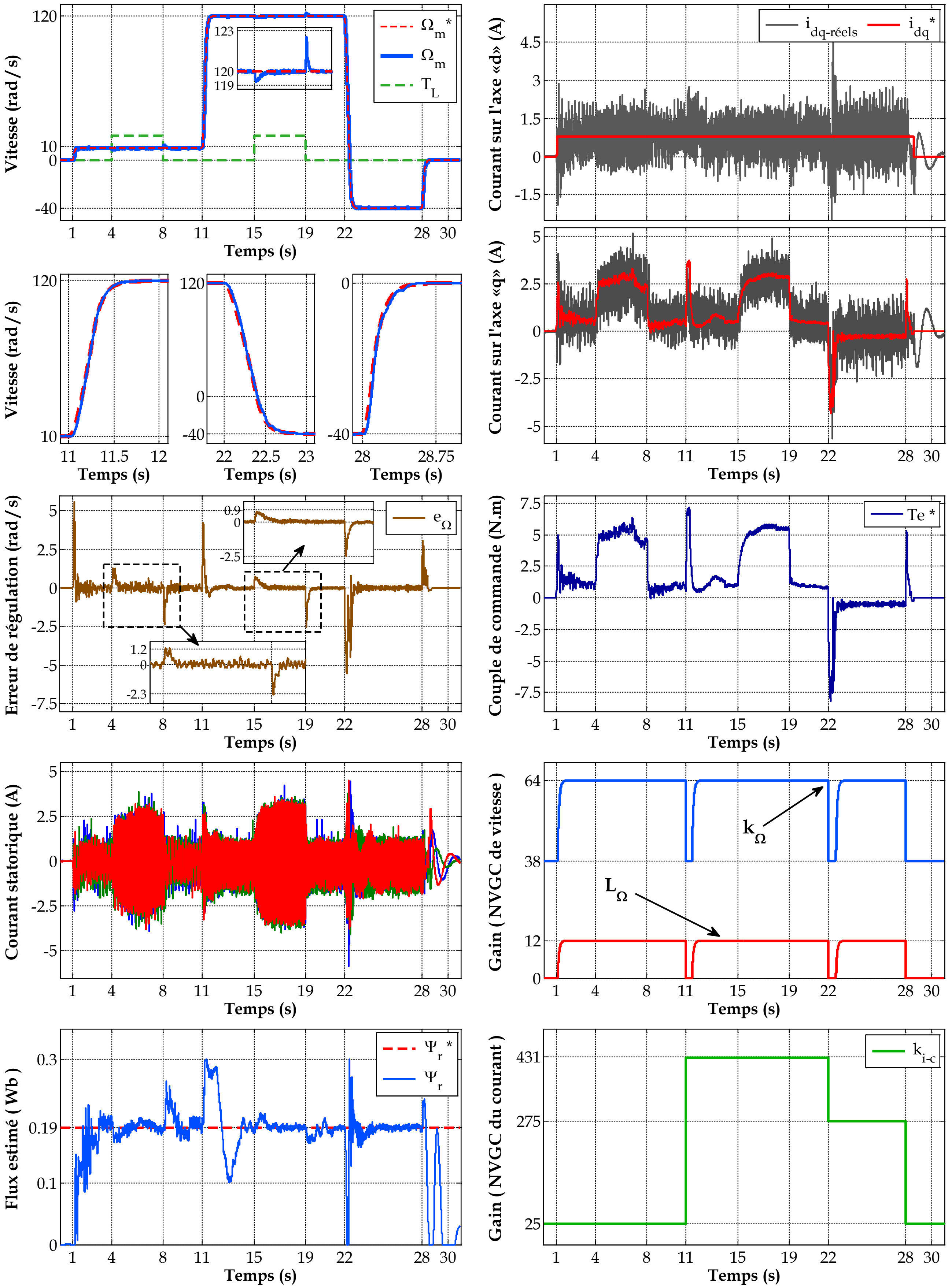


Figure II.26 : *Performance du contrôle VGB dans le cas des conditions nominales*

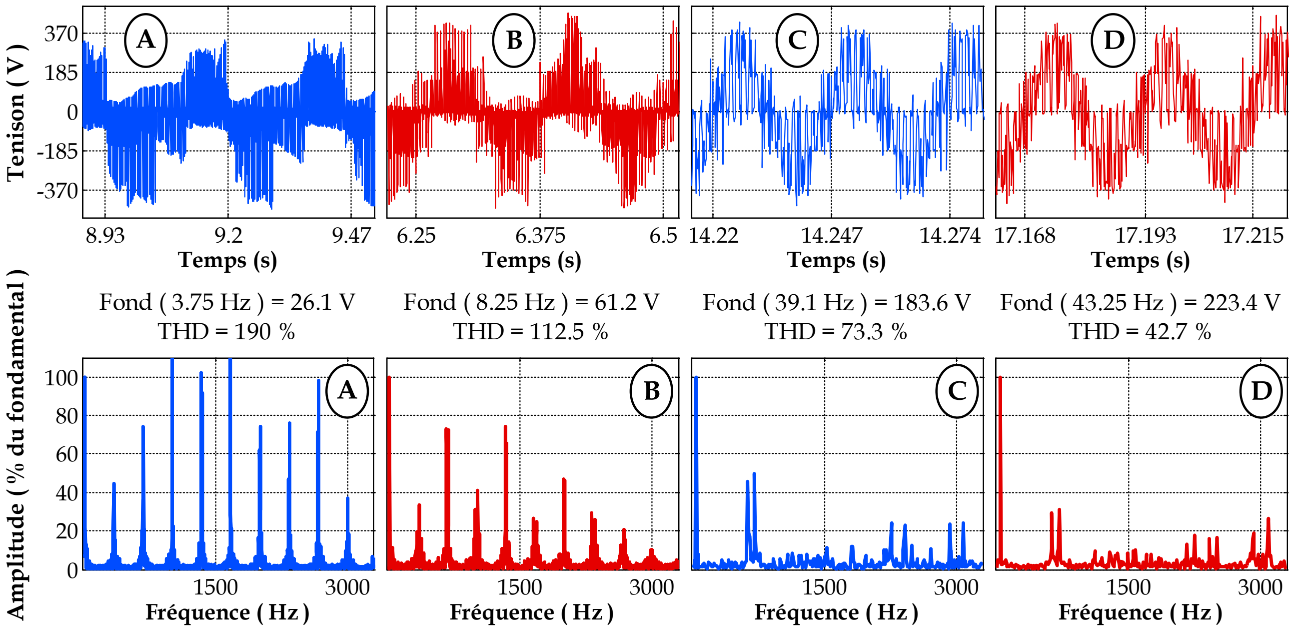


Figure II.27 : *Analyse fréquentielle de la tension d'alimentation délivrée par l'onduleur MLI*
A : Basse vitesse à vide ; **B :** Basse vitesse en charge
C : Haute vitesse à vide ; **D :** Haute vitesse en charge

5.4.4 - Tests de robustesse

Les figures suivantes montrent l'impact de la variation paramétrique sur la réponse dynamique du moteur.

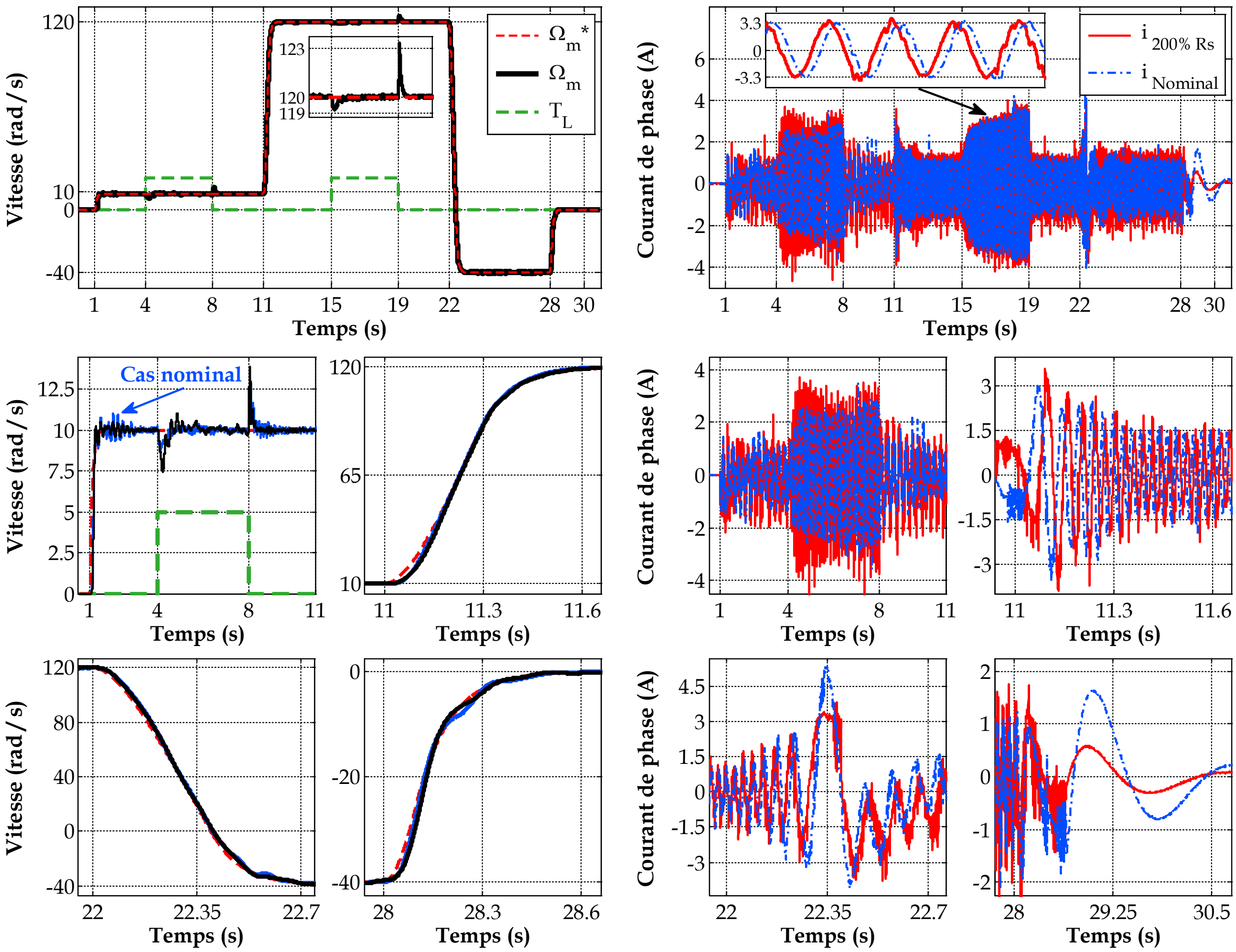


Figure II. 28 : *Performance du VGB dans le cas de variation des résistances statoriques (Partie 1)*

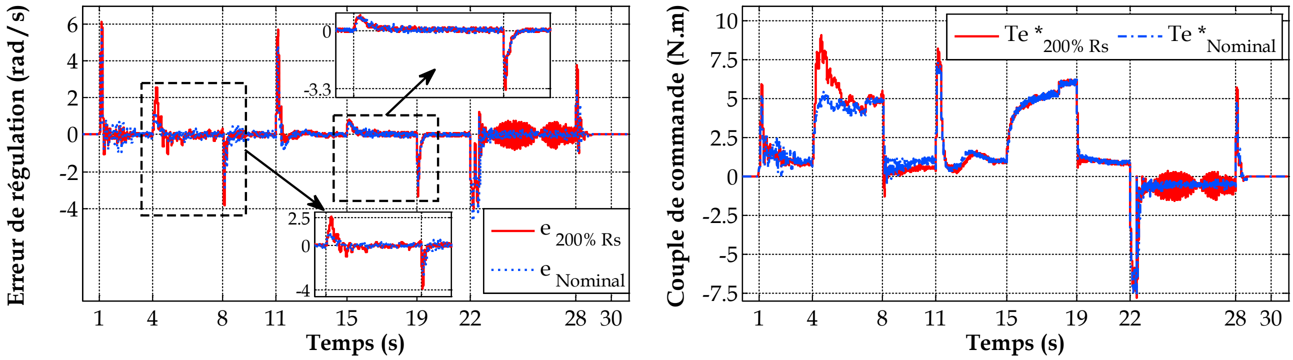


Figure II.29 : *Performance du VGB dans le cas de variation des résistances statoriques (Partie 2)*

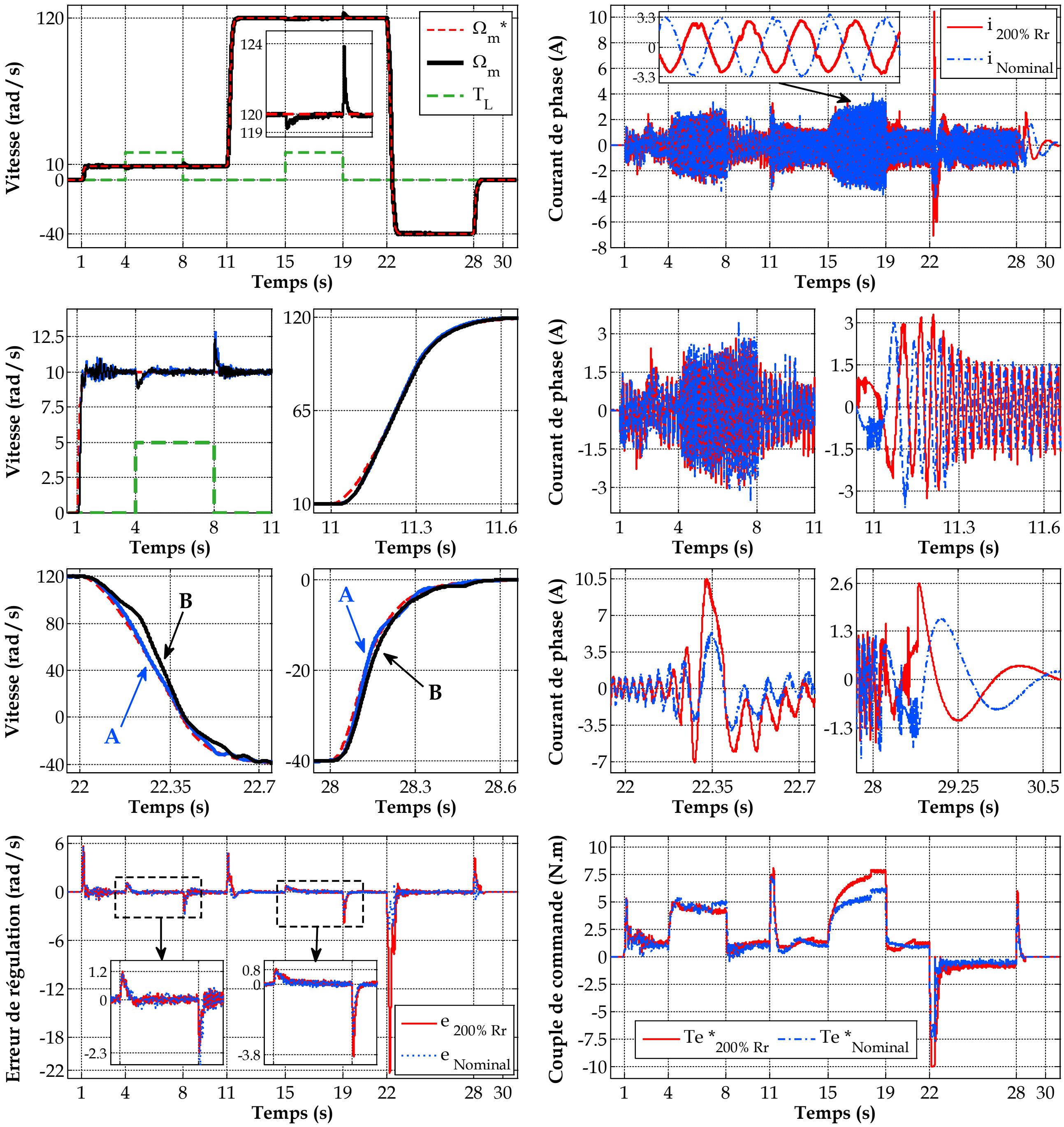


Figure II.30 : *Performance du VGB dans le cas de variation des résistances rotoriques*
*(**A :** Cas nominal, **B :** Cas de R_r = 200% $R_{r\_Nominale}$)*

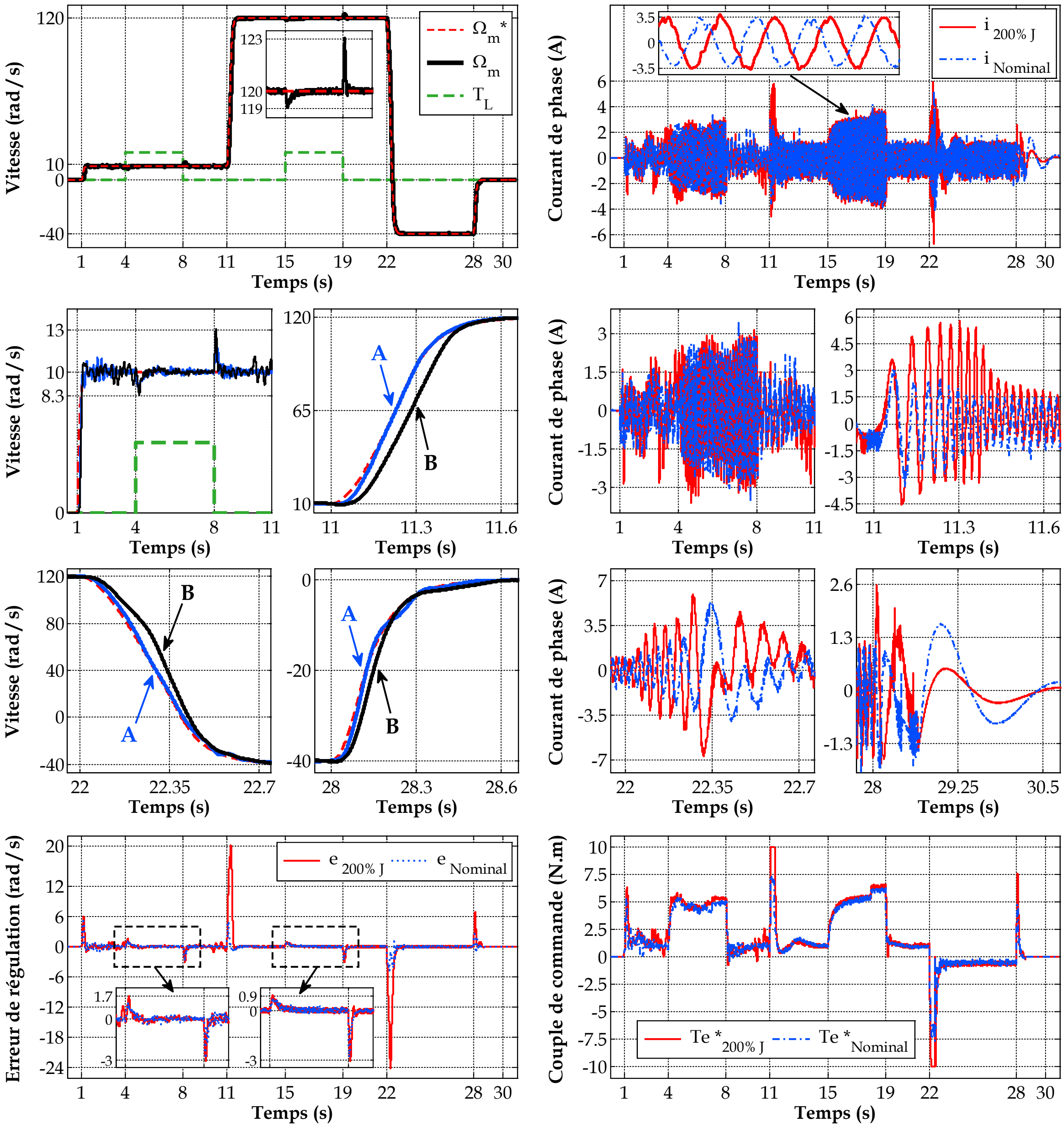


Figure II.31 : *Performance du VGB dans le cas de variation du moment d'inertie*
*(**A :** Cas nominal, **B :** Cas de J = 200% $J_{Nominal}$)*

Discussion

La commande VGB a été testée de manière intensive et approfondie pour vérifier que les objectifs souhaités sont atteints, la figure (II.24) montre la réponse dynamique de la commande VGB et celle du IBC par rapport à un le profil rapide de la vitesse. Il est clairement apparu que la version classique entraine un dépassement considérable au démarrage contrairement à la version à gains variables, cette dernière permet l'élimination des charges appliquées d'une façon meilleure grâce à ses gains qui sont relativement importants dans le régime permanent, cela pourrait illustrer l'une des améliorations liées à la version VGB. Un autre objectif majeur a été atteint à savoir le contrôle des basses vitesses, cet objectif représente l'un des intérêts particuliers dans le domaine de la commande des entraînements électriques, la figure (II.27) montre l'analyse fréquentielle de la tension d'alimentation dans les différentes zones de fonctionnement, la différence entre la qualité de la tension dans les basses et les hautes vitesses est remarquable, dont le THD des basses fréquences est supérieur à 100%, reflétant la mauvaise qualité de la tension d'alimentation, alors que celle-ci peut être améliorée en s'éloignant de cette zone de fonctionnement ; malgré cette distorsion au niveau de la source de tension, le fonctionnement du moteur à basse vitesse est très acceptable en termes de poursuite de la vitesse, de stabilité des grandeurs de commande et du rejet des charges appliquées, on peut donc dire que les NVGC de courant ont été en mesure de contourner le problème de dégradation de l'alimentation dû au fonctionnement à basses fréquences, et d'assurer des tensions de commande garantissent le contrôle optimal des basses vitesses telles que les hautes vitesses, comme le montrent les figures (II.25) et (II.26). La bonne qualité du contrôle pourrait être illustrée dans la réponse dynamique de la vitesse mécanique, qui suit sa consigne avec une grande précision sans aucun dépassement, ainsi que le rejet total et rapide des perturbations extérieures, d'après les mêmes figures, on peut constater la variation équilibrée des coefficients du NVGC de vitesse selon le régime de fonctionnement, dont les gains sont maximaux dans les régimes permanents et minimaux durant les régimes transitoires, alors que la valeur du gain intégral du NVGC de courant diminue une fois le fonctionnement proche aux basses vitesses. Grâce à cette propriété, le contrôle de vitesse est devenu extrêmement performant point de vue rapidité et robustesse, tandis que la dynamique du gain du régulateur de courant a rendu la commande globale adaptative et insensible aux harmoniques de la source de tension entrainées par le fonctionnement à basses fréquences.

En ce qui concerne la sensibilité de cette commande aux perturbations intérieures, les figures (II.28),(II.29), (II.30) et (II.31) montrent l'impact de la variation paramétrique sur la réponse dynamique de la vitesse et du courant. Les résultats illustrent une remarquable robustesse face à la variation de la résistance statorique, les performances élevées du VGB sont préservées, en particulier la stabilité du contrôle, la rapidité de poursuite, le bon fonctionnement dans les basses et les hautes vitesses, la bonne maitrise du courant et le rejet total des charges appliquées. Par contre, la variation de la résistance rotorique a provoqué une surintensité du courant durant les régimes transitoires, cette augmentation est principalement liée au principe de la commande vectorielle ; l'analyse mathématique de la structure générale de cette technique montre l'importance de la constante de temps rotorique pour l'estimation de la pulsation du glissement en utilisant l'équation (II.3), ce paramètre servira de base pour la détermination de la fréquence de commande, une légère variation dans ce paramètre conduit à une incompatibilité entre la fréquence et la valeur efficace des tensions de commande, entraînant une augmentation du courant. Dans notre cas, la surintensité du courant transitoire reste toujours dans la marge de variation supportée par le moteur ($i_s > 3.I_{Nominal}$), alors que cette performance acceptable est probablement due aux valeurs minimales des gains dans les régimes transitoires de la vitesse.

Le moment d'inertie intervient essentiellement dans la régulation de la vitesse, selon l'équation (II.73), sa valeur peut affaiblir ou amplifier la commande délivrée par le NVGC de vitesse, on peut constater à partir de la figure (II.31), que la variation de ce paramètre a provoqué une dégradation attendue par rapport à la rapidité de convergence qui est devenue plus lente, par conséquent, l'erreur de régulation dans les régimes transitoires devient importante par rapport au cas nominal, mais d'un point de vue général, la régulation a été effectuée d'une façon très acceptable, en ce qui concerne le contrôle de la vitesse, l'élimination des charges appliquées et la bonne maitrise des courants statoriques dans les différentes zones de fonctionnement.

Les expériences menées ont justifié l'efficacité de l'approche proposée, qui peut garantir l'atteinte des objectifs décrits dans la ***Section 5.2***, la commande VGB a été en mesure d'assurer une réponse dynamique rapide sans aucun dépassement, avec une bonne robustesse contre les perturbations extérieures même pour un fonctionnement à basses fréquences, on peut considérer également que la sensibilité de cette méthode de contrôle est relativement faible aux perturbations structurelles, étant donné que les variations paramétriques provoquées n'ont pas affecté les performances du contrôle d'une manière significative.

6 - Étude comparative

Afin de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de chaque commande élaborée, une étude comparative sera menée sur la base de plusieurs critères permettant de déterminer le niveau d'efficacité de chaque stratégie, de plus, plusieurs indices de performance ont été utilisés, l'équation (II.89) exprime le premier indice connu par l'intégral de la valeur absolue de l'erreur (IAE), ce paramètre exprime la surface générée par la différence entre la vitesse mécanique et sa référence, ce qui permet de fournir une comparaison précise en matière de réduction de l'erreur de régulation entre les différents contrôleurs.

$$\mathrm{IAE} = \int_0^{\mathrm{T}_{finale}} |\mathrm{e}_\Omega| \,.\, dt \tag{II.89}$$

Le deuxième indice de performance représente l'intégral du carré de l'erreur (ISE) qui est exprimé par l'équation (II.90), ce paramètre traite plus les grandes erreurs que les petites dans lequel, il peut donner une information approximative sur la rapidité de convergence de la vitesse vers sa consigne.

$$\mathrm{ISE} = \int_0^{\mathrm{T}_{finale}} \mathrm{e}_\Omega^2 \,.\, dt \tag{II.90}$$

L'utilisation de l'instruction « ***socModelAnalyzer*** », qui est disponible uniquement dans les versions plus récentes du Matlab R2020a v.9.8, permet de calculer le nombre d'opérations effectuées dans un pas d'échantillonnage, ainsi on peut définir le pourcentage de complexité de chaque commande par rapport à celle basée sur un PI, de plus, les deux profils de vitesse adoptés dans tests expérimentaux fournissent plus de détails sur les performances du contrôle, du profil rapide, on peut extraire le temps de réponse à $\pm 2\%$ « ***Tr*** », le dépassement « ***D%*** » et la chute maximale de vitesse due à l'application de charge « ***Ch-Ω*** », tandis que le deuxième profil est exploité pour déterminer le courant de crête atteint dans les régimes transitoires « $\boldsymbol{I_{Max}}$ » et les valeurs de « ***IAE*** » et « ***ISE*** », les données approuvées pour cette étude sont regroupées dans le tableau (II.5).

	Operations		Profil 1					Profil 2		
	(N°)	(%)	*Tr* ± 2% (s)	*D* (%)	*Ch-Ω* (rad/s)	*IAE* (rad)	*ISE* (rad²/s)	*IAE* (rad)	*ISE* (rad²/s)	I_{Max} (A)
PI	23070	-	0.591	17.4	3.5	7.9	76.1	-	-	-
PIAW	23300	1.0	0.369	4.2	3.5	5.8	51.8	11.3	30.7	8.94
IP	22935	-0.6	0.619	0.0	5.4	17.6	499.9	-	-	-
Hybride-1	24635	6.9	0.729	1.8	2.2	16.8	534.6	10.7	39.8	9.11
ST-SMC	29056	26.0	0.579	3.9	1.2	10.4	277.1	-	-	-
Hybride-2	33295	44.3	0.400	3.9	1.7	10.5	251.5	7.8	18.7	6.70
IBC	26882	16.5	0.511	13.1	3.3	5.7	39.7	-	-	-
VGB	29585	28.2	0.284	0.0	2.7	4.6	46.6	7.1	21.8	6.33

Tableau II.5 : *Indices de performance approuvés pour l'étude comparative des commandes élaborées*

Discussion

Le contrôle optimal peut être jugé en fonction du cahier des charges selon l'application désirée : en termes de simplicité, le PIAW est le contrôleur le plus simple qui peut garantir une performance acceptable, suivi par le type VGB, alors que le régulateur Hybride-2 est le plus complexe, en matière du contrôle des régimes transitoires, le VGB est le meilleur, même le PIAW et le contrôleur Hybride-2 peuvent offrir une réponse dynamique rapide avec un dépassement inférieur à 5%, le ST-SMC est le contrôleur le plus puissant devant les perturbations extérieures selon l'indice « ***Ch-Ω*** », mais en raison des vibrations qu'il peut entrainer durant les régimes transitoires, le régulateur Hybride-2 peut être considéré comme plus favorable, ensuite, ils viennent le premier régulateur hybride et le VGB, tandis que les régulateurs proportionnel-intégral sont les plus fragiles. En basant sur l'indice « ***IAE*** », nous pouvons voir que le VGB entraîne le minimum d'erreur de régulation par rapport aux deux profils, et le PIAW est dans la dernière position pour un fonctionnement dans un profil qui assure l'asservissement de vitesse pour des valeurs différentes, d'après l'indice « ***ISE*** », on constate que les commandes Backstepping sont les meilleurs lorsqu'il s'agit de profils rapides, d'autre part, le deuxième contrôleur hybride a excédé le VGB avec un faible pourcentage par rapport au deuxième profile, cela est principalement dû à la capacité élevée de rejet des perturbations du régulateur hybride optimisé. En ce qui concerne le courant maximal dans les régimes transitoires, le VGB et le deuxième régulateur hybride provoquent le minimum d'intensité par rapport aux autres contrôleurs, l'interprétation de cette caractéristique est probablement due aux différentes manières de synthétisation des régulateurs de courant, ou bien à cause des signaux de commande générés au cours de la phase de régulation de la vitesse.

7 - Conclusion

La contribution principale de ce chapitre est représentée par le développement de nouvelles techniques de commande non linéaires caractérisées par la simplicité et l'efficacité du contrôle des moteurs asynchrones triphasés. La première partie a été consacrée à la présentation du modèle mathématique du système à contrôler, puis à la stratégie de base connue par la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette approche a été adoptée pour mettre en œuvre les différents régulateurs proposés, nous avons commencé par les diverses structures des régulateurs PI, ensuite, nous avons traité un type de régulateurs hybrides qui regroupent plusieurs contrôleurs au même temps : le premier montage a été réalisé en combinant le SMC avec le PIAW, cette structure a pu améliorer la robustesse face aux charges appliquées, mais elle offre une modeste dynamique par rapport aux régimes transitoires, cela nous a conduits à envisager le Super-Twisting SMC afin d'élaborer une version avancée de cette approche. L'utilisation du ST-SMC seul, offre un résultat remarquable, mais il provoque des fortes vibrations avant la stabilisation finale, l'incorporation d'un simple régulateur PI avec ce dernier a pu améliorer la réponse dynamique dans les différentes zones de fonctionnement, toutefois, la complexité de cet algorithme, qui se repose sur deux correcteurs et un superviseur non linéaire, rend l'exécution de la commande requiert un pas de calcul important. Cet obstacle nous a conduits à utiliser d'autres techniques non linéaires comme le Backstepping, l'application de la version intégrale de cette approche ne pourrait offrir qu'une modeste performance du contrôle, pour l'optimiser, la propriété des gains variables a été intégrée dans les différents régulateurs de la vitesse et du courant, cette solution a été en mesure d'améliorer la réponse dynamique, renforcer la puissance du rejet des perturbations extérieures et assurer un contrôle optimal même dans la zone des basses vitesses. La sensibilité de la commande vis-à-vis des variations paramétriques a été également testée afin de vérifier la robustesse contre les perturbations intérieures, les résultats obtenus montrent un bon maintien de performances du moteur pour les différents tests de robustesse, sauf qu'on peut marquer une légère surintensité du courant dans le cas de variation des résistances rotoriques, mais d'un point de vue général, le contrôle a été effectué d'une façon très acceptable, une estimation simultanée de la résistance rotorique permet de corriger la sensibilité de la commande devant ce paramètre.

Il convient de noter que la stratégie de base adoptée pour le contrôle de vitesse ne nécessite pas l'information du couple de charge et du flux rotorique, ce qui a permis de simplifier la structure et réduire l'utilisation des paramètres de la machine, de ce fait, toutes les études théoriques ont été réalisées et validées expérimentalement à l'aide d'une carte dSPACE-DS-1104 associée à des programmes SIMULINK, les résultats pratiques ont été analysés et discutés en détail afin d'aboutir à une étude comparative permet de clarifier les principales caractéristiques de chaque technique développée. Sur la base de nombreux indices de performance, nous avons considéré que la technique Backstepping à gains variables est la technique la plus intéressante vue de sa haute capacité du contrôle, sa robustesse et sa simplicité d'implémentation, les résultats expérimentaux montrent également un fonctionnement acceptable du PIAW qui est plus simple que le NVGC, sans ignorer que cette performance peut s'améliore en optimisant les gains des régulateurs selon l'application désirée, cette caractéristique affirme l'indispensabilité des régulateurs PI dans le domaine industriel.

Les chapitres suivants traitent l'observation de la vitesse ainsi que d'autres grandeurs fondamentales de la machine, l'utilisation des différentes approches existant dans la littérature pour l'identification des variables essentielles, permet de surmonter les limitations de fonctionnement relatif aux variations structurelles, en outre, l'élimination du capteur de vitesse, qui complique le montage et augmente le coût global des systèmes de commande, est l'un des principaux objectifs de cet axe de recherche.

CHAPITRE III — *Estimation simultanée des résistances du stator et du rotor d'un moteur asynchrone*

L'optimisation de la commande des machines AC dépend directement des boucles de régulation internes des stratégies du contrôle, la structure générale des commandes adoptées dans le chapitre précédent, se repose sur une boucle de régulation de vitesse et deux autres assurant la régulation du courant, tandis que la régulation du vecteur flux a été ignorée principalement à cause de l'indisponibilité de l'information sur cette variable, les performances obtenues ont été très intéressantes en matière de robustesse et de rapidité sous diverses conditions de fonctionnement critiques, alors que les résultats auraient été meilleurs si nous avons pris en compte la régulation du flux rotorique, cette considération permet d'améliorer l'orientation du vecteur flux car le découplage sera maintenu même dans les régimes transitoires, sous réserve de la présence de la valeur instantanée du flux rotorique. Sachant que ce chapitre représente un prélude au chapitre suivant, les différentes méthodes d'estimation de la vitesse fournissent souvent l'estimation du flux du rotor, nous pouvons donc profiter de cette propriété afin de perfectionner le contrôle VGB par une régulation du flux. Cependant, cet additif rend le contrôle dépendant d'un plus grand nombre de paramètres, conduisant à une robustesse réduite face aux variations paramétriques, en particulier de la résistance du rotor, c'est l'une des raisons principales pour lesquelles nous avons éliminé la phase de régulation du flux dans la commande du moteur en temps réel. Il convient de noter qu'en raison de l'échauffement des enroulements durant le fonctionnement, les résistances du moteur peuvent varier considérablement avec un impact significatif sur la dynamique de la machine (Bodson, 94), pour cela, il est fortement recommandé de faire une identification en ligne de ses paramètres afin de renforcer la robustesse des techniques de commande et d'observation pour la vitesse, l'intelligence artificielle est largement utilisée pour cet objectif, les auteurs de (Karanayil, 07) ont adopté les réseaux neurones artificiels pour l'estimation on-line des résistances statoriques et rotoriques, alors que la méthode présentée dans (Rashed, 06), consiste à estimer ces paramètres en utilisant le calcul des puissances, la stabilité des différents estimateurs a été assurée selon le critère de Routh-Hurwitz. D'un autre côté, le filtre de Kalman étendu est également utilisé pour l'identification des paramètres électriques et magnétiques des machines AC, grâce à ses propriétés stochastiques, le filtre de Kalman peut garantir une estimation optimale en tenant compte des imperfections du modèle et de bruit présenté dans les mesures (Foulon, 07).

En vue d'améliorer le contrôle global des moteurs asynchrones, la chaine de régulation du flux sera intégrée dans la structure de la commande Backstepping à gains variables, les performances du contrôle peuvent être considérablement améliorées si les paramètres adoptés dans l'algorithme sont parfaitement définis, on va présenter à cet effet, une méthode d'identification de la résistance rotorique qui est le paramètre le plus influent sur le contrôle vectoriel, une estimation simultanée de la résistance statorique sera ajoutée afin d'assurer l'identification optimale de la résistance rotorique, étant donné que les résistances des deux parties du moteur varient en même temps mais avec un pourcentage indéfini, la validation de cette technique sera effectuée par simulation, tandis que les résultats obtenus seront soigneusement interprétés afin de mettre en évidence l'amélioration apportée à la commande Backstepping à gains variables.

1 - Optimisation de la commande VGB par la régulation du flux

La commande Backstepping à gains variables a été abordée en détail dans le chapitre précédent, les résultats expérimentaux montrent une performance élevée du contrôle de vitesse et des courants, la régulation du flux a été ignorée afin de minimiser les chaînes de régulation vue que le flux rotorique représente une quantité inaccessible, l'objectif principal du présent chapitre est l'estimation simultanée des résistances du stator et du rotor, cependant, cette estimation ne peut pas être effectuée sans passer par une étape d'observation du flux, pour cela, on peut profiter de l'information estimée sur le flux rotorique en réalisant une chaîne de régulation permettant d'améliorer les performances du VGB, notamment dans les régimes transitoires. On doit noter que la majorité des structures Backstepping sont envisagées le contrôler du flux rotorique afin de générer la nouvelle variable de commande « i_{ds}^{*} » (Trabelsi, 12 ; Zaafouri, 16 ; Mehazzem, 17 ; Siffat, 20).

Supposons que « $\hat{\psi}_r$ » est la valeur estimée du flux rotorique, la chaîne de régulation sera réalisée sur la base du principe de la commande vectorielle « $\psi_r = \psi_{dr}$ », alors que la loi de commande sera déterminée par la méthode du contrôle de Lyapunov pour conserver le principe de la commande Backstepping. Selon la 3eme équation du modèle (II.2), la dynamique de la grandeur à contrôler s'exprime par :

$$\forall\, \Gamma = \frac{1}{\tau_r}\,, \qquad \frac{d\hat{\psi}_r}{dt} = \mathrm{M}.\Gamma.i_{ds} - \Gamma.\hat{\psi}_r \tag{III.1}$$

De la même manière présentée dans la ***Section 5.1*** du chapitre précédent, concernant le design des contrôleurs non linéaires, la variable auxiliaire du contrôle sera définie par l'équation (III.2), avec « L_ψ » représente le gain de l'action intégrale qui doit être sélectionné positif.

$$\begin{gathered} \mathcal{Z}_\psi = \mathrm{e}_\psi + \mathrm{L}_\psi . \int \mathrm{e}_\psi . dt \\ \mathrm{e}_\psi = \psi_r^{*} - \hat{\psi}_r \end{gathered} \tag{III.2}$$

En basant sur l'équation (III.1), la dynamique de la variable de commande « $\mathcal{Z}_\psi$ » est donnée par :

$$\frac{d\mathcal{Z}_\psi}{dt} = \frac{d\psi_r^{*}}{dt} - \mathrm{M}.\Gamma.i_{ds} + \Gamma.\hat{\psi}_r + \mathrm{L}_\psi . \mathrm{e}_\psi \tag{III.3}$$

La loi de commande qui assure la stabilité asymptotique du régulateur de flux peut être déterminée par l'imposition de la fonction de Lyapunov donnée par (III.4).

$$\begin{gathered} \forall\, \mathcal{Z}_\psi \neq 0\,, \qquad \mathrm{V}_\psi = \frac{1}{2}.\mathcal{Z}_\psi^2 \\ \frac{d\mathrm{V}_\psi}{dt} = \mathcal{Z}_\psi . \frac{d\mathcal{Z}_\psi}{dt} \end{gathered} \tag{III.4}$$

Pratiquement, le flux de référence imposé par le bloc de défluxage reste constant, par conséquent, sa dynamique est nulle, cela permet d'exprimer la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov par l'équation (III.5) en utilisant l'équation (III.3).

$$\frac{d\mathrm{V}_\psi}{dt} = \mathcal{Z}_\psi . \left(-\mathrm{M}.\Gamma.i_{ds} + \Gamma.\hat{\psi}_r + \mathrm{L}_\psi . \mathrm{e}_\psi\right) \tag{III.5}$$

De cette équation, on peut extraire la loi de commande qui garantit la stabilité asymptotique de ce sous-système, et qui assure la génération du premier courant de référence « i_{ds}^{*} » par l'expression suivante :

$$i_{ds}^{*} = \frac{\tau_r}{\mathrm{M}}.\left(\mathrm{k}_\psi . \mathcal{Z}_\psi + \Gamma.\hat{\psi}_r + \mathrm{L}_\psi . \mathrm{e}_\psi\right) \tag{III.6}$$

Le choix du gain de conception « k_ψ » doit être strictement positif pour assurer l'inégalité (III.7).

$$\frac{d\mathrm{V}_\psi}{dt} = -\mathrm{k}_\psi . \mathcal{Z}_\psi^2 \leq 0 \tag{III.7}$$

Cette relation signifie que quel que soit le temps, la positivité du gain « k_ψ » assure que la fonction de Lyapunov imposée et sa dérivée sont de signe opposé, ce qui garantit la stabilité asymptotique de ce système et la convergence du flux rotorique vers sa valeur de référence. La nouvelle commande générée par ce contrôleur sera adoptée dans la chaîne de régulation des courants, où la référence « i_{ds}^{*} » dans (II.78) sera remplacée par la loi de commande donnée par l'expression (III.6).

2 - Observateur linéaire interconnecté pour l'estimation simultanée des résistances statoriques et rotoriques

L'échauffement des enroulements de la machine ou bien la saturation du circuit magnétique peuvent provoquer une certaine variation au niveau des résistances statoriques et rotoriques du MAS, d'après les résultats obtenus dans le ***'Chapitre II'***, on peut considérer que la commande VGB est robuste devant la variation des résistances du stator et du rotor, en revanche, l'introduction de la régulation du flux rotorique rend la commande globale plus dépendante de la résistance rotorique à travers l'équation (III.6), qui à son tour deviendra une référence pour la régulation des courants ; dans le cas d'une augmentation de la résistance rotorique, la détermination des tensions de commande appropriées ne sera plus déterminée correctement, en même temps, cette variation risque de perdre le principe fondamental du contrôle vectoriel représenté par le découplage entre le flux et le couple électromagnétique, étant donné que « τ_r » intervient pour l'estimation de la fréquence de commande exprimée par l'équation (II.3), pour cela, il est important d'établir une estimation pour ce paramètre afin de surmonter le problème des incertitudes et de variation paramétrique.

Dans de nombreux travaux, l'observation de « R_r » n'a pas été testée dans le cas d'une variation de « R_s », en effet, « R_r » peut être considérée comme plus vulnérable au changement en raison de sa présence à l'intérieur de la machine, en revanche, d'autres chercheurs n'ont estimé que la résistance du rotor, tandis que la résistance statorique a été identifiée à travers une supposition que les deux résistances ont le même pourcentage de variation (Kubota, 93 ; Horch, 19), en revanche, on trouve d'autres chercheurs préfèrent d'estimer simultanément les deux résistances afin d'assurer un contrôle optimal (Rashed, 06 ; Karanayil, 07).

La technique développée dans cette sous-section présente un observateur interconnecté qui permet une estimation parallèle des deux résistances, l'algorithme d'observation est composé de deux sous-systèmes d'observation : le premier assure l'estimation de la résistance du rotor et le deuxième estime la résistance du stator ainsi que le flux rotorique, la sortie de chaque sous-système présente une entrée pour l'autre, alors que chaque loi d'observation va être générée sur la base de la stabilité de Lyapunov, les sorties de l'observateur global « $\hat{\psi}_r$ » et « $\hat{R}_r$ » seront directement connectées à la commande VGB pour la régulation du vecteur flux et pour l'adaptation de la résistance rotorique utilisée dans l'algorithme du contrôle.

2.1 - Observation de la résistance rotorique

L'estimation de la résistance rotorique sera effectuée sur un choix judicieux d'un modèle mathématique approprié du moteur asynchrone, dont les êtas à estimer sont les composants du courant « i_{ds} , i_{qs} » et du flux statorique « ψ_{ds} , ψ_{qs} » dans un référentiel lié à la vitesse de synchronisme « $d-q$ ». On peut exprimer les équations électriques et magnétiques du MAS par la forme vectorielle suivante (Chatelain, 89 ; Boldea, 02) :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{v_s} &= R_s\,.\,\overrightarrow{i_s} + \frac{d\overrightarrow{\psi_s}}{dt} + j.\,\omega_s\,.\,\overrightarrow{\psi_s} \\ \vec{0} &= R_r\,.\,\overrightarrow{i_r} + \frac{d\overrightarrow{\psi_r}}{dt} + j.\,\omega_g\,.\,\overrightarrow{\psi_r} \end{aligned} \tag{III.8}$$

$$\begin{aligned} \overrightarrow{\psi_s} &= L_s\,.\,\overrightarrow{i_s} + M.\,\overrightarrow{i_r} \\ \overrightarrow{\psi_r} &= L_r\,.\,\overrightarrow{i_r} + M.\,\overrightarrow{i_s} \end{aligned} \tag{III.9}$$

De la première relation dans (III.9), on extrait l'expression du courant rotorique « $\overrightarrow{i_r}$ » et on le remplace dans la deuxième relation pour éliminer cette variable.

$$\overrightarrow{\psi_r} = \frac{L_r}{M}.\overrightarrow{\psi_s} + \left(\frac{M^2 - L_s\,.\,L_r}{M}\right).\overrightarrow{i_s} \tag{III.10}$$

En substituant l'équation (III.10) dans la deuxième relation dans (III.8), le flux rotorique sera éliminé pour obtenir l'expression de la dérivée du courant statorique, la dérivée du flux statorique sera obtenue en basant sur la première relation de (III.8), cela permet d'aboutir à la représentation d'états suivante (Bensaker, 04) :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\sigma + \mathrm{R_r}.c_1) & \omega_\mathrm{g} & -\mathrm{R_r}.\Theta & -c_2.\omega_\mathrm{m} \\ -\omega_\mathrm{g} & (\sigma + \mathrm{R_r}.c_1) & c_2.\omega_\mathrm{m} & -\mathrm{R_r}.\Theta \\ -\mathrm{R_s} & 0 & 0 & \omega_\mathrm{s} \\ 0 & -\mathrm{R_s} & -\omega_\mathrm{s} & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -c_2 & 0 \\ 0 & -c_2 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \tag{III.11}$$

Avec : $\Theta = \dfrac{1}{\mathrm{M}^2 - \mathrm{L_s}.\mathrm{L_r}}$; $c_1 = \mathrm{L_s}.\Theta$; $c_2 = \mathrm{L_r}.\Theta$; $\sigma = \mathrm{R_s}.c_2$

Ce modèle peut être réécrit comme suit :

$$Sys(R_r)\begin{cases} \dfrac{d}{dt}x_r = \mathrm{A}_r.x_r + \mathrm{B}_r.u \\ y_r = \mathrm{C}.x_r \end{cases} \tag{III.12}$$

« $x_r = [\, i_{ds} \;\; i_{qs} \;\; \psi_{ds} \;\; \psi_{qs} \,]^T$ » représente le vecteur des variables d'état, « $u = [\, v_{ds} \;\; v_{qs} \,]^T$ » est le vecteur de commande, « y » est le vecteur de sortie. « A_r », « B_r », et « C » sont respectivement la matrice d'évolution, la matrice de commande et la matrice d'observation qui peuvent être définies par :

$$\mathrm{A}_r = \begin{bmatrix} (\sigma + \mathrm{R_r}.c_1) & \omega_g & -\mathrm{R_r}.\Theta & -c_2.\omega_m \\ -\omega_g & (\sigma + \mathrm{R_r}.c_1) & c_2.\omega_m & -\mathrm{R_r}.\Theta \\ -\mathrm{R_s} & 0 & 0 & \omega_s \\ 0 & -\mathrm{R_s} & -\omega_s & 0 \end{bmatrix} ; \; \mathrm{B}_r = \begin{bmatrix} -c_2 & 0 \\ 0 & -c_2 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; \; \mathrm{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Après la vérification de l'observabilité du système à étudier, le développement d'un observateur déterministe peut être réalisé en reconstituant les variables d'état sur la base du modèle dynamique de la machine, puis en ajoutant des termes de correction en fonction de l'écart entre les grandeurs estimées et celles mesurées (Johnson, 69), ces termes de correction peuvent compenser une certaine non-linéarité indéfinie dans le système, permettant ainsi aux états estimés de converger vers les quantités physiques réelles. L'expression mathématique de l'observateur adopté pour l'estimation de la résistance rotorique s'exprime comme suit :

$$Obs(R_r)\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\hat{x}_r = \hat{\mathrm{A}}_r.\hat{x}_r + \mathrm{B}_r.u + \lambda_r.\varepsilon_x^r \\ \hat{y}_r = \mathrm{C}.\hat{x}_r \end{cases} \tag{III.13}$$

Notez que : « $\hat{x}_r = \left[\, \hat{i}_{ds} \;\; \hat{i}_{qs} \;\; \hat{\psi}_{ds} \;\; \hat{\psi}_{qs} \,\right]^T$ » est le vecteur des variables d'état estimées, « $\varepsilon_x^r = x_r - \hat{x}_r$ » définit le vecteur de l'erreur d'observation. « $\hat{\mathrm{A}}_r$ » et « λ_r » sont respectivement la matrice d'évolution de l'observateur et la matrice de correction qui seront définis ci-dessous.

$$\hat{\mathrm{A}}_r = \begin{bmatrix} (\sigma + \hat{\mathrm{R}}_\mathrm{r}.c_1) & \omega_\mathrm{g} & -\hat{\mathrm{R}}_\mathrm{r}.\Theta & -c_2.\omega_\mathrm{m} \\ -\omega_\mathrm{g} & (\sigma + \hat{\mathrm{R}}_\mathrm{r}.c_1) & c_2.\omega_\mathrm{m} & -\hat{\mathrm{R}}_\mathrm{r}.\Theta \\ -\mathrm{R_s} & 0 & 0 & \omega_\mathrm{s} \\ 0 & -\mathrm{R_s} & -\omega_\mathrm{s} & 0 \end{bmatrix} ; \; \lambda_r = \begin{bmatrix} \lambda_1^\mathrm{r} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_1^\mathrm{r} & 0 & 0 \\ \lambda_2^\mathrm{r} & \lambda_3^\mathrm{r} & 0 & 0 \\ -\lambda_3^\mathrm{r} & \lambda_2^\mathrm{r} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Sachant que les pulsations électriques sont des signaux générés par l'algorithme de commande, on peut dire donc qu'elles sont des variables bien définies par rapport au système d'observation, par conséquent, il est valable de considérer que la matrice d'état « A_r » ne peut varier qu'en fonction de la résistance rotorique, pour cela, on peut supposer que « $\widehat{R}_r = R_r + \Delta R_r$ » représente la valeur estimée de la résistance rotorique réelle, l'écart entre les matrices d'évolution des deux systèmes (III.12) et (III.13) est défini par :

$$\forall\ I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \qquad \Delta A_r = A_r - \widehat{A}_r = \Delta R_r \,.\begin{bmatrix} -c_1\,.I & \Theta.I \\ 0_{(2\times 2)} & 0_{(2\times 2)} \end{bmatrix} = \Delta R_r\,.\Sigma \tag{III.14}$$

La différence entre le modèle (III.12) et (III.13) permet d'écrire le système différentiel décrivant la dynamique de l'erreur d'observation « $\varepsilon_x^r = x_r - \hat{x}_r$ » par (III.15) en utilisant sur la relation (III.14).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\varepsilon_x^r &= A_r\,.x_r - \widehat{A}_r\,.\hat{x}_r - \lambda_r\,.\varepsilon_x^r \\ &= \left(A_r - \lambda_r\right).\varepsilon_x^r + \Delta R_r\,.\Sigma\,.\hat{x}_r \end{aligned} \tag{III.15}$$

La détermination de « $\widehat{R}_r$ » sera effectuée en imposant la fonction candidat de Lyapunov suivante :

$$\forall\ \varepsilon_x^r \neq 0\,, \qquad \mathcal{V}_r = \frac{1}{2}.[\,\varepsilon_x^r\,]^T.[\,\varepsilon_x^r\,] + \frac{1}{2.\phi_r}.\left(\Delta R_r\right)^2 \tag{III.16}$$

Sachant que « ϕ_r » représente un paramètre arbitraire strictement positif, la variation de la fonction de Lyapunov s'exprime par :

$$\frac{d}{dt}\mathcal{V}_r = [\varepsilon_x^r\,]^T.\frac{d}{dt}[\varepsilon_x^r\,] + \frac{\Delta R_r}{\phi_r}.\left(\frac{d}{dt}\widehat{R}_r - \frac{d}{dt}R_r\right) \tag{III.17}$$

Il est connu que la variation des résistances est très faible par rapport au temps, cela permet de simplifier la relation (III.17) en éliminant le terme « dR_r/dt », par la substitution de (III.15) dans (III.17), on obtient :

$$\frac{d}{dt}\mathcal{V}_r = [\varepsilon_x^r\,]^T.\left(A_r - \lambda_r\right).[\varepsilon_x^r\,] + \Delta R_r\,.[\varepsilon_x^r\,]^T.\Sigma\,.\hat{x}_r + \frac{\Delta R_r}{\phi_r}.\frac{d}{dt}\widehat{R}_r \tag{III.18}$$

La semi-négativité de la dérivée de l'équation de Lyapunov est indispensable pour assurer la stabilité asymptotique de l'observateur, cette contrainte pourrait être respectée si les deux conditions de stabilité suivantes sont vérifiées :

$$\begin{gathered} [\varepsilon_x^r\,]^T.\left(A_r - \lambda_r\right).[\varepsilon_x^r\,] \leq 0 \\ \Delta R_r\,.[\varepsilon_x^r\,]^T.\Sigma\,.\hat{x}_r + \frac{\Delta R_r}{\phi_r}.\frac{d}{dt}\widehat{R}_r = 0 \end{gathered} \tag{III.19}$$

À travers la simplification de la première équation de (III.19), il suffit de sélectionner le gain « λ_1^r » positif et suffisamment large pour vérifier la première condition de stabilité, en parallèle, les gains « λ_2^r » et « λ_3^r » peuvent être considérés comme des paramètres d'optimisation qui doivent être relativement faibles, d'un autre côté, la satisfaction de la 2eme condition de stabilité permet l'extraction la loi d'observation de « $\widehat{R}_r$ » telle que :

$$\begin{gathered} \frac{d}{dt}\widehat{R}_r = -\phi_r\,.[\varepsilon_x^r\,]^T.\Sigma\,.\hat{x}_r \\ \frac{d}{dt}\widehat{R}_r = \phi_r\,.\left\{\varepsilon_{id}\,.\left(c_1\,.\hat{\imath}_{ds} - \Theta.\hat{\psi}_{ds}\right) + \varepsilon_{iq}\,.\left(c_1\,.\hat{\imath}_{qs} - \Theta.\hat{\psi}_{qs}\right)\right\} \end{gathered} \tag{III.20}$$

Notez que « $\varepsilon_{id} = i_{ds} - \hat{\imath}_{ds}$ » et « $\varepsilon_{iq} = i_{qs} - \hat{\imath}_{qs}$ » sont les erreurs d'observation relatives aux courants de Park, si on remplace le paramètre « c_1 » par son expression détaillée, on aboutit à la relation suivante :

$$\frac{d}{dt}\widehat{R}_r = \Theta.\phi_r\,.\left\{\varepsilon_{id}\,.\left(L_s\,.\hat{\imath}_{ds} - \hat{\psi}_{ds}\right) + \varepsilon_{iq}\,.\left(L_s\,.\hat{\imath}_{qs} - \hat{\psi}_{qs}\right)\right\} = \Theta.\phi_r\,.\delta e_r \tag{III.21}$$

Nous pouvons améliorer les performances de l'observateur si un contrôleur PI sera utilisé au lieu d'un simple intégrateur, notamment en matière de rapidité, cela assure une convergence optimale de « $\widehat{\mathrm{R}}_\mathrm{r}$ » vers sa valeur réelle, permettant ainsi d'optimiser l'observation des différents états du système, en outre, il est important de mentionner que le signe de « Θ » varie selon les paramètres de la machine, par conséquent, la loi générale pour l'observation de la résistance du rotor s'exprime comme suit :

$$\widehat{\mathrm{R}}_\mathrm{r} = \mathrm{Sgn}(\Theta) \,.\left(k_p^r \,.\, \delta e_r + k_i^r.\int \delta e_r \,.\, dt\right) \tag{III.22}$$

« k_p^r » et « k_i^r » sont les gains du contrôleur PI qui doivent être strictement positifs et relativement larges.

2.2 - Observation de la résistance statorique

Il est connu que la commande vectorielle est extrêmement robuste devant la variation de la résistance statorique, mais le problème s'impose dans le cas d'un contrôle avec une adaptation de « R_r », l'algorithme d'estimation de « R_r » inclut essentiellement la valeur de la résistance statorique, par conséquent, il est nécessaire de mettre une estimation parallèle de cette dernière afin d'améliorer la robustesse du contrôle global. D'un autre côté, on doit estimer également les composants du vecteur flux rotorique « ψ_r » afin d'assurer sa régulation, pour cela, l'observateur développé dans cette sous-section sera le responsable pour l'estimation de la résistance du stator et le flux du rotor, son développement sera effectué dans un référentiel lié aux champs tournant « $d - q$ », le modèle mathématique (II.1) sera adopté pour décrire le comportement du MAS par la représentation d'états suivante (Trabelsi, 12 ; Sun, 19 ; Aichi, 20a) :

$$Sys(R_s)\begin{cases} \dfrac{d}{dt}x_s = \mathrm{A}_s \,.\, x_s + \mathrm{B}_s \,.\, u \\ y_s = \mathrm{C} \,.\, x_s \end{cases} \tag{III.23}$$

Avec :

$$x_s = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \end{bmatrix} ; \ \mathrm{A}_s = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & \omega_s & \Gamma.\alpha_2 & -\alpha_2 \,.\, \omega_m \\ -\omega_s & -\alpha_1 & -\alpha_2 \,.\, \omega_m & \Gamma.\alpha_2 \\ \mathrm{M}.\Gamma & 0 & -\Gamma & \omega_g \\ 0 & \mathrm{M}.\Gamma & -\omega_g & -\Gamma \end{bmatrix} ; \ \mathrm{B}_s = \begin{bmatrix} \beta & 0 \\ 0 & \beta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \ \mathrm{C}^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; \ u = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

$$\alpha_1 = \beta.\left(\mathrm{R}_\mathrm{s} + \frac{\mathrm{M}^2}{\mathrm{L}_\mathrm{r} \,.\, \tau_\mathrm{r}}\right) ; \quad \alpha_2 = \beta.\frac{\mathrm{M}}{\mathrm{L}_\mathrm{r}} ; \quad \beta = \frac{1}{\delta.\mathrm{L}_\mathrm{s}} ; \quad \delta = 1 - \left(\frac{\mathrm{M}^2}{\mathrm{L}_\mathrm{s} \,.\, \mathrm{L}_\mathrm{r}}\right) ; \quad \tau_\mathrm{r} = \frac{\mathrm{L}_\mathrm{r}}{\mathrm{R}_\mathrm{r}} ; \quad \Gamma = \frac{1}{\tau_\mathrm{r}}$$

De la même manière utilisée dans l'observateur précèdent, la représentation d'états du système d'observation pour les courants statoriques et le flux rotorique est exprimée comme suit :

$$Obs(R_s)\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\hat{x}_s = \widehat{\mathrm{A}}_s \,.\, \hat{x}_s + \mathrm{B}_s \,.\, u + \lambda_s \,.\, \varepsilon_x^s \\ \hat{y}_s = \mathrm{C} \,.\, \hat{x}_s \end{cases} \tag{III.24}$$

Avec :

$$\hat{x}_s = \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds} \\ \hat{i}_{qs} \\ \hat{\psi}_{dr} \\ \hat{\psi}_{qr} \end{bmatrix} ; \mathrm{A}_s = \begin{bmatrix} -\hat{\alpha}_1 & \omega_s & \Gamma.\alpha_2 & -\alpha_2 \,.\, \omega_m \\ -\omega_s & -\hat{\alpha}_1 & -\alpha_2 \,.\, \omega_m & \Gamma.\alpha_2 \\ \mathrm{M}.\Gamma & 0 & -\Gamma & \omega_g \\ 0 & \mathrm{M}.\Gamma & -\omega_g & -\Gamma \end{bmatrix} ; \lambda_s = \begin{bmatrix} \lambda_1^s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_1^s & 0 & 0 \\ \lambda_2^s & \lambda_3^s & 0 & 0 \\ -\lambda_3^s & \lambda_2^s & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \hat{\alpha}_1 = \beta.\widehat{\mathrm{R}}_\mathrm{s} + \frac{\beta.\mathrm{M}^2}{\mathrm{L}_\mathrm{r} \,.\, \tau_\mathrm{r}}$$

Sachant que la résistance statorique « R_s » n'intervient que dans le paramètre « α_1 » qui inclut les valeurs des deux résistances, il est plus pratique d'observer ce dernier au lieu de faire une observation de « R_s », cela peut simplifier le design du présent observateur et de réduire l'effet d'incertitudes de la résistance « R_s ». La dynamique de l'erreur d'observation de ce système est obtenue en soustrayant (III.23) de (III.24).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\varepsilon_x^s &= A_s \,.\, x_s - \widehat{A}_s \,.\, \hat{x}_s - \lambda_s \,.\, \varepsilon_x^s \\ &= \left(A_s - \lambda_s\right).\, \varepsilon_x^s + \Delta A_s \,.\, \hat{x}_s \end{aligned} \tag{III.25}$$

On garde à l'esprit que « $\widehat{R}_s = R_s + \Delta R_s$ » représente la valeur estimée de la résistance du stator, la différence entre les matrices d'état du modèle réel et celles de l'observateur résulte l'expression suivante :

$$\forall \left\{ I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ;\ \widehat{\alpha}_1 = \alpha_1 + \Delta\alpha_1 \right\},\quad \Delta A_s = A_s - \widehat{A}_s = \Delta\alpha_1 \,.\begin{bmatrix} I & 0_{(2\times2)} \\ 0_{(2\times2)} & 0_{(2\times2)} \end{bmatrix} = \Delta\alpha_1 \,.\, \mathcal{I} \tag{III.26}$$

La fonction de Lyapunov qui aide à définir la loi d'observation est exprimée par l'équation (III.27).

$$\forall \left\{ \varepsilon_x^s \neq 0 \,;\, \phi_s > 0 \right\},\qquad \mathcal{V}_s = \frac{1}{2}.\left[\varepsilon_x^s\right]^T.\left[\varepsilon_x^s\right] + \frac{1}{2.\phi_s}.\left(\Delta\alpha_1\right)^2 \tag{III.27}$$

Alors que sa dérivée temporelle s'écrit par :

$$\frac{d}{dt}\mathcal{V}_s = \left[\varepsilon_x^s\right]^T.\frac{d}{dt}\left[\varepsilon_x^s\right] + \frac{\Delta\alpha_1}{\phi_s}.\left(\frac{d}{dt}\,\widehat{\alpha}_1 - \frac{d}{dt}\alpha_1\right) \tag{III.28}$$

En maintenant le même principe de la négligence des dynamiques des valeurs réelles de résistances par rapport aux dynamiques des grandeurs estimées, l'équation (III.28) peut être récrite dans la nouvelle forme suivante, en substituant (III.25) et (III.26).

$$\frac{d}{dt}\mathcal{V}_s = \left[\varepsilon_x^s\right]^T.\left(A_s - \lambda_s\right).\left[\varepsilon_x^s\right] + \Delta\alpha_1.\left[\varepsilon_x^s\right]^T.\mathcal{I}.\hat{x}_s + \frac{\Delta\alpha_1}{\phi_s}.\frac{d}{dt}\widehat{\alpha}_1 \tag{III.29}$$

Cette relation nous permet à déterminer les deux conditions de stabilité qui doivent être respectées.

$$\begin{aligned} &\left[\varepsilon_x^s\right]^T.\left(A_s - \lambda_s\right).\left[\varepsilon_x^s\right] \leq 0 \\ &\Delta\alpha_1.\left[\varepsilon_x^s\right]^T.\mathcal{I}.\hat{x}_s + \frac{\Delta\alpha_1}{\phi_s}.\frac{d}{dt}\widehat{\alpha}_1 = 0 \end{aligned} \tag{III.30}$$

Si la deuxième condition est satisfaite, la stabilité asymptotique de l'observateur global sera justifiée en choisissant le gain « λ_1^s » avec une valeur positive importante, alors que les gains « λ_2^s » et « λ_3^s » devraient être plus faibles ou même nuls, par conséquent, la fonction de Lyapunov et sa dérivée sont définies de signe opposé quel que soit le régime de fonctionnement, nous pouvons donc écrire la relation suivante :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\widehat{\alpha}_1 &= -\phi_s \,.\left[\varepsilon_x^s\right]^T.\mathcal{I}.\hat{x}_s \\ \frac{d}{dt}\widehat{\alpha}_1 &= \phi_s \,.\left\{-\varepsilon_{id}\,.\,\hat{\imath}_{ds} - \varepsilon_{iq}\,.\,\hat{\imath}_{qs}\right\} = \phi_s \,.\, \delta e_s \end{aligned} \tag{III.31}$$

L'estimation finale de la résistance statorique « $\widehat{R}_s$ » sera faite par la relation (III.32).

$$\begin{aligned} &\forall \left\{ k_p^s > 0 \,;\, k_p^s > 0 \right\},\qquad \widehat{\alpha}_1 = k_p^s \,.\, \delta e_s + k_i^s.\int \delta e_s \,.\, dt \\ &\widehat{R}_s = \frac{\widehat{\alpha}_1}{\beta} - \frac{\widehat{R}_r \,.\, M^2}{L_r^2} \end{aligned} \tag{III.32}$$

La figure (III.1) montre le schéma fonctionnel explicatif de l'observateur linéaire interconnecté, il convient de noter que les sorties « $\widehat{R}_s$ » et « $\widehat{R}_r$ » doivent être limitées, dont les minimums sont les valeurs nominales et les limites supérieures peuvent être choisies « $3.R_{Nominale}$ », d'autre part, il est fortement recommandé de filtrer les deux résistances observées afin d'améliorer la stabilité des deux observateurs partiels, notamment durant les régimes transitoires de la vitesse. L'intégration des filtres passe-bas permet d'introduire un retard au niveau des signaux générés, ce qui garantit l'hypothèse que la dynamique de chaque observateur ne dépend que de la valeur estimée par lui-même.

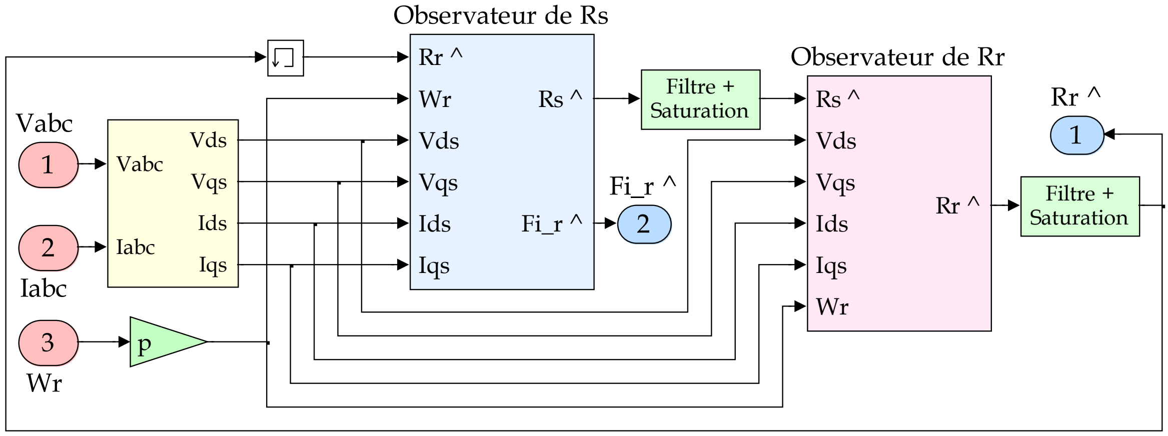


***Figure III.1 :** Diagramme explicatif montrant la structure générale de l'observateur interconnecté des résistances statoriques et rotoriques*

3 - Analyse de performance de l'estimation simultanée des paramètres incertains

Les performances de la commande VGB optimisée seront vérifiées par une simulation numérique en utilisant MATLAB/Simulink, par l'imposition d'un profil de vitesse combinant les différentes zones de fonctionnement y a compris les basses vitesses, une augmentation des résistances statoriques et rotoriques sera provoquée de sorte que chaque paramètre atteigne 200% de sa valeur nominale, la saturation du flux dans le modèle du moteur va être prise en considération afin de rapprocher au cas réel, la valeur ajoutée par notre technique sera illustrée par une étude comparative avec une commande VGB qui se base sur une estimation classique[1] du flux sans adaptation des résistances. Afin d'avoir une tension d'alimentation meilleure, le contrôle global sera optimisé par une commande MLI-Vectorielle (SVM) de l'onduleur avec un bus continu de $600V$, le principe de fonctionnement de cette stratégie a été bien détaillé dans (Khlaief, 12). Les paramètres de la commande ainsi de l'observateur sont donnés dans le tableau (III.1), la méthode de Runge-Kutta (ode4) sera adoptée pour la résolution des équations dynamiques en utilisant un pas de calcul de $25\mu s$.

Contrôle « VGB »	*Estimateur de « $\mathbf{R_s}$ »*	*Estimateur de « $\mathbf{R_r}$ »*
Régulateur de vitesse :	Gains d'observateur	Gains d'observateur
$\mathrm{k}_{\Omega\_\mathrm{Max}} = 415$; $\mu = 65\%$ $\mathrm{L}_{\Omega\_\mathrm{Max}} = 60$; $\mathcal{X}_{\mathrm{Max}} = 1$	$\lambda_1^s = 75$ $\lambda_2^s = -0.75$; $\lambda_3^s = -0.75$	$\lambda_1^r = 120$ $\lambda_2^r = 1.5$; $\lambda_3^r = 1.5$
Régulateur de flux :	Mécanisme d'adaptation	Mécanisme d'adaptation
$\mathrm{k}_\psi = 250$; $\mathrm{L}_\psi = 21$	$k_p^s = 10.5$; $k_i^s = 525 \,.\, 10^3$	$k_p^r = 1.0$; $k_i^r = 600$
Régulateurs de courant :	Paramètres du filtrage	Paramètres du filtrage
$\mathrm{k}_{\mathrm{p\_c}} = 15.21$; $\mathrm{k}_{\mathrm{a\_c}} = 1.5$ $\mathrm{k}_{\mathrm{i\_c}} = 4235.3$; $\mathrm{k}_{\mathrm{r\_c}} = 1.18$	Filtre passe-bas d'une constante de temps : « $1/f_{c\_s} = 0.0055$ »	Filtre passe-bas d'une constante de temps : « $1/f_{c\_r} = 0.0005$ »

***Tableau III.1 :** La configuration adoptée pour la commande VGB et l'observateur linéaire interconnecté*

[1] L'estimation classique signifie que la composante directe du flux rotorique sera déterminée à l'aide de l'équation (III.1) sans tenir compte de l'adaptation de la résistance du rotor.

Les figures ci-dessous illustrent l'impact de la variation paramétrique sur les grandeurs fondamentales du moteur asynchrone contrôlé par la technique VGB avec l'intégration de la régulation du flux rotorique.

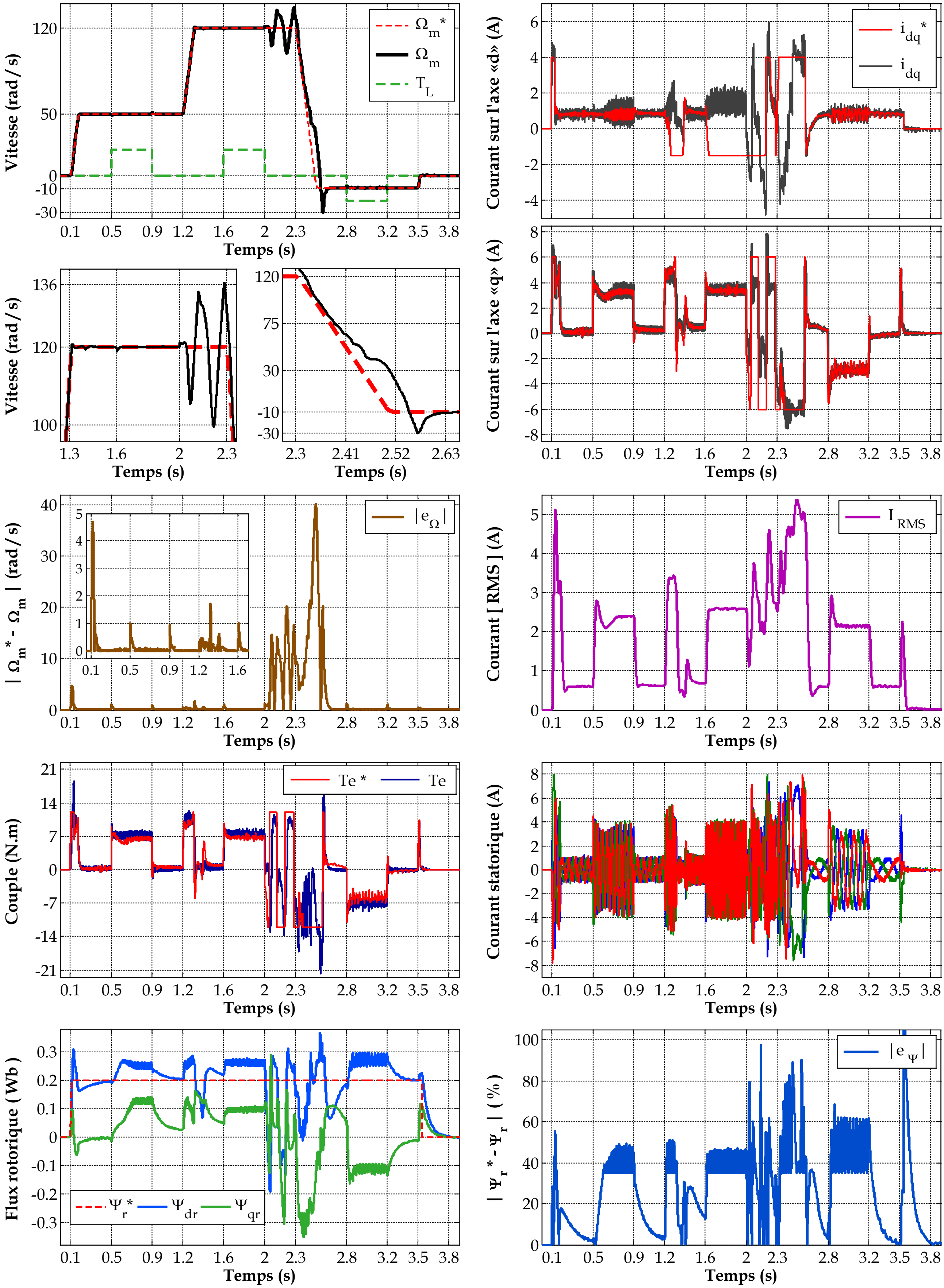


Figure III.2 : *Performances de la commande VGB avec régulation du flux sans adaptation paramétrique*

Les figures (III.3) et (III.4) présentent les performances du contrôle VGB qui adopte l'adaptation paramétrique dans le cas d'une variation séquentielle des résistances du stator et du rotor.

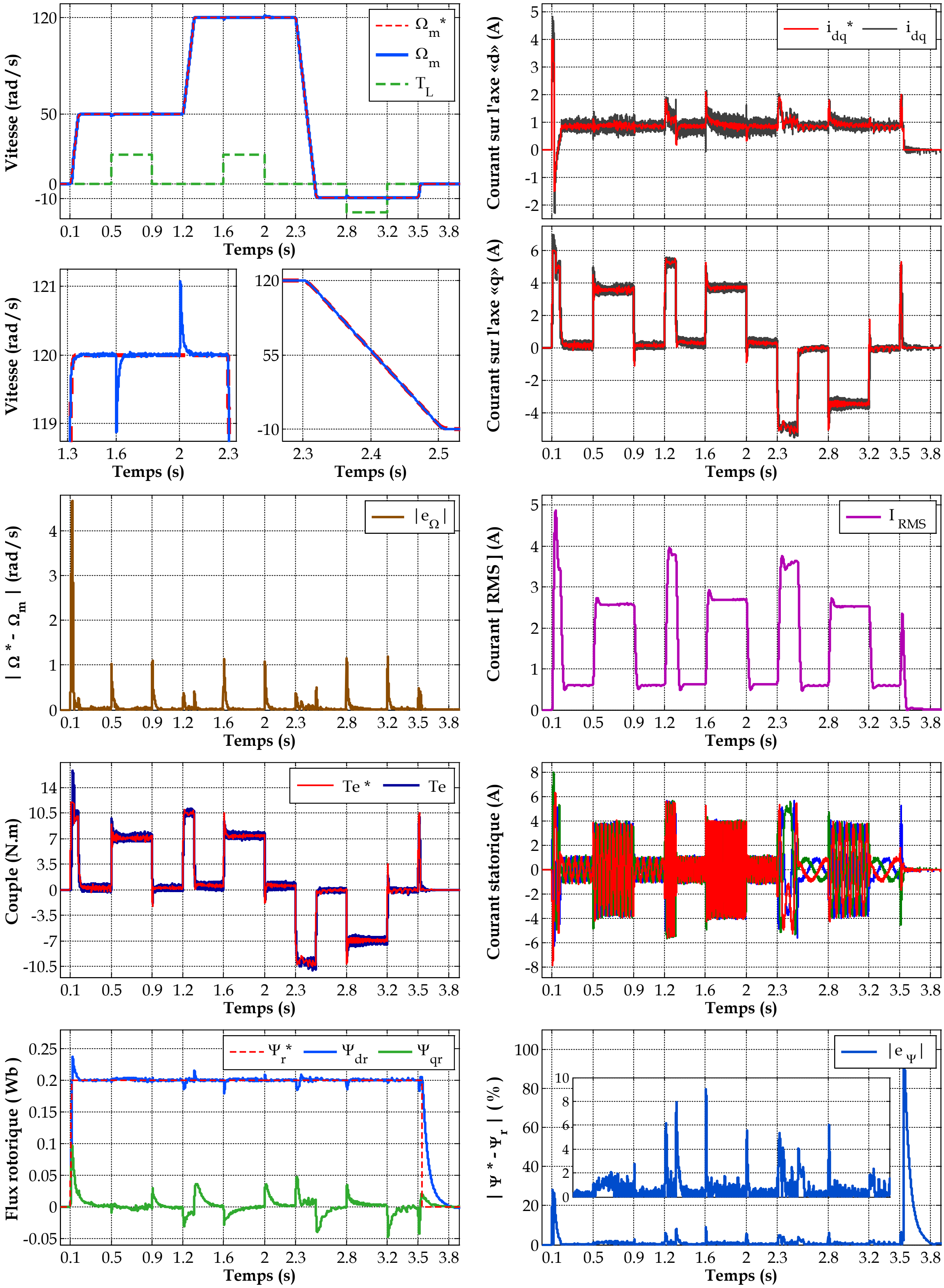


Figure III.3 : *Performance de la commande VGB optimisée par l'adaptation paramétrique*

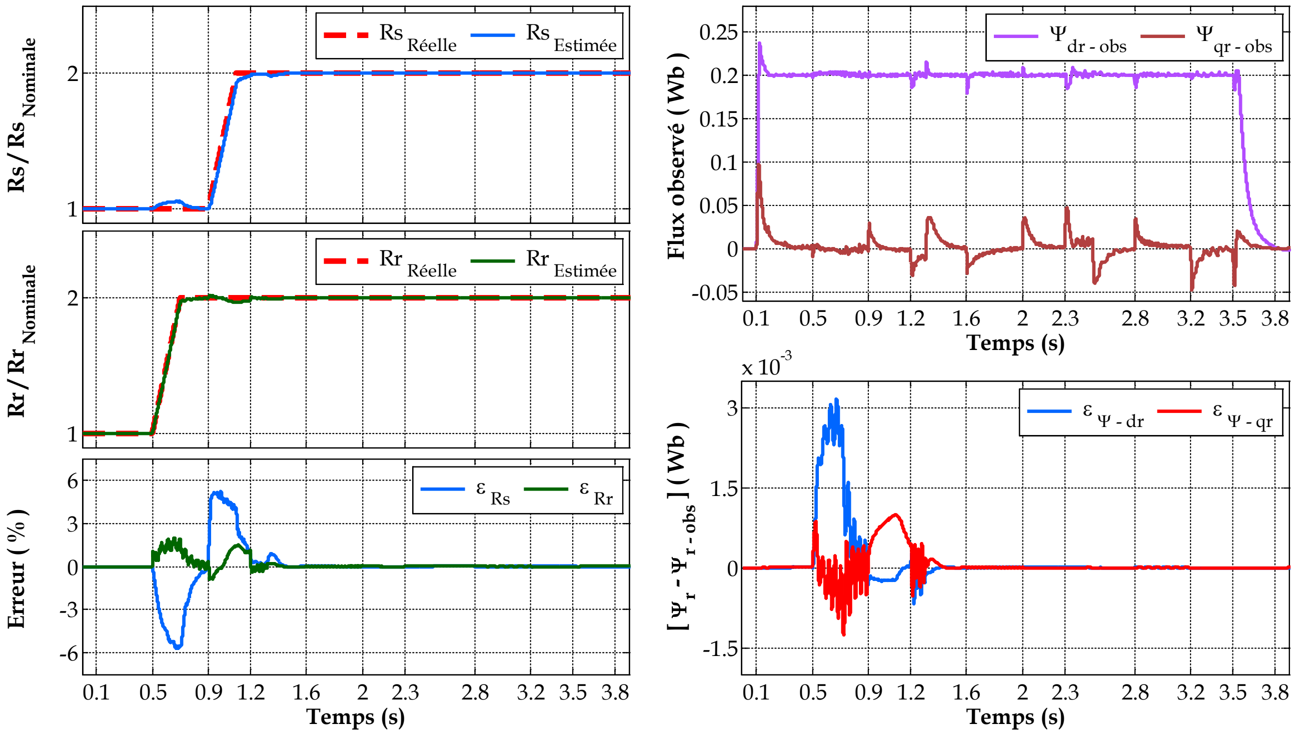


***Figure III.4 :** Evolution des grandeurs observées*

Discussion

La commande VGB optimisée a été testée dans une trajectoire qui regroupe différentes zones de fonctionnement à la présence d'une perturbation extérieure de $6.9\ \mathrm{N.m}$, les flux du moteur (du stator et du rotor) ont été limités à une valeur de 120% de leurs valeurs nominales approximatives pour prendre en compte l'effet de saturation des circuits magnétiques, alors que la valeur de référence adoptée pour le flux du rotor sera fixée à $0.2\ \mathrm{Wb}$, nous avons provoqué également une augmentation de 200% des résistances statoriques et rotoriques respectivement aux instants $0.5s$ et $0.9s$, la raison principale de la séparation des moments de variation dans les résistances est d'approcher au cas pratique où les enroulements rotoriques peuvent être soumis à plus de conditions d'échauffement par rapport aux enroulements statoriques, toutes ces conditions peuvent illustrer les véritables performances des techniques du contrôle en présence de perturbations structurelles non définies.

La figure (III.2) montre les performances de la commande VGB sans adaptation paramétrique en utilisant une régulation classique du flux, on peut constater une dégradation considérable de la qualité du contrôle de toutes les chaines de régulation, si on commence par l'analyse de l'évolution de la vitesse de rotation, on ne peut pas accepter un tel régime transitoire, le régulateur de vitesse n'a pas pu maintenir la stabilité du contrôle âpre l'élimination du couple de charge appliqué, les vibrations provoquées sont principalement dues à une mauvaise régulation des autres grandeurs de commande, en particulier les courants du stator et le flux du rotor, cela a rendu la commande VGB incapable de fournir une tension de commande compatible avec la fréquence de commande pour assurer la stabilité du contrôle. L'une des raisons essentielles de cette faible performance est la qualité de régulation du vecteur flux, la composante directe n'a pas plus maintenu à la valeur de référence imposée, tandis que la composante quadrature présente une valeur moyenne non nulle, cette mauvaise orientation du flux signifie que le couple électromagnétique ne dépend plus uniquement de la composante directe du flux, entraînant ainsi la détérioration du principe de la commande vectorielle. Ce problème a causé une erreur de régulation de 40% par rapport au flux rotorique avec une surintensité considérable du courant dans le cas du freinage. De là, on peut dire que l'augmentation de la résistance du rotor ne peut pas influencer que la détermination de la pulsation de glissement qui assure l'orientation du vecteur flux, mais elle peut aussi fausser la régulation du flux rotorique, par conséquent, nous pouvons considérer que la commande VGB avec la régulation du flux est très fragile face à la variation de la résistance rotorique.

D'un autre côté, l'utilisation d'un observateur interconnecté pour l'observation du flux et l'adaptation de la résistance rotorique peut améliorer considérablement la commande du MAS devant les variations structurelles, la figure (III.3) montre un fonctionnement remarquable de la commande VGB avec adaptations paramétriques, la variation des deux résistances en même temps n'a pas affecté ni la commande de différentes grandeurs à contrôler, ni l'observation des résistances et du flux rotorique, le contrôle de la vitesse présente une rapidité et une stabilité impeccables avec une haute capacité de rejet de perturbations, garantissant ainsi une erreur de régulation très faible. Contrairement au cas précédent, les courants statoriques sont parfaitement contrôlés, ce qui assure que la valeur du courant réel reste dans la marge supportée par le moteur, l'orientation du flux a été exécutée d'une manière très précise où la composante directe a été maintenue à la valeur de référence, tandis que la composante quadrature est restée pratiquement nulle, ce qui justifie la qualité du contrôle par rapport au couple électromagnétique qui suit sa référence avec une variation limitée. Cette haute performance n'aurait pas été obtenue sans l'utilisation de l'observateur interconnecté qui a été en mesure d'estimer simultanément les deux résistances et fournit une information instantanée sur le flux rotorique, l'évolution des grandeurs observées est présentée dans la figure (III.4), il est remarquable que cet observateur présente une stabilité intéressante vue que chaque partie de l'observateur peut compenser l'incertitude paramétrique de l'autre, assurant une estimation simultanée très précise des deux résistances dans les différentes zones de fonctionnement de la machine, cette estimation n'améliore pas que la robustesse par rapport à la variation paramétrique, mais elle fournit également un flux rotorique capable de garantir l'optimisation de la commande globale des moteurs asynchrones triphasés.

4 - Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'amélioration des performances de la commande VGB en incorporant une régulation du flux afin d'assurer la génération d'une tension de commande optimale, en revanche, cette modification a rendu l'algorithme de contrôle dépend plus à la résistance du rotor, la présence d'une incertitude au niveau de ce paramètre peut affecter négativement la qualité du contrôle dans certaines conditions de fonctionnement, pour cela, nous avons développé une nouvelle méthode d'identification des résistances des deux parties du moteur. Bien que la commande VGB soit extrêmement robuste devant la résistance statorique, une augmentation dans ce paramètre affect considérablement les performances d'observation de la résistance rotorique, signifiant une mauvaise adaptation de la commande globale, la solution proposée est de faire une estimation simultanée des résistances statoriques et rotoriques, les valeurs instantanées des deux paramètres ont été générées à l'aide d'un nouvel observateur linéaire interconnecté, ce dernier permet de fournir une information sur la résistance rotorique pour garantir l'adaptation du contrôle, ensuite, cette valeur servira à maintenir les hautes performances en estimant la résistance du stator pour renforcer l'observation de la résistance du rotor, la stabilité asymptotique des deux parties de l'observateur a été assurée à l'aide du théorème de Lyapunov, alors que la validation de l'étude analytique a été effectuée par une simulation numérique en tenant compte des différentes conditions opérationnelles pratiques. Les résultats obtenus ont été très intéressants notamment en matière de robustesse, alors que l'observateur élaboré a été en mesure du maintien les performances du contrôle dans les différentes zones de fonctionnement même à la présence d'une variation simultanée au niveau des deux résistances de la machine.

Dans un autre contexte, on peut dire que ce chapitre fournit une introduction au chapitre suivant qui traite l'un des objectifs principaux de cette thèse, à savoir l'élimination du capteur de vitesse, l'estimation de la vitesse sera effectuée en adoptant plusieurs approches déterministes et stochastiques afin de réaliser une commande Backstepping à gains variable sans capteur mécanique.

CHAPITRE IV Techniques avancées pour l'observation de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé

Pour un objectif de réduction du coût des installations industrielles nécessitant une application à vitesse variable, il est important de minimiser le nombre de capteurs utilisés, le capteur de vitesse, non seulement augmente l'encombrement du montage (chemins de câbles, entretien, couplage mécanique, etc.), mais il entraîne également un surcoût susceptible d'être important que celui du moteur asynchrone triphasé lui-même, notamment pour les faibles puissances (Pacas, 11), à ce fait, il est nécessaire de développer d'autres moyens capables de fournir l'information sur la vitesse de rotation qui est indispensable pour la régulation des différentes grandeurs à contrôler. L'utilisation des capteurs logiciels ou des observateurs peut être une solution idéale pour remplacer les capteurs physiques, son principe de fonctionnement consiste à reconstruire les états de la machine à partir de la mesure des quantités électriques du stator, les variables estimées doivent converger vers les états réels qui constituent un vecteur qui est complètement ou partiellement mesurable, cette condition peut être réalisée en basant sur une loi de commande développée selon les différents critères de stabilité, tels que la méthode de Lyapunov (Kubota, 93), critère de Routh-Hurwitz (Rashed, 05) ou celui de l'hyperstabilité de Popov (Schauder, 92). Par ailleurs, le nombre important de travaux publiés concernant l'estimation de la vitesse et les différentes grandeurs inaccessibles comme les flux, les perturbations extérieures, les paramètres de la machine, entre autres, confirme l'importance de ces techniques dans le domaine des entrainements électriques, plusieurs classes d'estimateurs sont présentées dans la littérature, les méthodes déterministes comme celles de Luenberger ou de Gopinath sont des observateurs qui adoptent principalement le modèle dynamique de la machine, à cause de la non-linéarité présentée dans le modèle du MAS, l'estimation de la vitesse est effectuée essentiellement à l'aide d'un mécanisme d'adaptation qui assure la stabilité globale de l'observateur, comme dans le cas de (Stoicuta, 09 ; Jouili, 12). En revanche, les performances obtenues à travers l'utilisation du filtre de Kalman pour la prédiction des états du moteur asynchrone, ont attiré l'attention de nombreux chercheurs qui sont développés plusieurs algorithmes sophistiqués relative à cette méthode d'estimation (Hilairet, 09 ; Lalami, 12 ; Basha, 19). Dans un autre contexte, l'observabilité de la machine asynchrone a été largement étudiée ces dernières années (Ghanes, 05 ; Koteich, 16 ; Horch, 18), les différentes méthodes d'observation sont généralement testées dans la zone des hautes et des moyennes vitesses, en effet, il est compliqué de prendre en compte les problèmes de l'inobservabilité de la machine, les techniques d'estimation basées sur l'injection des signaux de haute fréquence sont récemment utilisées, en particulier dans les applications à très faible vitesse (Liu, 05), elles sont très intéressantes en raison de leur indépendance par rapport au modèle dynamique du moteur, ces méthodes exploitent les harmoniques d'encoche présentées dans les courants statoriques et l'inductance de fuite pour extraire une information sur la position du rotor, les signaux peuvent être injectés de plusieurs manières afin de déterminer la vitesse mécanique et d'assurer ensuite, une commande sans capteur avec une bonne stabilité même pour une fréquence nulle (Xu, 18).

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au développement des techniques d'estimation pour la vitesse mécanique et le flux rotorique d'un MAS, cela est dans le but de réaliser un contrôle robuste sans capteur mécanique, on va commencer l'étude par un observateur adaptatif caractérisé par un mécanisme d'adaptation flou, ensuite, trois méthodes d'estimation différentes qui se basent sur la théorie du mode glissant, seront attentivement étudiées, finalement, le filtre de Kalman étendu sera adopté pour l'identification de la vitesse rotorique, une version simplifiée sera élaborée en utilisant un modèle d'ordre réduit, ce dernier permet de surmonter les obstacles associés à discrétisation du modèle de la machine, l'efficacité de chaque estimateur sera vérifiée par simulation numérique, dont les résultats seront analysés et discutés d'une manière très précise. De plus, la qualité de l'observation sera mise en évidence par une étude comparative que nous avons réalisée sur la base de plusieurs indices, ce qui permet de clarifier les avantages et les inconvénients de chaque technique élaborée, les conclusions et contributions les plus importantes seront résumées à la fin de ce chapitre.

1 - Observateur adaptatif-flou (FAO)

On peut classer l'observateur actuel dans la catégorie des observateurs adaptatifs déterministes (Kubota, 93 ; Stoicuta, 09 ; Gadoue, 10 ; Jouili, 12), il est capable de reconstruire l'état d'un système observable en basant sur la mesure de ses entrées et ses sorties, à condition que celles-ci soient parfaitement connues, dans le cas où une partie du vecteur d'état du système ne peut pas être mesurée, le présent observateur permet l'estimation des variables difficiles à mesurer, l'application de cette méthode sur le moteur asynchrone considère les tensions d'alimentation comme des entrées et les courants statoriques comme des sorties mesurées, ces derniers formant le vecteur d'état avec les composantes du flux rotorique qui représente une quantité complètement indéterminée, d'un autre côté, la variable essentielle à estimer « Ω_m » intervient d'une façon non linéaire dans la dynamique des variables à observer, ce qui exige un mécanisme d'adaptation performant capable de fournir une information équivalente pour compenser la non-linéarité non spécifique. Si les courants observés « $\hat{\imath}_{\alpha,\beta}$ » convergent vers les courants mesurés « $i_{\alpha,\beta}$ », l'information délivrée par le mécanisme d'adaptation sera considérée égale à la vitesse réelle, qui ne sera plus utilisée dans l'algorithme de la commande VGB, ce qui permet le développement d'une commande performante sans capteur mécanique.

Dans ce contexte, on va dire que cet observateur représente une version modifiée de l'observateur de Luenberger adaptatif (Kubota, 93 ; Kubota, 94), l'utilisation d'un mécanisme d'adaptation qui se base sur la théorie de la logique floue, pourrait améliorer considérablement la qualité de l'observation du courant, du flux ainsi que de la vitesse mécanique (Szabat, 15), ce qui permet également d'optimiser les performances du contrôle global. Nous présentons d'abord la représentation d'état décrivant les dynamiques du moteur dans un référentiel stationnaire « $\alpha - \beta$ » par :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 0 & \Gamma.\alpha_2 & \alpha_2 \,.\, \omega_m \\ 0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 \,.\, \omega_m & \Gamma.\alpha_2 \\ M.\Gamma & 0 & -\Gamma & -\omega_m \\ 0 & M.\Gamma & \omega_m & -\Gamma \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta & 0 \\ 0 & \beta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \qquad \text{(IV.1)}$$

Rappelons que : $\alpha_1 = \beta.\left(R_s + \frac{M^2}{L_r\,.\,\tau_r}\right)$; $\alpha_2 = \beta.\frac{M}{L_r}$; $\beta = \frac{1}{\delta.L_s}$; $\delta = 1 - \left(\frac{M^2}{L_s\,.\,L_r}\right)$; $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$; $\Gamma = \frac{1}{\tau_r}$

1.1 - Conception d'un observateur des courants et du flux

La vitesse mécanique « $\Omega_m = \omega_m/p$ » sera estimée en utilisant la représentation d'état écrite par (IV.1), les courants statoriques « $i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$ » et les composantes du flux rotorique « $\psi_{\alpha r}$, $\psi_{\beta r}$ » sont les variables d'état, les tensions « $v_{\alpha s}$, $v_{\beta s}$ » sont les grandeurs de commande, alors que la matrice de sortie contient les courants statoriques qui sont considérés parfaitement mesurés.

$$Sys \begin{cases} \frac{d}{dt}x = A\,.\,x + B\,.\,u \\ y = C\,.\,x \end{cases} \qquad \text{(IV.2)}$$

Avec :

$$x = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} ; A = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 0 & \Gamma.\alpha_2 & \alpha_2 \,.\, \omega_m \\ 0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 \,.\, \omega_m & \Gamma.\alpha_2 \\ M.\Gamma & 0 & -\Gamma & -\omega_m \\ 0 & M.\Gamma & \omega_m & -\Gamma \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} \beta & 0 \\ 0 & \beta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; u = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix}$$

Le modèle mathématique d'un observateur déterministe prendre la même forme du système réel, mais il est accompagné par des termes de correction dépend directement des erreurs d'observation « ε_x », la partie corrective permet la compensation de la non-linéarité indéterminée du modèle, ainsi qu'elle peut assurer la convergence des valeurs observées vers les grandeurs mesurées, la représentation d'états du présent observateur est donnée comme suit :

$$Obs \begin{cases} \frac{d}{dt}\hat{x} = \widehat{\mathrm{A}}\,.\,\hat{x} + \mathrm{B}\,.\,u + \mathrm{L}\,.\,\mathrm{C}\,.\,\varepsilon_x \\ \hat{y} = \mathrm{C}\,.\,\hat{x} \end{cases} \tag{IV.3}$$

$$\hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha s} \\ \hat{i}_{\beta s} \\ \hat{\psi}_{\alpha r} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} ; \widehat{\mathrm{A}} = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 0 & \Gamma.\alpha_2 & \alpha_2\,.\,\widehat{\omega}_\mathrm{m} \\ 0 & -\alpha_1 & -\alpha_2\,.\,\widehat{\omega}_\mathrm{m} & \Gamma.\alpha_2 \\ \mathrm{M}.\Gamma & 0 & -\Gamma & -\widehat{\omega}_\mathrm{m} \\ 0 & \mathrm{M}.\Gamma & \widehat{\omega}_\mathrm{m} & -\Gamma \end{bmatrix} ; \mathrm{L} = \begin{bmatrix} l_1 & l_2 \\ l_2 & l_1 \\ l_3 & l_4 \\ l_4 & l_3 \end{bmatrix} ; \varepsilon_x = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \\ i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} - \hat{\psi}_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} - \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix}$$

« $\hat{x}$ » représente la matrice des variables d'état observées, « $\hat{y}$ » est la matrice de sortie des grandeurs observées, « $\widehat{\mathrm{A}} = f(\widehat{\omega}_\mathrm{m})$ » exprime la matrice d'état du modèle de l'observateur des courants et des flux en fonction de la vitesse électrique observée « $\widehat{\omega}_\mathrm{m}$ », « $\varepsilon_x = x - \hat{x}$ » définit l'erreur d'observation entre les variables d'état réelles et celles observées, tandis que « L » représente la matrice de correction, où « $l_{1\ldots4}$ » sont des constantes qui seront identifiées simultanément avec la détermination du mécanisme d'adaptation qui assure la stabilité asymptotique de l'ensemble de l'observateur.

1.2 - Détermination de l'expression de la vitesse observée

Le mécanisme d'adaptation peut être réalisé en utilisant le théorème de stabilité de Lyapunov à travers lequel, la fonction imposée doit être en fonction de l'erreur d'observation « ε_x », ce vecteur est constitué des erreurs d'observation du courant statorique et du flux rotorique, sachant que les composantes du vecteur flux sont des quantités inaccessibles, on peut avoir un manque d'information dans le cas de présence de ses erreurs au niveau du mécanisme d'adaptation de la vitesse, pour contourner ce problème, on va définir une variable auxiliaire de l'erreur d'observation comme suit :

$$\begin{gathered} \tilde{\mathcal{E}} = y - \hat{y} \\ \frac{d}{dt}\tilde{\mathcal{E}} = \mathrm{C}\,.\left(\frac{d}{dt}x - \frac{d}{dt}\hat{x}\right) \end{gathered} \tag{IV.4}$$

Par l'utilisation des équations (IV.2) et (IV.3), la dynamique de la variable « $\tilde{\mathcal{E}}$ » sera exprimée par :

$$\frac{d}{dt}\tilde{\mathcal{E}} = \mathrm{C}\,.\left(\mathrm{A}\,.\,x - \widehat{\mathrm{A}}\,.\,\hat{x} - \mathrm{L}\,.\,\mathrm{C}\,.\,\varepsilon_x\right) \tag{IV.5}$$

Nous pouvons ignorer la dynamique des paramètres de la machine si on considère que leur variation est trop lente par rapport à celle de la vitesse, pour cela, l'erreur d'estimation de la vitesse sera définie par :

$$\Delta\omega_\mathrm{m} = \omega_\mathrm{m} - \widehat{\omega}_\mathrm{m} \tag{IV.6}$$

Par conséquent, l'écart entre les matrices d'états des deux systèmes (IV.2) et (IV.3) s'exprime par :

$$\forall\ J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \qquad \Delta\mathrm{A} = \mathrm{A} - \widehat{\mathrm{A}} = \Delta\omega_\mathrm{m}\,.\begin{bmatrix} 0_{(2\times2)} & -\alpha_2\,.\,J \\ 0_{(2\times2)} & J \end{bmatrix} = \Delta\omega_\mathrm{m}\,.\,\mathcal{W} \tag{IV.7}$$

En basant sur la relation (IV.5), l'expression finale qui définit la dynamique du paramètre « $\tilde{\mathcal{E}}$ » est donnée par l'équation (IV.8).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\tilde{\mathcal{E}} &= \mathrm{C}\,.\left(\mathrm{A}\,.\,x - \mathrm{A}\,.\,\hat{x} + \Delta\mathrm{A}\,.\,\hat{x} - \mathrm{L}\,.\,\mathrm{C}\,.\,\varepsilon_x\right) \\ &= \mathrm{C}\,.\left([\mathrm{A} - \mathrm{L}\,.\,\mathrm{C}].\,\varepsilon_x + \Delta\omega_\mathrm{m}\,.\,\mathcal{W}.\,\hat{x}\right) \end{aligned} \tag{IV.8}$$

Afin d'assurer que le zéro représente un point d'équilibre pour le paramètre « $\tilde{\mathcal{E}}$ », la fonction candidate de Lyapunov sera imposée de la forme suivante :

$$\forall \{ \tilde{\mathcal{E}} \neq 0 \, ; \, \lambda_1 > 0 \}, \qquad \mathcal{V}_1 = \frac{1}{2} . \left(\tilde{\mathcal{E}}^T . \tilde{\mathcal{E}} + \frac{1}{\lambda_1} . \{\Delta\omega_m\}^2 \right) \tag{IV.9}$$

La dérivée temporelle de cette fonction de Lyapunov peut être exprimée par (IV.10).

$$\frac{d}{dt}\mathcal{V}_1 = \tilde{\mathcal{E}}^T . \frac{d\tilde{\mathcal{E}}}{dt} + \frac{1}{\lambda_1} . \Delta\omega_m . \left\{ \frac{d}{dt} \Delta\omega_m \right\} \tag{IV.10}$$

Une hypothèse indispensable doit être envisagée afin d'aboutir à l'équation de l'erreur équivalente qui permet de déduire la vitesse estimée, pratiquement, il est valable de négliger la dynamique de la vitesse réelle « ω_m » devant la dynamique de la grandeur estimée « $\widehat{\omega}_m$ », cette considération permet d'écrire :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\mathcal{V}_1 &= \tilde{\mathcal{E}}^T . \Big\{ \mathrm{C} . \big([\mathrm{A} - \mathrm{L} . \mathrm{C}] . \varepsilon_x + \Delta\omega_m . \mathcal{W} . \hat{x} \big) \Big\} - \frac{1}{\lambda_1} . \Delta\omega_m . \left\{ \frac{d}{dt} \widehat{\omega}_m \right\} \\ &= \left(\tilde{\mathcal{E}}^T . \mathrm{C} . [\mathrm{A} - \mathrm{L} . \mathrm{C}] . \varepsilon_x \right) + \left(\Delta\omega_m . \tilde{\mathcal{E}}^T . \mathrm{C} . \mathcal{W} . \hat{x} - \frac{1}{\lambda_1} . \Delta\omega_m . \left\{ \frac{d}{dt} \widehat{\omega}_m \right\} \right) \end{aligned} \tag{IV.11}$$

L'expression de la vitesse estimée sera extraite en éliminant le deuxième terme de l'équation (IV.11), le signe de la dérivée de la fonction de Lyapunov ne sera lié qu'au premier terme, cela conduit aux deux conditions de stabilité données par (IV.12) et (IV.13), nous pouvons d'abord écrire :

$$\begin{aligned} \Delta\omega_m . \tilde{\mathcal{E}}^T . \mathrm{C} . \mathcal{W} . \hat{x} - \frac{1}{\lambda_1} . \Delta\omega_m . \left\{ \frac{d}{dt} \widehat{\omega}_m \right\} &= 0 \\ \frac{d}{dt} \widehat{\omega}_m &= \lambda_1 . \tilde{\mathcal{E}}^T . \mathrm{C} . \mathcal{W} . \hat{x} \\ \widehat{\omega}_m = \lambda_1 . \alpha_2 . \int \Big((i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s}) . \hat{\psi}_{\beta r} &- (i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}) . \hat{\psi}_{\alpha r} \Big) . dt \end{aligned} \tag{IV.12}$$

La deuxième condition de stabilité consiste à assurer que la fonction de Lyapunov et sa dérivée sont de signe opposé quel que soit le temps, c'est pourquoi le premier terme de (IV.11) doit être défini semi-négative.

$$\begin{aligned} \tilde{\mathcal{E}}^T . \mathrm{C} . [\mathrm{A} - \mathrm{L} . \mathrm{C}] . \varepsilon_x &\leq 0 \\ \varepsilon_x^T . [\mathrm{C}^\mathrm{T} . \mathrm{C} . \mathrm{A} - \mathrm{C}^\mathrm{T} . \mathrm{C} . \mathrm{L} . \mathrm{C}] . \varepsilon_x &\leq 0 \\ \varepsilon_x^T . \left(\begin{bmatrix} -\alpha_1 . I & \alpha_2 . (\Gamma . I - \omega_m . J) \\ 0_{(2\times2)} & 0_{(2\times2)} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} l_1 . I + l_2 . |J| & 0_{(2\times2)} \\ 0_{(2\times2)} & 0_{(2\times2)} \end{bmatrix} \right) . \varepsilon_x &\leq 0 \end{aligned} \tag{IV.13}$$

Sachant que le flux rotorique représente une quantité limitée dont sa valeur maximale est la valeur de saturation (Marino, 95), ses erreurs d'observation peuvent également être considérées bornées et relativement faibles par rapport aux celles du courant, à ce fait, le gain « l_1 » doit être sélectionné supérieur à « $-\alpha_1$ », tandis que « l_2 » doit être nul, ces deux choix garantissent la stabilité asymptotique de l'observateur, alors que « l_3 » et « l_4 » peuvent être des coefficients d'ajustement qui doivent fixer à une valeur très faible ou nulle vue qu'ils sont liés à la dynamique des composantes du flux rotorique observé.

1.3 - Synthèse d'un mécanisme d'adaptation basé sur la logique floue

Le mécanisme d'adaptation est un terme très courant pour les observateurs reposant sur un modèle, il est généralement conçu conformément selon des concepts de stabilité, tels que de Lyapunov ou de Popov, pour assurer la convergence asymptotique des erreurs d'observation vers le zéro, cependant, cette convergence dépend principalement des performances du contrôleur utilisé dans le mécanisme d'adaptation, le plus fréquemment utilisé est le correcteur Proportionnel-Intégral, car la vitesse estimée correspond à un intégral d'un produit vectoriel d'un vecteur d'erreur avec un autre d'observation comme le montre l'expression (IV.12), l'action proportionnelle a été ajoutée afin de donner une certaine rapidité et d'accélérer la convergence, dans le cas de notre observateur, on va définir le signal de réglage comme suit :

$$\delta\omega_m = \varepsilon_{i\alpha} \cdot \hat{\psi}_{\beta r} - \varepsilon_{i\beta} \cdot \hat{\psi}_{\alpha r} \tag{IV.14}$$

La théorie de la logique floue a été largement exploitée pour concevoir les mécanismes d'adaptation des observateurs (Gadoue, 10 ; Ben Regaya, 14a ; Holakooie, 16), l'avantage de ce type de contrôleur est qu'il ne dépend pas fondamentalement d'une expression mathématique précise, ce qui permet de gérer certains types de perturbations et d'incertitudes dans le modèle à observer, ce qui le rend très adapté aux systèmes complexes. Le mécanisme d'adaptation de l'observateur actuel sera basé sur un régulateur flou à 9 règles logiques, le paramètre du contrôle « $\delta\omega_m$ » et sa dynamique « $\Delta\delta\omega_m = \delta\omega_m(k) - \delta\omega_m(k-1)$ » seront choisis comme des variables d'entrées, tandis que la sortie représente la décision du contrôleur ; chacune des entrées et de sortie sont basées sur trois ensembles flous, qui seront utilisés pour convertir les variables numériques en variables linguistiques, telles que : ' Négatif ', ' Zéro ' et ' Positive ' en basant sur une série de règles qui sont résumés dans le tableau (IV.1), les fonctions d'appartenance sont les mêmes pour les variables d'entrées et de sortie avec des formes triangulaires et trapézoïdales comme il est illustré dans la figure (IV.1), la qualité du réglage ne dépend pas seulement des règles floues, mais également aux coefficients d'ajustement « k_e » et « k_{de} » à travers lesquels, les variables d'entrées et de sortie sont normalisées ; l'emplacement de ces gains est montré dans la figure (IV.3), il convient de motionner que dans (Ben Regaya, 14a), un simple algorithme a été proposé pour approximer les valeurs optimales de ces coefficients de normalisation. La méthode de défuzzification utilisée est celle du centre de gravité, alors que la méthode d'inférence de Mamdani (Mamdani, 75) présente un bon choix pour avoir un signal de sortie meilleur du régulateur flou dans lequel, sa surface caractéristique est représentée dans la figure (IV.2).

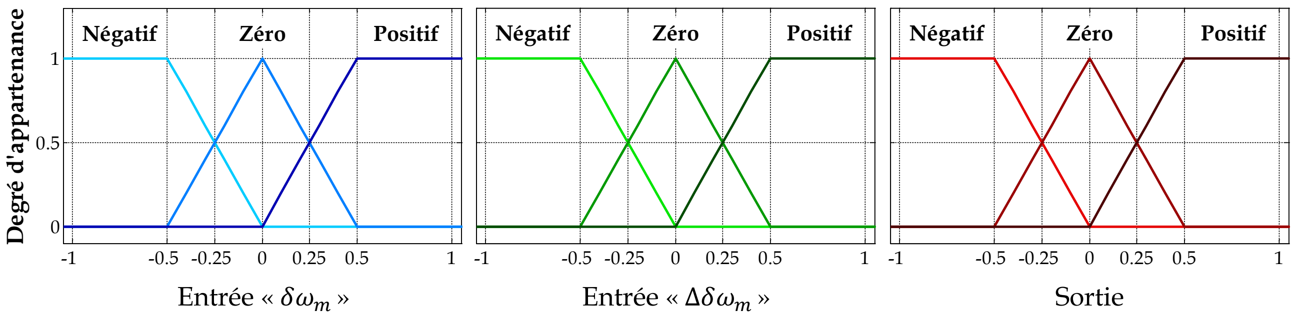


***Figure IV.1 :** Fonctions d'appartenance des entrées et de sortie du contrôleur flou à 9 règles*

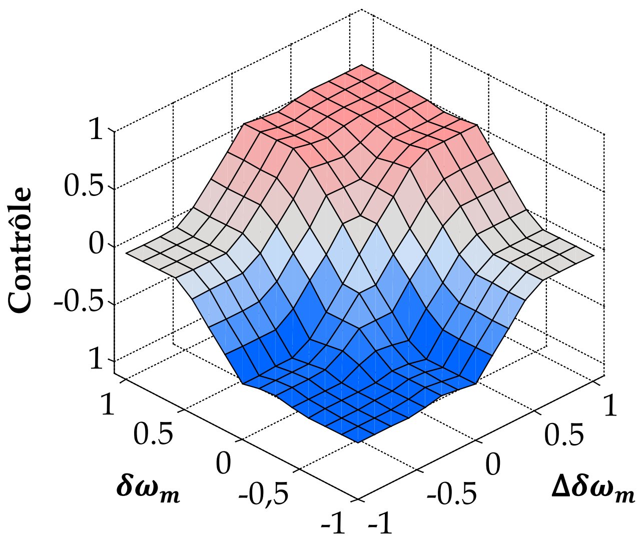


***Figure IV.2 :** Surface caractéristique du régulateur flou utilisé dans le mécanisme d'adaptation*

		$\Delta\delta\omega_m$		
		Négatif	**Zéro**	**Positif**
$\delta\omega_m$	**Négatif**	Négatif	Négatif	Zéro
	Zéro	Négatif	Zéro	Positif
	Positif	Zéro	Positif	Positif

Tableau IV.1 : *Table d'inférence du contrôleur flou adopté dans le mécanisme d'adaptation*

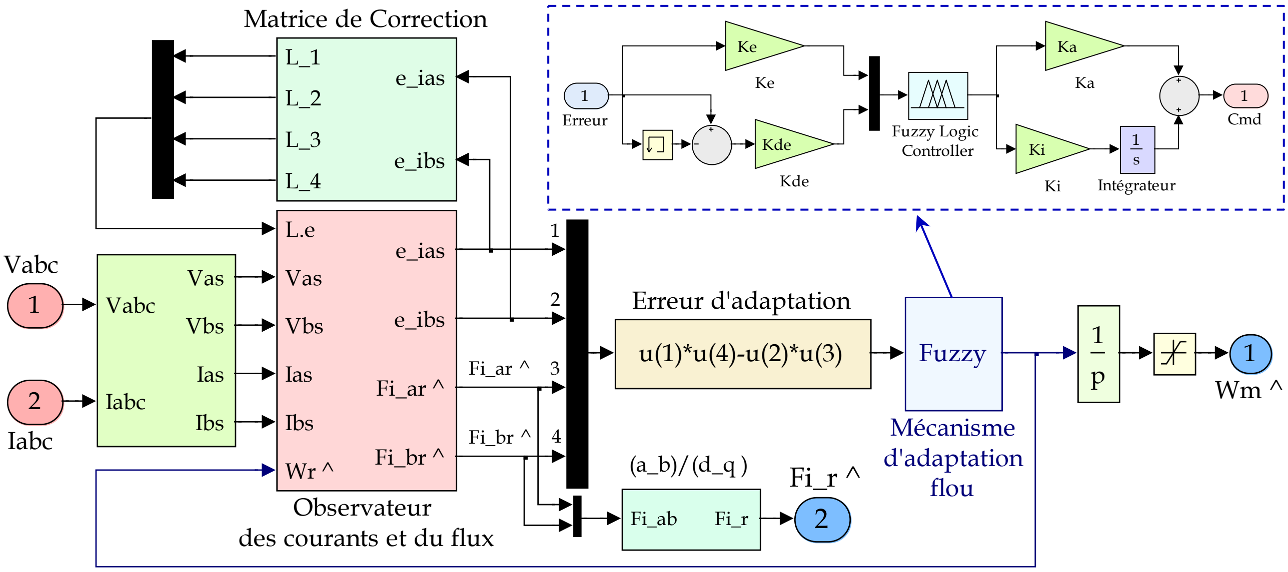


Figure IV.3 : *Schéma-bloc Simulink de l'observateur FAO proposé pour l'estimation de la vitesse*

2 - Estimations basées sur l'approche du mode glissant

En raison de ses avantages et de ses propriétés du réglage connues, il est devenu très courant d'utiliser les approches du mode glissant pour estimer les différentes variables des systèmes non linéaires, leur principe de fonctionnement pour l'observation n'est pas si différent de celui décrit dans le ***'Chapitre II'***, il se repose sur une fonction 'Signe' pour déterminer si les grandeurs observées et celles mesurées sont proches l'une de l'autre, alors que la notion du gain intervient principalement pour amplifier ou minimiser les fonctions de glissement, ce qui permet d'intégrer un poids aux termes de correction selon la nature des grandeurs observées.

Plusieurs structures d'observateur mode glissant ont été proposées dans la littérature (Zhao, 14 ; Wang, 18 ; Comanescu, 16 ; Zhang, 20 ; Ammar, 20), trois techniques seront présentées dans cette section : le premier observateur s'appuie essentiellement sur les équations dynamiques du moteur accompagnées par des fonctions de correction non linéaires, qui sont ajoutées au modèle afin de garantir l'attractivité des états observés vers les états réels en basant sur les critères d'existence du mode glissant ; la convergence de la vitesse observée sera assurée en utilisant le théorème de Lyapunov. La deuxième méthode d'estimation considère que le modèle analytique global du moteur présente une interconnectivité entre deux sous-systèmes différents, le mode glissant sera intégré dans l'observateur des courants statoriques d'une manière à compenser les termes de couplages ; si les courants observés sont de la même valeur que les courants réels, les fonctions de glissement générées seront alors la base d'une simple estimation du flux et de la vitesse mécanique. Le troisième observateur représente la méthode la plus compliquée car elle combine deux méthodes en même temps, à travers une double observation du courant (signifiant que deux surfaces de glissement seront produites), une nouvelle formule pour le flux rotorique sera élaborée, qui sera ensuite exploitée pour générer un mécanisme d'adaptation capable d'estimer la vitesse en fonction des deux surfaces de glissement générées.

2.1 - Observateur doté des termes de correction discontinus (SMO Type-1)

La manière la plus simple de développer un observateur mode glissant est de reconstruire les états d'un système à observer en fonction des termes de corrections discontinus en basant sur la technique du contrôle par mode glissant, étant donné que le moteur asynchrone représente un système non linéaire, un observateur mode glissant peut s'écrire sous la forme suivante :

$$Obs\begin{cases}\dfrac{d}{dt}\hat{x} = f(\hat{x}, \hat{\omega}_m, u) + \Lambda \\ \hat{y} = h(\hat{x})\end{cases} \tag{IV.15}$$

« f » exprime une fonction non linéaire, « x » et « $\hat{x}$ » sont les variables d'état du système réel et celles du système observé, « u » représente la commande, « y » et « $\hat{y}$ » sont respectivement les sorties du système réel et de l'observateur, « $\Lambda = G.\xi$ » représente le terme de correction non linéaire et « ξ » regroupe les fonctions de correction de la nature discontinue, alors que « G » représente la matrice des gains permettant d'assurer la stabilité partielle de l'observateur. À ce stade-là, on peut définir les surfaces de glissement comme suit :

$$\mathcal{S} = \begin{bmatrix}\mathcal{S}_\alpha \\ \mathcal{S}_\beta\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} - \hat{i}_{\alpha s} \\ i_{\beta s} - \hat{i}_{\beta s}\end{bmatrix} \tag{IV.16}$$

Les éléments des actions correctives seront identifiés par :

$$\forall\,[\xi] = \begin{bmatrix}\mathrm{Sgn}(\mathcal{S}_\alpha) \\ \mathrm{Sgn}(\mathcal{S}_\beta)\end{bmatrix}, \qquad \Lambda = \begin{bmatrix}\Lambda_i \\ \Lambda_\psi\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_i \\ G_\psi\end{bmatrix}.[\xi] \tag{IV.17}$$

« $\{G_i, G_\psi\} \in \mathcal{R}^{2\times 2}$ » sont les matrices des gains d'observation qui contribueront à assurer la stabilité de l'observateur, en revanche, pour que les quantités observées convergent asymptotiquement vers les variables réelles, deux principales conditions doivent être respectées : la première concerne le mode de convergence dans lequel l'attractivité de la surface de glissement doit être assurée en vérifiant l'inégalité « $\mathcal{S}.\{d\mathcal{S}/dt\} \leq 0$ », la deuxième condition se rapporter au mode de glissement, les actions correctives doivent intervenir de manière capable à satisfaire la condition de l'invariance exprimée par : « $\mathcal{S} \simeq 0$; $d\mathcal{S}/dt \simeq 0$ ».

2.1.1 - Design de l'observateur des courants statoriques et du flux rotorique

La description mathématique du moteur dans un repaire stationnaire « $\alpha - \beta$ » décrit par le modèle (IV.1), sera adoptée pour le développement du présent observateur, nous considérons tout d'abord que la valeur de la vitesse estimée est similaire à la vitesse réelle, on peut écrire donc les deux représentations d'état (IV.18) et (IV.19), dont les matrices « A » et « B » sont les mêmes que celles du modèle (IV.2).

$$Sys\left\{\frac{d}{dt}x = \mathrm{A}.x + \mathrm{B}.u\right. \tag{IV.18}$$

$$Obs\left\{\frac{d}{dt}\hat{x} = \mathrm{A}.\hat{x} + \mathrm{B}.u + \Lambda\right. \tag{IV.19}$$

La différence entre ces deux systèmes peut définir la dynamique de l'erreur d'observation telle que :

$$\forall\{\varepsilon = x - \hat{x}\}, \qquad \frac{d}{dt}\varepsilon = \mathrm{A}.\varepsilon - \Lambda$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\varepsilon_i \\ \varepsilon_\psi\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha_1.I & \Gamma.\alpha_2.I - \alpha_2.\omega_m.J \\ \mathrm{M}.\Gamma.I & -\Gamma.I + \omega_m.J\end{bmatrix}.\begin{bmatrix}\varepsilon_i \\ \varepsilon_\psi\end{bmatrix} - \begin{bmatrix}\Lambda_i \\ \Lambda_\psi\end{bmatrix} \tag{IV.20}$$

Avec : $\varepsilon_i = \begin{bmatrix}\varepsilon_{i\alpha} \\ \varepsilon_{i\beta}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\mathcal{S}_\alpha \\ \mathcal{S}_\beta\end{bmatrix}$; $\varepsilon_\psi = \begin{bmatrix}\varepsilon_{\psi\alpha} \\ \varepsilon_{\psi\beta}\end{bmatrix}$; $I = \begin{bmatrix}1 & 0 \\ 0 & 1\end{bmatrix}$; $J = \begin{bmatrix}0 & -1 \\ 1 & 0\end{bmatrix}$

La stabilité de la première partie de cet observateur sera justifiée sur la base des critères d'existence du mode glissant, la condition d'attractivité « $\mathcal{S}.\{d\mathcal{S}/dt\} \leq 0$ » sera utilisée pour sélectionner les gains de la matrice de correction « G_i », tandis que la deuxième matrice « G_ψ » sera déterminée selon la condition de l'invariance du mode de glissement. À ce fait, on suppose que la matrice « G_i » va prendre la forme suivante :

$$G_i = \begin{bmatrix} \rho_1 & 0 \\ 0 & \rho_1 \end{bmatrix} \tag{IV.21}$$

On peut écrire donc :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \mathcal{S}_\alpha \\ \mathcal{S}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 0 \\ 0 & -\alpha_1 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \mathcal{S}_\alpha \\ \mathcal{S}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma.\alpha_2 & \alpha_2.\omega_m \\ -\alpha_2.\omega_m & \Gamma.\alpha_2 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \varepsilon_{\psi\alpha} \\ \varepsilon_{\psi\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \rho_1 & 0 \\ 0 & \rho_1 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \mathrm{Sgn}(\mathcal{S}_\alpha) \\ \mathrm{Sgn}(\mathcal{S}_\beta) \end{bmatrix} \tag{IV.22}$$

En multipliant le sous-système (IV.22) par la variable de la surface de glissement « $\mathcal{S}$ », on obtient :

$$\forall\, \mathrm{A}_0 = \begin{bmatrix} \Gamma & \omega_m \\ -\omega_m & \Gamma \end{bmatrix},\quad \mathcal{S}^T.\left\{\frac{d\mathcal{S}}{dt}\right\} = -\alpha_1.(\mathcal{S}^T.\mathcal{S}) + \alpha_2.\mathcal{S}^T.\,\mathrm{A}_0.\varepsilon_\psi - \mathcal{S}^T.\Lambda_i \tag{IV.23}$$

En partant de l'hypothèse pratique que le flux rotorique représente une quantité limitée, on peut également considérer que la même caractéristique peut s'appliquer aux erreurs d'observation « $\varepsilon_{\psi(\alpha,\beta)}$ » (Benchaib, 99), en revanche, la condition de l'attractivité sera vérifiée si l'équation (IV.23) est définie semi-négative, sachant que « α_1 » est un paramètre purement positif, la relation suivante satisfait la première condition de stabilité.

$$\begin{gathered} \alpha_2.\mathcal{S}^T.\,\mathrm{A}_0.\varepsilon_\psi - \mathcal{S}^T.\Lambda_i \leq 0 \\ \rho_1.\left(|\mathcal{S}_\alpha| + |\mathcal{S}_\beta|\right) \geq \alpha_2.\left(\mathcal{S}_\alpha.(\Gamma.\varepsilon_{\psi\alpha} + \omega_m.\varepsilon_{\psi\beta}) + \mathcal{S}_\beta.(\Gamma.\varepsilon_{\psi\beta} - \omega_m.\varepsilon_{\psi\alpha})\right) \end{gathered} \tag{IV.24}$$

La semi-négativité de la relation (IV.23) qui vérifie la condition d'attractivité, sera fortement validée si on choisit le paramètre « ρ_1 » selon la relation suivante :

$$\rho_1 \geq \frac{\alpha_2}{|\mathcal{S}_\alpha| + |\mathcal{S}_\beta|}.\left(\mathcal{S}_\alpha.(\Gamma.\varepsilon_{\psi\alpha} + \omega_m.\varepsilon_{\psi\beta}) + \mathcal{S}_\beta.(\Gamma.\varepsilon_{\psi\beta} - \omega_m.\varepsilon_{\psi\alpha})\right) \tag{IV.25}$$

Cette condition garantit la convergence des états observés vers les états réels, au même temps, il faut assurer que la dynamique reste stable le long de la trajectoire, c'est ce qu'on appelle la condition de l'invariance, elle consiste à vérifier que les fonctions de commutation et leurs dérivées restent pratiquement nulles dans le régime permanent « $\mathcal{S} \simeq 0\,;\ d\mathcal{S}/dt \simeq 0$ », à son tour, le contrôle appliqué devient équivalent « $\Lambda = \Lambda_{eq}$ », l'application de cette condition sur l'équation (IV.22) conduit à écrire :

$$\Lambda_{i\_eq} = \begin{bmatrix} \Lambda_{i\alpha\_eq} \\ \Lambda_{i\beta\_eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma.\alpha_2 & \alpha_2.\omega_m \\ -\alpha_2.\omega_m & \Gamma.\alpha_2 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \varepsilon_{\psi\alpha} \\ \varepsilon_{\psi\beta} \end{bmatrix} \tag{IV.26}$$

On suppose par la suite, que les termes de correction concernant l'observation du flux soient imposés par l'équation (IV.27), dont « $\Upsilon \in \mathcal{R}^{2\times2}$ » est une matrice carrée inversible qui contribue à justifier la stabilité.

$$\Lambda_\psi = \begin{bmatrix} \Lambda_{\psi\alpha} \\ \Lambda_{\psi\beta} \end{bmatrix} = \Upsilon.\begin{bmatrix} \Lambda_{i\alpha} \\ \Lambda_{i\beta} \end{bmatrix} \tag{IV.27}$$

Durant la phase de glissement, « $\mathcal{S}$ » et sa dérivée sont nulles et le contrôle devient équivalent, cela nous aide à déduire la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{\psi\alpha} \\ \Lambda_{\psi\beta} \end{bmatrix} = \Upsilon.\begin{bmatrix} \Lambda_{i\alpha\_eq} \\ \Lambda_{i\beta\_eq} \end{bmatrix} = \Upsilon.\begin{bmatrix} \Gamma.\alpha_2 & \alpha_2.\omega_m \\ -\alpha_2.\omega_m & \Gamma.\alpha_2 \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \varepsilon_{\psi\alpha} \\ \varepsilon_{\psi\beta} \end{bmatrix} = \alpha_2.\Upsilon.\mathrm{A}_0.\varepsilon_\psi \tag{IV.28}$$

En substituant la relation (IV.28) dans la deuxième sous-équation du système (IV.20), on peut écrire :

$$\frac{d}{dt}\varepsilon_\psi = -(\mathrm{A}_0 + \alpha_2.\Upsilon.\mathrm{A}_0).\varepsilon_\psi \tag{IV.29}$$

La multiplication de l'équation (IV.29) par la matrice des erreurs d'observation du flux permet d'écrire :

$$\varepsilon_\psi^T.\left\{\frac{d}{dt}\varepsilon_\psi\right\} = -\varepsilon_\psi^T.\left(\mathrm{A}_0 + \alpha_2.\Upsilon.\mathrm{A}_0\right).\varepsilon_\psi \tag{IV.30}$$

À partir de cette équation, la convergence des erreurs des composants du flux rotorique vers le zéro sera vérifiée si la matrice « $[\mathrm{A}_0 + \alpha_2.\Upsilon.\mathrm{A}_0]$ » est définie diagonale avec des éléments positifs. Sachant que « A_0 » est une matrice inversible, le terme « Υ » sera imposé de la forme suivante :

$$\Upsilon = [\phi].\frac{[\mathrm{A}_0]^{-1}}{\alpha_2}\ ,\quad Avec : \phi = \begin{bmatrix} m_1 & m_2 \\ -m_2 & m_1 \end{bmatrix} \tag{IV.31}$$

Cela conduit à la condition de stabilité suivante :

$$\begin{bmatrix} \Gamma & \omega_\mathrm{m} \\ -\omega_\mathrm{m} & \Gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m_1 & m_2 \\ -m_2 & m_1 \end{bmatrix} \geq 0 \tag{IV.32}$$

À partir de la relation (IV.27), la matrice de correction « G_ψ » sera calculée comme suit :

$$[G_\psi] = \frac{1}{\alpha_2}.[\phi].[\mathrm{A}_0]^{-1}.[G_i] = \begin{bmatrix} \rho_2 & 0 \\ 0 & \rho_2 \end{bmatrix} \tag{IV.33}$$

Afin d'avoir un gain correctif « ρ_2 » complètement indépendant de la pulsation mécanique « ω_m », les éléments de la matrice « ϕ » se seront pris les valeurs suivantes : « $m_1 = -\Gamma$ » et « $m_2 = -\omega_\mathrm{m}$ », par conséquent, l'équation (IV.30) devient :

$$\varepsilon_\psi^T.\left\{\frac{d}{dt}\varepsilon_\psi\right\} = 0 \tag{IV.34}$$

Alors que la matrice de correction relative à d'observation du flux sera exprimée par :

$$[G_\psi] = -\frac{\rho_1}{\alpha_2}.\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \Rightarrow \rho_2 = -\frac{\rho_1}{\alpha_2} \tag{IV.35}$$

Selon les critères du mode glissant, l'expression (IV.35) vérifie que la matrice « Υ » peut assurer la stabilité du deuxième sous-système (IV.20), et garantir la stabilité globale de l'observateur SMO Type-1 sans mesure de la vitesse ou du flux rotorique.

2.1.2 - Détermination du mécanisme d'adaptation

Jusqu'à présent, la vitesse mécanique reste une quantité inconnue, il est nécessaire donc de synthétiser une loi pour estimer sa valeur en fonction des états observés, le mécanisme d'adaptation sera développé en considérant qu'il existe un écart entre la vitesse observée « $\widehat{\omega}_\mathrm{m}$ » et la vitesse réelle « ω_m » de sort que :

$$\begin{gathered} \omega_\mathrm{m} = \widehat{\omega}_\mathrm{m} + \Delta\omega_\mathrm{m} \\ \mathrm{A} = \widehat{\mathrm{A}} + \Delta\mathrm{A} \end{gathered} \tag{IV.36}$$

À cause de cette hypothèse, la relation (IV.20) ne sera plus valable et l'erreur d'observation qui n'est que la différence entre le système réel et celui d'observation, sera exprimée par l'expression suivante :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \varepsilon_i \\ \varepsilon_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha_1.I & \Gamma.\alpha_2.I - \alpha_2.\omega_\mathrm{m}.J \\ \mathrm{M}.\Gamma.I & -\Gamma.I + \omega_\mathrm{m}.J \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \varepsilon_i \\ \varepsilon_\psi \end{bmatrix} - \Delta\omega_\mathrm{m}.\begin{bmatrix} 0_{(2\times2)} & \alpha_2.J \\ 0_{(2\times2)} & -J \end{bmatrix}.\begin{bmatrix} \hat{\imath}_s \\ \hat{\psi}_r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Lambda_i \\ \Lambda_\psi \end{bmatrix} \tag{IV.37}$$

Le mécanisme d'adaptation va être développé en imposant la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$\forall\{\mathcal{S} \neq 0\,;\,\lambda_2 > 0\},\qquad \mathcal{V}_2 = \frac{\mathcal{S}^T.\mathcal{S}}{2} + \frac{\alpha_2}{2.\lambda_2}.\{\Delta\omega_\mathrm{m}\}^2 \tag{IV.38}$$

Sur la base de la même hypothèse utilisée dans la ***Section 1.2*** concernant la différence entre la dynamique de la vitesse réelle et observée, la dérivée par rapport au temps de la fonction de Lyapunov est donnée par :

$$\frac{d}{dt}\mathcal{V}_2 = \mathcal{S}^T.\frac{d\mathcal{S}}{dt} - \frac{\alpha_2}{\lambda_2}.\Delta\omega_m.\left\{\frac{d}{dt}\widehat{\omega}_m\right\} \tag{IV.39}$$

Sachant que « $\mathcal{S} = \varepsilon_i$ », la substitution de la première sous-équation du modèle (IV.37) dans la dynamique de la fonction de Lyapunov (IV.38), résulte l'expression suivante :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}[\mathcal{V}_2] = [\mathcal{S}]^T.\left\{-\alpha_1.[\mathcal{S}] + \alpha_2.[A_0].[\varepsilon_\psi] - [\Lambda_i]\right\} - \alpha_2.\Delta\omega_m.[\mathcal{S}]^T.[J].[\hat{\psi}_r]\\ - \frac{\alpha_2}{\lambda_2}.\Delta\omega_m.\left\{\frac{d}{dt}\widehat{\omega}_m\right\}\end{aligned} \tag{IV.40}$$

Afin d'assurer la stabilité asymptotique de l'observateur, nous diviserons l'équation (IV.40) en trois parties, la condition (IV.25) assure la semi-négativité du premier terme, dont le choix du gain « ρ_1 » garantit que :

$$-\alpha_1.\left(\mathcal{S}_\alpha^2 + \mathcal{S}_\beta^2\right) + \alpha_2.[\mathcal{S}]^T.[A_0].[\varepsilon_\psi] - [\mathcal{S}]^T.[\Lambda_i] \leq 0 \tag{IV.41}$$

La fonction de la vitesse observée peut être extraite en annulant les deux termes restants, pour que :

$$\begin{aligned}-\alpha_2.\Delta\omega_m.[\mathcal{S}]^T.[J].[\hat{\psi}_r] - \frac{\alpha_2}{\lambda_2}.\Delta\omega_m.\left\{\frac{d}{dt}\widehat{\omega}_m\right\} = 0\\ \frac{d}{dt}\widehat{\omega}_m = \lambda_2.[\mathcal{S}]^T.[J].[\hat{\psi}_r] = \lambda_2.\left(\mathcal{S}_\alpha.\hat{\psi}_{\beta r} - \mathcal{S}_\beta.\hat{\psi}_{\alpha r}\right)\end{aligned} \tag{IV.42}$$

Afin d'optimiser l'adaptation de la vitesse estimée, celle-ci sera observée à travers un contrôleur PI au lieu d'un simple intégrateur, cela pourrait améliorer considérablement la précision ainsi que la rapidité d'observation, l'équation (IV.43) montre l'expression finale de la vitesse observée.

$$\widehat{\omega}_m = k_p.\left(\mathcal{S}_\alpha.\hat{\psi}_{\beta r} - \mathcal{S}_\beta.\hat{\psi}_{\alpha r}\right) + k_i.\int\left(\mathcal{S}_\alpha.\hat{\psi}_{\beta r} - \mathcal{S}_\beta.\hat{\psi}_{\alpha r}\right).dt \tag{IV.43}$$

« k_p » et « k_i » sont les gains du mécanisme d'adaptation qui doivent être strictement positifs.

2.2 - Estimateur basé sur la compensation des termes du couplage (SMO Type-2)

La présente méthode d'estimation diffère complètement des autres techniques, car elle ne possède pas des termes correctifs pour assurer la convergence des états observés vers les états mesurés, elle consiste à simplifier le modèle d'observation en remplaçant les termes du couplage contenant les éléments inconnus tels que la vitesse, par une simple fonction de glissement de sorte que cette dernière doit satisfaire les conditions de stabilité (Rehman, 02) ; si les quantités mesurées correspondent aux valeurs observées, alors il est correct de s'appuyer sur cette fonction de glissement pour calculer les valeurs des éléments inconnus construisant la matrice du couplage. Le modèle mathématique (IV.1) sera reformulé par la forme matricielle suivante :

$$Sys\begin{cases}\frac{d}{dt}i_s = -\alpha_1.i_s + \alpha_2.A_0.\psi_r + \beta.v_s\\ \frac{d}{dt}\psi_r = M.\Gamma.i_s - A_0.\psi_r\end{cases} \tag{IV.44}$$

Avec : $i_s = \begin{bmatrix} i_{\alpha s}\\ i_{\beta s}\end{bmatrix}$; $\psi_r = \begin{bmatrix}\psi_{\alpha r}\\ \psi_{\beta r}\end{bmatrix}$; $v_s = \begin{bmatrix} v_{\alpha s}\\ v_{\beta s}\end{bmatrix}$; $A_0 = \begin{bmatrix}\Gamma & \omega_m\\ -\omega_m & \Gamma\end{bmatrix}$

2.2.1 - Observation du courant basée sur la compensation par une fonction de glissement

Il est à noter que le terme « $A_0.\psi_r$ » qui inclut la variable essentielle à observer, intervient dans les deux sous-systèmes du modèle (IV.44), cela donne l'avantage que les termes du couplage entre les axes « $\alpha - \beta$ » sont identiques, par conséquent, la conception d'un observateur de courant peut être basée sur le remplacement des termes d'interconnexion par une simple fonction de glissement ; lorsque la convergence est atteinte, les fonctions de commutation imposées peuvent fournir une estimation de la matrice du couplage (Rehman, 01 ; Rehman, 02 ; Mehazzem, 10), pour cela, le modèle d'observation du courant sera exprimé comme suit :

$$\forall \{ \Lambda' \equiv A_0 . \psi_r \}, \qquad \frac{d}{dt}\hat{\imath}_s = -\alpha_1 . \hat{\imath}_s + \alpha_2 . \Lambda' + \beta . v_s \tag{IV.45}$$

L'objectif principal est de déterminer une fonction de commutation « $\Lambda' = f(\mathcal{S})$ » permettant d'annuler l'erreur d'observation du courant, la forme générale illustrée dans (IV.17) peut être un choix suffisant pour compenser les termes du couplage (Mehazzem, 10 ; Aichi, 18d), mais à cause de l'absence du mécanisme d'adaptation dans ce type d'estimateur, le phénomène de Chattering peut avoir un impact sérieux, permettant de dégrader significativement la qualité de l'estimation. La solution proposée consiste à utiliser une partie de l'algorithme de Super-Twisting présenté dans la ***Section 4.1*** du ***'Chapitre II'*** à travers la relation (II.38), cela permet de réduire la forte commutation de la fonction de glissement qui sera imposée comme suit :

$$\Lambda' = [\mathrm{L}] . [\mathcal{ST}] . \mathrm{Sgn}[\mathcal{S}] = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \mathcal{ST}_\alpha & 0 \\ 0 & \mathcal{ST}_\beta \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \mathrm{Sgn}(\mathcal{S}_\alpha) \\ \mathrm{Sgn}(\mathcal{S}_\beta) \end{bmatrix} \tag{IV.46}$$

« $\mathcal{ST}_\alpha$ » et « $\mathcal{ST}_\beta$ » sont des fonctions semi-positives qui se basent sur la relation (II.39) et se rapportent aux surfaces de glissement données par (IV.16), tandis que « L_1 » et « L_2 » sont des gains de conception qui doivent satisfaire la condition d'attractivité, ensuite, nous supposerons la fonction de Lyapunov suivante :

$$\forall \{\mathcal{S} \neq 0\}, \qquad \mathcal{V}_3 = \frac{1}{2} . (\mathcal{S}^T . \mathcal{S}) \tag{IV.47}$$

La dérivée temporelle de cette fonction correspond à la condition d'attractivité exprimée par :

$$\frac{d}{dt}\mathcal{V}_3 = \mathcal{S}^T . \frac{d\mathcal{S}}{dt} \leq 0 \tag{IV.48}$$

La soustraction de l'équation (IV.45) de la première sous-équation du modèle (IV.44), permet d'exprimer la dynamique des surfaces de glissement qui sera ensuite remplacée dans l'équation (IV.48) pour que :

$$-\alpha_1 . \mathcal{S}^T . \mathcal{S} + \mathcal{S}^T . \left(\alpha_2 . A_0 . \psi_r - \alpha_2 . \Lambda' \right) \leq 0 \tag{IV.49}$$

La condition d'attractivité sera garantie si les gains des termes de compensation vérifient l'inégalité (IV.50).

$$\begin{gathered} \mathcal{S}^T . \Lambda' \geq \mathcal{S}^T . A_0 . \psi_r \\ L_1 . \mathcal{ST}_\alpha . |\mathcal{S}_\alpha| + L_2 . \mathcal{ST}_\beta . |\mathcal{S}_\beta| \geq \mathcal{S}_\alpha . \left(\Gamma . \psi_{\alpha r} + \omega_m . \psi_{r\beta} \right) + \mathcal{S}_\beta . \left(\Gamma . \psi_{\beta r} - \omega_m . \psi_{r\alpha} \right) \end{gathered} \tag{IV.50}$$

Cette inégalité peut être vérifiée par la validation des deux conditions suivantes :

$$\begin{gathered} L_1 . \mathcal{ST}_\alpha . |\mathcal{S}_\alpha| \geq \mathcal{S}_\alpha . \left(\Gamma . \psi_{\alpha r} + \omega_m . \psi_{r\beta} \right) \\ L_2 . \mathcal{ST}_\beta . |\mathcal{S}_\beta| \geq \mathcal{S}_\beta . \left(\Gamma . \psi_{\beta r} - \omega_m . \psi_{r\alpha} \right) \end{gathered} \tag{IV.51}$$

En divisant respectivement les deux équations de (IV.51) par les valeurs absolues des surfaces de glissement « $|\mathcal{S}_\alpha|$ » et « $|\mathcal{S}_\beta|$ », les gains caractérisant la matrice de compensation et vérifiant la condition de stabilité peuvent être sélectionnés selon les relations suivantes :

$$\begin{gathered} L_1 \geq \mathrm{Max} \left\{ \Gamma . \psi_{\alpha r} + \omega_m . \psi_{r\beta} \right\} \\ L_2 \geq \mathrm{Max} \left\{ \Gamma . \psi_{\beta r} - \omega_m . \psi_{r\alpha} \right\} \end{gathered} \tag{IV.52}$$

Il est fortement recommandé de fixer les deux coefficients « L_1 » et « L_2 » à la même valeur afin d'avoir une dynamique identique pour l'observation des deux composantes du courant, d'un autre côté, la valeur de ces gains doit être assez importante pour garantir la convergence des courants observés et assurer que le zéro représente un point d'équilibre pour les erreurs d'observation (Rehman, 02), cette considération nous permettra d'estimer les valeurs instantanées du flux et de la vitesse en utilisant les surfaces de glissement générées par l'observateur de courant.

2.2.2 - Estimation de la vitesse mécanique et du flux rotorique

La vérification de la stabilité de l'observateur de courant permet d'estimer le flux rotorique par une simple intégration des fonctions de glissement produites, lorsque les erreurs d'observation convergent vers zéro, le contrôle devient équivalent « $\Lambda' = \Lambda'_{eq}$ », on peut alors déterminer les composantes du flux rotorique, en basant sur la deuxième sous-équation du modèle (IV.44), comme le montre l'expression (IV.53). Il convient de noter que dans de nombreux travaux (Rehman, 02 ; Li, 05b ; Ben Regaya, 14b), la commande équivalente adoptée est obtenue en filtrant les fonctions de commutation, cela permet d'améliorer les signaux d'observation dans le cas de présence de fortes fluctuations des surfaces de commutation.

$$\begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\alpha r} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} = \int \left(\mathrm{M}.\Gamma.\begin{bmatrix} \hat{i}_{\alpha s} \\ \hat{i}_{\beta s} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Lambda'_{\alpha\_eq} \\ \Lambda'_{\beta\_eq} \end{bmatrix} \right).dt \tag{IV.53}$$

La vitesse mécanique sera ensuite calculée sur la base de l'hypothèse que les termes d'interconnexion du modèle (IV.44) et les fonctions de glissement imposées par (IV.46) sont identiques, cela nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} \Lambda'_{\alpha\_eq} \\ \Lambda'_{\beta\_eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma & \widehat{\omega}_{\mathrm{m}} \\ -\widehat{\omega}_{\mathrm{m}} & \Gamma \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\alpha r} \\ \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix} \tag{IV.54}$$

En multipliant l'équation (IV.54) par la matrice « $\psi_r . | J |$ », puis on fait la soustraction des deux sous-équations afin d'éviter la division par zéro, la vitesse mécanique sera estimée à travers l'expression suivante :

$$\widehat{\omega}_{\mathrm{m}} = \frac{1}{\hat{\psi}_{\alpha r}^2 + \hat{\psi}_{\beta r}^2} . \left(\Lambda'_{\alpha\_eq} . \hat{\psi}_{\beta r} - \Lambda'_{\beta\_eq} . \hat{\psi}_{\alpha r} \right) \tag{IV.55}$$

2.3 - Observateur à double surfaces de glissement (SMO Type-3)

Cette technique a été initialement développée dans (Li, 05a ; Li, 05b) afin d'améliorer l'observation de la vitesse par l'approche du mode glissant, notamment en ce qui concerne la robustesse face aux variations paramétriques, la figure (IV.4) montre le schéma fonctionnel de l'algorithme proposé, son principe de fonctionnement se repose sur deux observations simultanées du courant statorique pour générer deux surfaces de glissement distinctes, les fonctions de commutation produites seront adoptées pour avoir une nouvelle synthèse d'observation pour le flux rotorique dans lequel, il sera intégré dans un mécanisme d'adaptation pour exprimer la relation finale identifiant la vitesse mécanique en basant sur le théorème de stabilité de Lyapunov.

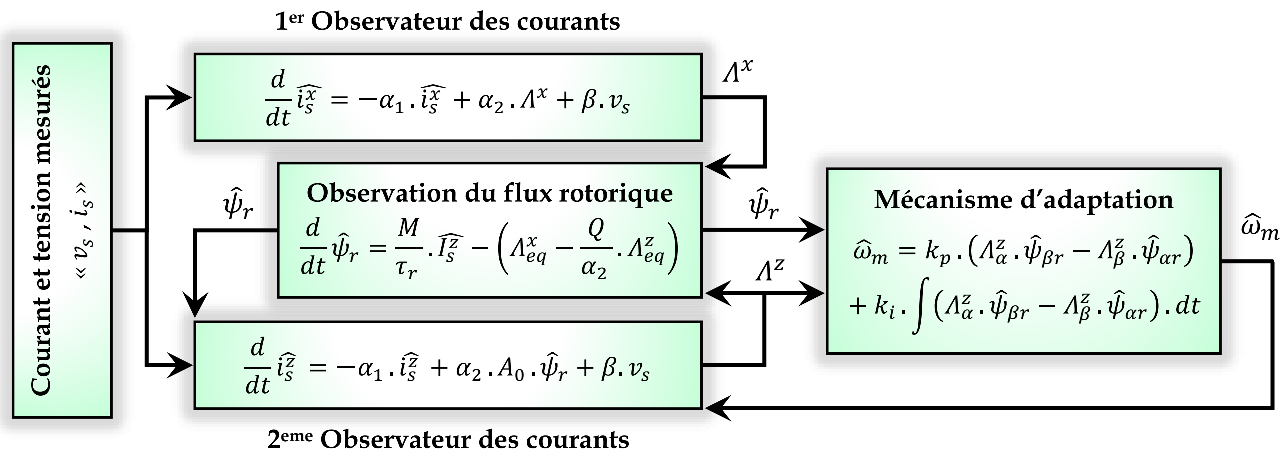


Figure IV.4 : *Schéma explicatif de l'observateur mode glissant à double surfaces de glissement*

2.3.1 - Génération de la première fonction de glissement

Nous considérons le même modèle mathématique du MAS dans un référentiel lié au stator « $\alpha - \beta$ » et qui sera réécrit par le modèle (IV.56).

$$Sys \begin{cases} \dfrac{d}{dt} i_s = -\alpha_1 . i_s + \alpha_2 . \mathrm{A}_0 . \psi_r + \beta . v_s \\ \dfrac{d}{dt} \psi_r = \mathrm{M} . \Gamma . i_s - \mathrm{A}_0 . \psi_r \end{cases} \tag{IV.56}$$

La génération de la première surface de glissement se base sur le même principe du SMO Type-2 présenté dans la ***Section 2.2***, à partie de l'équation (IV.45) on définit le premier observateur de courant par :

$$\frac{d}{dt} \widehat{i_s^x} = -\alpha_1 . \widehat{i_s^x} + \alpha_2 . \Lambda^x + \beta . v_s \tag{IV.57}$$

« $\widehat{i_s^x} = \begin{bmatrix} \widehat{i_{\alpha s}^x} & \widehat{i_{\beta s}^x} \end{bmatrix}^T$ » sont les courants observés par le premier observateur et « $\Lambda^x = \begin{bmatrix} \Lambda_\alpha^x & \Lambda_\beta^x \end{bmatrix}^T$ » sont les fonctions de glissement qui peuvent prend la forme de l'équation (IV.46), tandis que la surface de glissement sera définie par : « $\mathcal{S}^x = \begin{bmatrix} \mathcal{S}_\alpha^x & \mathcal{S}_\beta^x \end{bmatrix}^T = i_s - \widehat{i_s^x}$ ». En utilisant la première sous-équation du modèle (IV.56) et le modèle d'observation (IV.57), la dynamique de la première surface de glissement peut exprimer comme suit :

$$\frac{d}{dt} \mathcal{S}^x = -\alpha_1 . \mathcal{S}^x + \alpha_2 . \left(\mathrm{A}_0 . \psi_r - \Lambda^x \right) \tag{IV.58}$$

Si on considère que les gains de correction seront sélectionnés selon la relation (IV.52), nous pouvons dire que le système va atteindre le régime du mode glissant, signifiant que « $\mathcal{S}^x = d\mathcal{S}^x/dt \approx 0$ », d'après le concept du contrôle par mode glissant, si la trajectoire du système atteint la surface du glissement, la fonction de commutation devient équivalente (Utkin, 93), nous pouvons donc écrire :

$$\Lambda_{eq}^x = \mathrm{A}_0 . \psi_r \tag{IV.59}$$

De là, nous concluons que le flux rotorique peut être obtenu sans avoir mesuré la vitesse mécanique en utilisant la deuxième sous-équation du modèle (IV.56), comme indiqué dans la ***Section 2.2.2*** ; mais d'après les auteurs de (Li, 05a), les performances de l'observation seront notamment affectées dans le cas d'une perturbation structurelle, pour cette raison, ils ont suggéré de renforcer l'estimation par un deuxième observateur de courant.

2.3.2 - Génération de la deuxième fonction de glissement

Sur la base de ce qui a été présenté dans la ***Section 2.1***, la seconde fonction de glissement sera développée à travers un SMO Type-1, dont sa représentation matricielle peut être donnée par :

$$\frac{d}{dt} \widehat{i_s^z} = -\alpha_1 . \widehat{i_s^z} + \alpha_2 . \mathrm{A}_0 . \hat{\psi}_r + \beta . v_s + \Lambda^z \tag{IV.60}$$

« $\widehat{i_s^z} = \begin{bmatrix} \widehat{i_{\alpha s}^z} & \widehat{i_{\beta s}^z} \end{bmatrix}^T$ » sont les courants observés par le second observateur, « $\hat{\psi}_r = \begin{bmatrix} \hat{\psi}_{\alpha r} & \hat{\psi}_{\beta r} \end{bmatrix}^T$ » est le vecteur du flux observé, « $\Lambda^z = \begin{bmatrix} \Lambda_\alpha^z & \Lambda_\beta^z \end{bmatrix}^T$ » représente la matrice des fonctions de glissement générées selon l'équation (IV.17) et « $\mathcal{S}^z = \begin{bmatrix} \mathcal{S}_\alpha^z & \mathcal{S}_\beta^z \end{bmatrix}^T = i_s - \widehat{i_s^z}$ » exprime la seconde surface de glissement adoptée. Si on soustrait l'équation (IV.60) de la première sous-équation du modèle (IV.56), la dynamique de la deuxième surface de glissement sera exprimée par :

$$\frac{d}{dt} \mathcal{S}^z = -\alpha_1 . \mathcal{S}^z + \alpha_2 . \mathrm{A}_0 . \left(\psi_r - \hat{\psi}_r \right) - \Lambda^z \tag{IV.61}$$

Le principe de la commande équivalente qui implique que « $\forall\, \mathcal{S}^z = d\mathcal{S}^z/dt \approx 0\,,\ \Lambda^z = \Lambda^z_{eq}$ », nous permet d'écrire l'équation (IV.62) en utilisant l'expression (IV.61).

$$\Lambda^z_{eq} = \alpha_2\,.\,\mathrm{A}_0\,.\left(\psi_r - \hat{\psi}_r\right) = \alpha_2\,.\,\mathrm{A}_0\,.\,\varepsilon_\psi \tag{IV.62}$$

Sachant que « $\varepsilon_\psi = [\,\varepsilon_{\psi\alpha} \quad \varepsilon_{\psi\beta}\,]^T$» définit l'erreur d'observation du flux, il est remarquable que le deuxième observateur nécessite essentiellement l'information de la pulsation mécanique, cela peut être un avantage pour développer un mécanisme d'adaptation permet l'identification de la vitesse du rotor.

2.3.3 - Synthèse de l'observateur du flux rotorique

En basant sur la deuxième sous-équation du modèle (IV.56), on peut supposer une forme générale d'un observateur pour le flux rotorique comme suit :

$$\frac{d}{dt}\hat{\psi}_r = \mathrm{M}.\Gamma.\widehat{i_s^z} - \mathrm{A}_0\,.\,\hat{\psi}_r \tag{IV.63}$$

Dans le but de combiner les deux fonctions de glissement développées, on remplace l'équation (IV.59) dans l'expression (IV.62) pour arriver à la relation suivante :

$$\mathrm{A}_0\,.\,\hat{\psi}_r = \Lambda^x_{eq} - \frac{\Lambda^z_{eq}}{\alpha_2} \tag{IV.64}$$

Si on substitue l'équation (IV.64) dans (IV.63), il est possible de faire une estimation du flux rotorique à travers la formule suivante :

$$\frac{d}{dt}\hat{\psi}_r = \mathrm{M}.\Gamma.\widehat{i_s^z} - \left(\Lambda^x_{eq} - \frac{Q}{\alpha_2}.\Lambda^z_{eq}\right) \tag{IV.65}$$

Le terme « Q » représente une matrice de design qui doit être déterminée d'une manière qui satisfait la condition de stabilité de Lyapunov, cette dernière peut garantir la convergence asymptotique de l'erreur d'observation du flux vers le zéro, la différence entre le modèle d'estimation (IV.65) et la deuxième sous-équation du système (IV.56) résulte l'expression de la dynamique suivante :

$$\frac{d}{dt}\varepsilon_\psi = \mathrm{M}.\Gamma.\mathcal{S}^z - \mathrm{A}_0\,.\,\psi_r + \left(\Lambda^x_{eq} - \frac{Q}{\alpha_2}.\Lambda^z_{eq}\right) \tag{IV.66}$$

Par l'utilisation de la condition de l'invariance « $\forall\, \Lambda^z = \Lambda^z_{eq}\ ,\ \mathcal{S}^z = 0$ », l'expression de la variation de l'erreur d'observation du flux peut être simplifiée en substituant chaque contrôle équivalent par sa relation présentée par (IV.59) et (IV.62), l'équation (IV.66) sera réécrite comme suit :

$$\frac{d}{dt}\varepsilon_\psi = -Q.\mathrm{A}_0\,.\,\varepsilon_\psi \tag{IV.67}$$

2.3.4 - Mécanisme d'adaptation pour l'observation de la vitesse mécanique

Pareil à tous les mécanismes d'adaptation développés dans ce chapitre, la méthode de Lyapunov présente un outil efficace permet de justifier la stabilité asymptotique d'un système d'observation et de déterminer l'équation analytique de la vitesse observée, la fonction candidate de Lyapunov sera imposée en fonction de l'erreur d'observation du flux rotorique afin d'assurer que le zéro sera un point d'équilibre pour cette variable, d'un autre côté, il est indispensable de considérer que la vitesse mécanique est une variable qu'il faut observer, cela conduit à remplacer le terme « A_0 » dans l'équation (IV.63) par la matrice observée « $\widehat{\mathrm{A}}_0$ », de sorte que :

$$\begin{gathered}\mathrm{A}_0 = \widehat{\mathrm{A}}_0 + \Delta\mathrm{A}_0 \\ \forall\, \Delta\omega_\mathrm{m} = \omega_\mathrm{m} - \widehat{\omega}_\mathrm{m}\,, \qquad \Delta\mathrm{A}_0 = \Delta\omega_\mathrm{m}\,.\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} = \Delta\omega_\mathrm{m}\,.\,[\,J\,]^T\end{gathered} \tag{IV.68}$$

En suivant les mêmes étapes que celles utilisées dans la ***Section 2.3.3***, l'utilisation de (IV.68) permet d'écrire une nouvelle expression de la variation de l'erreur d'observation du flux qui sera exprimée par (IV.69).

$$\frac{d}{dt}\varepsilon_{\psi} = -Q.\mathrm{A}_0.\varepsilon_{\psi} - Q.\Delta\mathrm{A}_0.\hat{\psi}_r \qquad \text{(IV.69)}$$

La fonction de Lyapunov (IV.70) sera adoptée pour garantir la convergence du flux observé vers sa valeur réelle, ensuite pour déterminer la loi d'observation pour la vitesse mécanique.

$$\forall\{\varepsilon_{\psi} \neq 0\,;\,\lambda_4 > 0\}, \qquad \mathcal{V}_4 = \varepsilon_{\psi}^T.\varepsilon_{\psi} + \frac{1}{2.\lambda_4}.\{\Delta\omega_{\mathrm{m}}\}^2 \qquad \text{(IV.70)}$$

La dérivée temporelle de la fonction (IV.70) s'exprime par :

$$\frac{d}{dt}\mathcal{V}_4 = \left[\frac{d\varepsilon_{\psi}}{dt}\right]^T.\varepsilon_{\psi} + \varepsilon_{\psi}^T.\left[\frac{d\varepsilon_{\psi}}{dt}\right] - \frac{1}{\lambda_4}.\Delta\omega_{\mathrm{m}}.\left\{\frac{d}{dt}\widehat{\omega}_{\mathrm{m}}\right\} \qquad \text{(IV.71)}$$

On substitue l'équation de la dynamique du flux donnée par (IV.69) dans l'équation (IV.71) pour obtenir :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\mathcal{V}_4 = &-\varepsilon_{\psi}^T.\left(Q.\mathrm{A}_0 + \mathrm{A}_0^T.Q^T\right).\varepsilon_{\psi} - \varepsilon_{\psi}^T.Q.\Delta\mathrm{A}_0.\hat{\psi}_r - \hat{\psi}_r^T.\Delta\mathrm{A}_0^T.Q^T.\varepsilon_{\psi}\\ &-\frac{\Delta\omega_{\mathrm{m}}}{\lambda_4}.\left\{\frac{d}{dt}\widehat{\omega}_{\mathrm{m}}\right\}\end{aligned} \qquad \text{(IV.72)}$$

Sachant que la matrice « A_0 » est inversible, l'erreur d'observation du flux peut être exprimée par la relation (IV.73) en basant sur l'équation (IV.62).

$$\varepsilon_{\psi} = \frac{\mathrm{A}_0^{-1}.\Lambda_{eq}^z}{\alpha_2} \qquad \text{(IV.73)}$$

Si on remplace cette équation dans la dynamique de la fonction de Lyapunov (IV.72), on aboutit à :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\mathcal{V}_4 = &-\varepsilon_{\psi}^T.\left(Q.\mathrm{A}_0 + \mathrm{A}_0^T.Q^T\right).\varepsilon_{\psi}\\ &-\frac{\left[\Lambda_{eq}^z\right]^T.\left[\mathrm{A}_0^{-1}\right]^T}{\alpha_2}.Q.\Delta\mathrm{A}_0.\hat{\psi}_r - \hat{\psi}_r^T.\Delta\mathrm{A}_0^T.Q^T.\frac{\mathrm{A}_0^{-1}.\Lambda_{eq}^z}{\alpha_2} - \frac{\Delta\omega_{\mathrm{m}}}{\lambda_4}.\left\{\frac{d}{dt}\widehat{\omega}_{\mathrm{m}}\right\}\end{aligned} \qquad \text{(IV.74)}$$

Considérons le coefficient de réglage « η » qui doit être strictement positif, la dynamique de la fonction de Lyapunov sera considérablement simplifiée si on fait le choix suivant : « $Q = \eta\,.\alpha_2\,.\mathrm{A}_0^T$ ».

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\mathcal{V}_4 = &-2\,.\eta\,.\alpha_2\,.\varepsilon_{\psi}^T.\left(\mathrm{A}_0^T.\mathrm{A}_0\right).\varepsilon_{\psi} - \eta\,.\left(\left[\Lambda_{eq}^z\right]^T.\Delta\mathrm{A}_0.\hat{\psi}_r + \hat{\psi}_r^T.\Delta\mathrm{A}_0^T.\Lambda_{eq}^z\right)\\ &-\frac{\Delta\omega_{\mathrm{m}}}{\lambda_4}.\left\{\frac{d}{dt}\widehat{\omega}_{\mathrm{m}}\right\}\end{aligned} \qquad \text{(IV.75)}$$

L'expression analytique du premier terme de l'équation (IV.75) est donnée par :

$$-2\,.\eta\,.\alpha_2\,.\varepsilon_{\psi}^T.\begin{bmatrix}\Gamma^2 + \omega_{\mathrm{m}}^2 & 0\\ 0 & \Gamma^2 + \omega_{\mathrm{m}}^2\end{bmatrix}.\varepsilon_{\psi} = -2\,.\eta\,.\alpha_2\,.\left(\Gamma^2 + \omega_{\mathrm{m}}^2\right).\left(\varepsilon_{\psi\alpha}^2 + \varepsilon_{\psi\beta}^2\right) \leq 0 \qquad \text{(IV.76)}$$

Étant donné que le premier terme est naturellement défini semi-négatif, la stabilité asymptotique de cet observateur peut être garantit en éliminant le reste des termes de l'équation (IV.75), de sorte que :

$$\begin{aligned}&-\eta\,.\left(\Delta\omega_m\,.\left[\Lambda_{eq}^z\right]^T.[J].\hat{\psi}_r + \Delta\omega_{\mathrm{m}}\,.\hat{\psi}_r^T.[J]^T.\Lambda_{eq}^z\right) - \frac{\Delta\omega_{\mathrm{m}}}{\lambda_4}.\left\{\frac{d}{dt}\widehat{\omega}_{\mathrm{m}}\right\} = 0\\ &-\frac{1}{\eta\,.\lambda_4}.\left\{\frac{d}{dt}\widehat{\omega}_{\mathrm{m}}\right\} = \left[\Lambda_{eq}^z\right]^T.[J].\hat{\psi}_r + \hat{\psi}_r^T.[J]^T.\Lambda_{eq}^z\\ &\frac{d}{dt}\widehat{\omega}_{\mathrm{m}} = 2.\eta.\lambda_4.\left(\Lambda_{\alpha}^z.\hat{\psi}_{\beta r} - \Lambda_{\beta}^z.\hat{\psi}_{\alpha r}\right)\end{aligned} \qquad \text{(IV.77)}$$

L'utilisation de l'équation (IV.77) pour l'observation de la vitesse assure que la fonction de Lyapunov et sa dérivée ont des signes opposés quel que soit le temps, garantissant la stabilité asymptotique de l'observateur global, à l'aide d'un régulateur PI, l'estimation de la vitesse mécanique sera effectuée comme suit :

$$\widehat{\omega}_{\mathrm{m}} = k_p \,.\left(\Lambda_\alpha^z \,.\, \hat{\psi}_{\beta r} - \Lambda_\beta^z \,.\, \hat{\psi}_{\alpha r}\right) + k_i \,.\int \left(\Lambda_\alpha^z \,.\, \hat{\psi}_{\beta r} - \Lambda_\beta^z \,.\, \hat{\psi}_{\alpha r}\right).dt \tag{IV.78}$$

« k_p » et « k_i » sont les paramètres du mécanisme d'adaptation qui doivent être définis purement positifs, à travers lesquels, nous pouvons ajuster la qualité de l'observation afin de garantir une commande optimale.

3 - Estimation de la vitesse par le filtre de Kalman étendu

Tous les observateurs précédemment présentés s'appuient principalement sur les équations de la machine sans tenir compte les incertitudes de la mesure et les imperfections du modèle, ces dernières sont ignorées par des hypothèses simplificatrices prise en compte dans la modélisation mathématique ; lorsque les bruits sont faibles, les approches déterministes peuvent assurer des résultats satisfaisants, par contre, si le système global est soumis à des perturbations importantes, les performances du contrôle seront considérablement dégradées. Le filtre de Kalman peut être une alternative excellente pour l'estimation des différentes variables du système tout en tenant compte des bruits sur l'état et la mesure, la première utilisation de cette technique a été pour la résolution du problème du filtrage des systèmes discrets (Kalman, 60), puis dans (Kalman, 61), une autre solution a été proposée pour le cas continu, cette méthode d'estimation ainsi que ses nombreuses dérivées ont été appliqués avec succès dans le domaine des entrainements électriques, dont les systèmes sont fortement non linéaires (Morand, 05 ; Salloum, 07 ; Sun, 11 ; Kendouci, 12 ; Mercorelli, 12 ; Dahmani, 12 ; Yu, 16), à cause de la présence naturelle des bruits lorsqu'un moteur AC est contrôlé en boucle fermée, l'utilisation du filtre de Kalman étendu représente un argument pour l'adopter afin de réaliser une commande sans capteur mécanique.

Après avoir rappelé le principe de fonctionnement d'un estimateur de Kalman, la vitesse mécanique du moteur asynchrone sera estimée à travers un filtre de Kalman étendu destiné aux systèmes non linéaires, un estimateur d'ordre réduit sera par la suite élaboré afin de surmonter les limitations d'implémentation relative au choix de la fréquence d'échantillonnage ainsi qu'à la discrétisation du modèle mathématique, cette section sera terminée par une brève comparaison entre les deux versions élaborées.

3.1 - Principe de fonctionnement d'un filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est une approche destinée pour l'estimation de l'état d'un système caractérisé par un modèle stochastique, son algorithme se repose sur le modèle discret du processus en tenant compte le bruit sur les quantités mesurées et les erreurs de modélisation, supposons qu'un système linéaire, stationnaire et stochastique possédant la représentation d'état échantillonnée suivante :

$$Sys \begin{cases} x_{[k+1]} = \mathrm{A}_d \,.\, x_{[k]} + \mathrm{B}_d \,.\, u_{[k]} + w_{[k]} \\ y_{[k]} = \mathrm{C}_d \,.\, x_{[k]} + \mu_{[k]} \end{cases} \tag{IV.79}$$

« $x_{[k]} \in \mathcal{R}^n$ » est le vecteur d'état que l'on cherche à estimer, « $u_{[k]} \in \mathcal{R}^r$ » est le vecteur de commande, « $y_{[k]} \in \mathcal{R}^m$ » représente le vecteur de sortie du système. « A_d », « B_d » et « C_d » sont respectivement les matrices de transition, de commande et d'observation, elles sont supposées constantes et de dimensions convenables. « w » et « μ » sont respectivement les séquences de bruit de l'état et de la mesure qui sont supposés des bruits blancs [2], gaussiens [3], décorrélés, de moyenne nulle et de covariances connues, de plus, ils sont entièrement caractérisés par des matrices de covariances « Q » et « R » qui sont symétriques et définies positives. Ensuite, nous écrirons les différentes relations exprimées dans (IV.80).

[2] Un bruit blanc ne peut pas être prédit (c.-à-d. $w_{[k+1]}$ et $\mu_{[k+1]}$ sont indépendants de $w_{[k]}$ et $\mu_{[k]}$)

[3] Un bruit gaussien est entièrement défini par sa moyenne ainsi que sa matrice de variance-covariance.

$$\begin{gathered} E\{\,w\,\} = E\{\,\mu\,\} = 0 \\ E\{\,w.\mu^T\,\} = 0 \\ (\,x_0\ :\ l'\acute{e}tat\ initial\ de\ «\,x\,»\,) \qquad E\{\,w.x_0^T\,\} = E\{\,\mu.x_0^T\,\} = 0 \\ Q = cov(w) = E\{\,w.w^T\,\} \\ R = cov(\mu) = E\{\,\mu.\mu^T\,\} \end{gathered} \tag{IV.80}$$

Notez que « $E\{\,\}$ » dénote l'espérance mathématique, le principe de fonctionnement d'un filtre de Kalman se décompose en deux étapes : une de prédiction permet d'estimer l'état à l'instant « $(k+1).T_e$ » en fonction des variables d'état et de la mesure effectuée à l'instant « $k.T_e$ »[4] en basant sur les équations du modèle déterministe, la deuxième étape est la phase de correction consistant à mettre à jour l'estimation de l'état « $\hat{x}_{[k+1]}$ » en utilisant la nouvelle mesure à cet instant ainsi que l'estimation a priori « $\hat{x}_{[k+1\,|\,k]}$ », tel que :

$$\begin{gathered} \hat{x}_{[k+1\,|\,k]} = \mathrm{A}_d\,.\,\hat{x}_{[k\,|\,k]} + \mathrm{B}_d\,.\,u_{[k]} \\ \hat{x}_{[k+1\,|\,k+1]} = \hat{x}_{[k+1\,|\,k]} + \mathcal{K}_{[k+1]}\,.\left(y_{[k+1]} - \mathrm{C}_d\,.\,\hat{x}_{[k+1\,|\,k]}\right) \end{gathered} \tag{IV.81}$$

« $\mathcal{K}$ » est le gain de Kalman qui sera déterminé par la suite, en revanche, nous pouvons définir les erreurs de prédiction et leurs matrices de covariance comme suit :

$$\begin{gathered} \tilde{\varepsilon}_{x\ [k+1]} = x_{[k+1]} - \hat{x}_{[k+1\,|\,k]} \\ \varepsilon_{x\ [k+1]} = x_{[k+1]} - \hat{x}_{[k+1\,|\,k+1]} \end{gathered} \tag{IV.82}$$

$$\begin{gathered} P_{[k+1\,|\,k]} = E\{\,\tilde{\varepsilon}_{x\ [k+1]}\,.\,\tilde{\varepsilon}_{x\ [k+1]}{}^T\,\} \\ P_{[k+1\,|\,k+1]} = E\{\,\varepsilon_{x\ [k+1]}\,.\,\varepsilon_{x\ [k+1]}{}^T\,\} \end{gathered} \tag{IV.83}$$

Notez que « $P_{[k+1\,|\,k]}$ » et « $P_{[k+1\,|\,k+1]}$ » sont les matrices de covariances de l'erreur d'estimation qui sont définies positives, elles peuvent donner une indication sur la précision de l'estimation. En substituant les équations (IV.79) et (IV.81) dans la première erreur de (IV.82), on obtient :

$$\tilde{\varepsilon}_{x\ [k+1]} = \mathrm{A}_d\,.\,x_{[k]} + w_{[k]} - \mathrm{A}_d\,.\,\hat{x}_{[k\,|\,k]} = \mathrm{A}_d\,.\left(x_{[k]} - \hat{x}_{[k\,|\,k]}\right) + w_{[k]} = \mathrm{A}_d\,.\,\varepsilon_{x\ [k]} + w_{[k]} \tag{IV.84}$$

De cette équation, on peut écrire :

$$\begin{aligned} E\{\,\tilde{\varepsilon}_{x\ [k+1]}\,.\,\tilde{\varepsilon}_{x\ [k+1]}{}^T\,\} &= E\left\{\left(\mathrm{A}_d\,.\,\varepsilon_{x\ [k]} + w_{[k]}\right).\left(\mathrm{A}_d\,.\,\varepsilon_{x\ [k]} + w_{[k]}\right)^T\right\} \\ &= \mathrm{A}_d\,.\,E\left\{\varepsilon_{x\ [k]}\,.\,\varepsilon_{x\ [k]}{}^T\right\}.\mathrm{A}_d^T + E\left\{w_{[k]}\,.\,w_{[k]}{}^T\right\} \end{aligned} \tag{IV.85}$$

On peut définir l'expression de « $P_{[k+1\,|\,k]}$ » par :

$$P_{[k+1\,|\,k]} = \mathrm{A}_d\,.\,P_{[k\,|\,k]}.\mathrm{A}_d^T + Q_{[k]} \tag{IV.86}$$

Ensuite, on doit chercher la matrice possédant les gains de retour pour minimiser la trace de la matrice de covariance du vecteur d'état « x », par l'utilisation des équations (IV.81), (IV.82) et (IV.84), on peut écrire :

$$\begin{aligned} \tilde{\varepsilon}_{x\ [k+1]} &= \mathrm{A}_d\,.\left(x_{[k]} - \hat{x}_{[k\,|\,k]}\right) + w_{[k]} \\ &= \mathrm{A}_d\,.\left(x_{[k]} - \hat{x}_{[k\,|\,k-1]} - \mathcal{K}_{[k]}\,.\left(y_{[k]} - \mathrm{C}_d\,.\,\hat{x}_{[k\,|\,k-1]}\right)\right) + w_{[k]} \\ &= \mathrm{A}_d\,.\left(x_{[k]} - \hat{x}_{[k\,|\,k-1]} - \mathcal{K}_{[k]}\,.\left(\mathrm{C}_d\,.\,x_{[k]} + \mu_{[k]} - \mathrm{C}_d\,.\,\hat{x}_{[k\,|\,k-1]}\right)\right) + w_{[k]} \\ &= \left(\mathrm{A}_d - \mathrm{A}_d\,.\,\mathcal{K}_{[k]}\,.\,\mathrm{C}_d\,\right).\,\tilde{\varepsilon}_{x\ [k]} - \mathrm{A}_d\,.\,\mathcal{K}_{[k]}\,.\,\mu_{[k]} + w_{[k]} \end{aligned} \tag{IV.87}$$

[4] « T_e » représente la période d'échantillonnage.

En substituant la relation (IV.87) dans l'équation (IV.83), on peut avoir :

$$\begin{aligned}
P_{[k+1\,|\,k]} &= E\{\,\tilde{\varepsilon}_{x\,[k+1]}\,.\,\tilde{\varepsilon}_{x\,[k+1]}{}^{T}\,\} \\
&= \left(\mathrm{A}_d - \mathrm{A}_d.\mathcal{K}_{[k]}.\mathrm{C}_d\right).\mathrm{P}_{[k|k-1]}.\left(\mathrm{A}_d - \mathrm{A}_d.\mathcal{K}_{[k]}.\mathrm{C}_d\right)^T + \left(\mathrm{A}_d.\mathcal{K}_{[k]}\right).R_{[k]}.\left(\mathrm{A}_d.\mathcal{K}_{[k]}\right) + Q_{[k]} \\
&= \mathrm{A}_d\,.\,P_{[k\,|\,k-1]}\,.\,\mathrm{A}_d^T + Q_{[k]} + \mathrm{A}_d\,.\left[\left(\mathcal{K}_{[k]}.\mathrm{C}_d\right).P_{[k\,|\,k-1]}.\left(\mathcal{K}_{[k]}.\mathrm{C}_d\right)^T + \mathcal{K}_{[k]}.R_{[k]}.\mathcal{K}_{[k]}^T\right].\mathrm{A}_d^T \\
&\qquad - \mathrm{A}_d\,.\left[P_{[k\,|\,k-1]}.\left(\mathcal{K}_{[k]}.\mathrm{C}_d\right)^T + \left(\mathcal{K}_{[k]}.\mathrm{C}_d\right).P_{[k\,|\,k-1]}\right].\mathrm{A}_d^T
\end{aligned} \tag{IV.88}$$

Dans le sens de réduire la variance a priori de l'erreur d'estimation, on peut écrire : (Alazard, 17)

$$J = \sum_{i=1}^{n} (\tilde{\varepsilon}_{x\,i})^2 = trace\left(P_{[k+1\,|\,k]}\right) \tag{IV.89}$$

Le gain optimal « $\mathcal{K}$ » peut être calculé par la relation suivante : (Zheng, 08)

$$\frac{\partial trace\left(P_{[k+1\,|\,k]}\right)}{\partial \mathcal{K}} = 2.\mathrm{A}_d^T\,.\left[-P_{[k\,|\,k-1]}\,.\,\mathrm{C}_d^T + \mathcal{K}_{[k]}\,.\left(\mathrm{C}_d.P_{[k\,|\,k-1]}\,.\,\mathrm{C}_d^T + R_{[k]}\right)\right].\mathrm{A}_d = 0 \tag{IV.90}$$

On peut définir donc l'expression finale de la matrice des gains correctifs qui s'exprime par :

$$\mathcal{K}_{[k]} = P_{[k\,|\,k-1]}\,.\,\mathrm{C}_d^T\,.\left(\mathrm{C}_d\,.\,P_{[k\,|\,k-1]}\,.\,\mathrm{C}_d^T + R_{[k]}\right)^{-1} \tag{IV.91}$$

La matrice de covariance « P » doit être mise à jour à chaque pas de calcul selon la relation suivante :

$$P_{[k+1\,|\,k+1]} = \left[\,I - \mathcal{K}_{[k+1]}\,.\,\mathrm{C}_d\,\right].P_{[k+1\,|\,k]} \tag{IV.92}$$

De ce qui précède, on peut résumer l'algorithme du filtre de Kalman discret comme suit :

A - La phase de prédiction dans laquelle une estimation a priori des variables d'état et de la matrice de covariance de l'erreur sera effectuée selon les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
\hat{x}_{[k+1\,|\,k]} &= \mathrm{A}_d\,.\,\hat{x}_{[k\,|\,k]} + \mathrm{B}_d\,.\,u_{[k]} \\
P_{[k+1\,|\,k]} &= \mathrm{A}_d\,.\,P_{[k\,|\,k]}\,.\,\mathrm{A}_d^T + Q
\end{aligned} \tag{IV.93}$$

B - Une phase de correction a posteriori consistant à optimiser l'estimation en tenant compte de l'écart entre la mesure effective et la mesure prédite, le terme de correction introduit à la prédiction sera actualisé à chaque pas de calcul afin d'assurer une erreur de prédiction minimale.

$$\begin{aligned}
\hat{x}_{[k+1\,|\,k+1]} &= \hat{x}_{[k+1\,|\,k]} + \mathcal{K}_{[k+1]}\,.\left(y_{[k+1]} - \mathrm{C}_d\,.\,\hat{x}_{[k+1\,|\,k]}\right) \\
\mathcal{K}_{[k+1]} &= P_{[k+1\,|\,k]}\,.\,\mathrm{C}_d^T\,.\left(\mathrm{C}_d\,.\,P_{[k+1\,|\,k]}\,.\,\mathrm{C}_d^T + R\right)^{-1} \\
P_{[k+1\,|\,k+1]} &= \left(I - \mathcal{K}_{[k+1]}\,.\,\mathrm{C}_d\right).P_{[k+1\,|\,k]}
\end{aligned} \tag{IV.94}$$

3.2 - Application du filtre de Kalman étendu (EKF)

La caractéristique avantageuse de l'utilisation d'un modèle linéaire avec un bruit gaussien est la facilité de l'exécution de l'algorithme de l'estimateur de Kalman, sachant que l'état du système est également considéré gaussien, on doit noter qu'une distribution gaussienne est entièrement déterminée à partir de sa moyenne et sa matrice de covariance, c'est pourquoi le filtre de Kalman ne possède que des équations pour les moments d'ordre 1 (la moyenne) et d'ordre 2 (la matrice de covariance de l'erreur d'estimation) (Condomines, 18). Dans le cas d'un moteur asynchrone triphasé possédant un modèle strictement non linéaire, l'état du système ne peut plus être considéré gaussien, alors que les moments d'ordre supérieur à 2 doivent être pris en compte dans l'algorithme d'estimation, le filtre de Kalman étendu (EKF) est une extension de la version linéaire qui est destinée aux applications de systèmes non linéaires, les équations de cet estimateur peuvent être obtenues par une linéarisation du modèle autour de l'estimation de l'état actuel, dans le cadre de notre étude, le filtre de Kalman étendu sera implémenté dans une commande sans capteur mécanique pour estimer la vitesse et le flux du rotor en adoptant le modèle non linéaire du moteur asynchrone dans un repaire fixe « $\alpha - \beta$ », qui peut être donné par la représentation suivante :

$$Sys \begin{cases} \dfrac{d}{dt}x = f(x, \omega_m, u, w) \\ y = h(x, \mu) \end{cases} \equiv \begin{cases} \dfrac{d}{dt}x = A\,.\,x + B\,.\,u + w \\ y = C\,.\,x + \mu \end{cases} \tag{IV.95}$$

En maintenant la supposition que « w » et « μ » sont décorrélés de l'état et entre eux, centrés, blancs, gaussiens et caractérisés par les matrices de covariances « Q » et « R », le système à estimer sera défini par :

$$x = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix};\ A = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & 0 & \Gamma.\alpha_2 & \alpha_2\,.\,\omega_m \\ 0 & -\alpha_1 & -\alpha_2\,.\,\omega_m & \Gamma.\alpha_2 \\ M.\Gamma & 0 & -\Gamma & -\omega_m \\ 0 & M.\Gamma & \omega_m & -\Gamma \end{bmatrix};\ B = \begin{bmatrix} \beta & 0 \\ 0 & \beta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};\ C^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};\ u = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix}$$

$$\alpha_1 = \beta.\left(R_s + \frac{M^2}{L_r\,.\,\tau_r}\right);\ \ \alpha_2 = \beta.\frac{M}{L_r};\ \ \beta = \frac{1}{\delta.L_s};\ \ \delta = 1 - \left(\frac{M^2}{L_s\,.\,L_r}\right);\ \ \tau_r = \frac{L_r}{R_r};\ \ \Gamma = \frac{1}{\tau_r}$$

Étant donné que cette représentation décrit un modèle d'état continu de la machine, il est indispensable de le discrétiser avant d'implémenter le filtre de Kalman étendu, il est valable de supposer que la vitesse angulaire reste constante pendant chaque intervalle d'échantillonnage (Cava, 89), la discrétisation du modèle (IV.95) peut être effectuée par un développement limité à l'ordre 1 de « $e^{A.T_e}$ » pour une période d'échantillonnage « T_e » très faible (Khaila, 03), nous pouvons donc présenter le modèle mathématique discret du moteur asynchrone comme suit :

$$Sys \begin{cases} x_{[k+1]} = A_d\,.\,x_{[k]} + B_d\,.\,u_{[k]} + w_{[k]} \\ y_{[k]} = C_d\,.\,x_{[k]} + \mu_{[k]} \end{cases} \tag{IV.96}$$

Avec :

$$A_d \cong I + A.T_e$$

$$B_d \cong B.T_e$$

$$C_d = C$$

$$x_{[k]} = \begin{bmatrix} i_{\alpha s\,[k]} \\ i_{\beta s\,[k]} \\ \psi_{\alpha r\,[k]} \\ \psi_{\beta r\,[k]} \end{bmatrix};\ A_d = \begin{bmatrix} 1-\alpha_1.T_e & 0 & \Gamma.\alpha_2.T_e & \alpha_2\,.\,\omega_{m\,[k]}\,.\,T_e \\ 0 & 1-\alpha_1\,.\,T_e & -\alpha_2\,.\,\omega_{m\,[k]}\,.\,T_e & \Gamma.\alpha_2\,.\,T_e \\ M.\Gamma.T_e & 0 & 1-\Gamma.T_e & -\omega_{m\,[k]}\,.\,T_e \\ 0 & M.\Gamma.T_e & \omega_{m\,[k]}\,.\,T_e & 1-\Gamma.T_e \end{bmatrix};\ B_d = \begin{bmatrix} \beta.T_e & 0 \\ 0 & \beta.T_e \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Sachant que le EKF n'est que l'application du filtre de Kalman discret mais dans le cas non linéaire, le modèle mathématique du MAS doit être linéarisé autour d'un point de fonctionnement actuel d'une part et d'autre part, il doit être étendu en ajoutant la variable que l'on désire à estimer au vecteur d'état, on considère la représentation non linéaire suivante :

$$Sys \begin{cases} x_{[k+1]} = f\left(x_{[k]}, u_{[k]}\right) + w_{[k]} \\ y_{[k]} = h\left(x_{[k]}\right) + \mu_{[k]} \end{cases} \tag{IV.97}$$

« $x = [\,i_{\alpha s} \;\; i_{\beta s} \;\; \psi_{\alpha r} \;\; \psi_{\beta r} \;\; \omega_m\,]^T$ » représente le vecteur d'état étendu, « f » et « h » sont des fonctions non linéaires relatif au modèle (IV.95) et qui sont définies par (IV.98) et (IV.99).

$$f = \begin{bmatrix} (1-\alpha_1.T_e).i_{\alpha s\,[k]} + \Gamma.\alpha_2.T_e.\psi_{\alpha r\,[k]} + \alpha_2.\omega_{\mathrm{m}\,[k]}.T_e.\psi_{\beta r\,[k]} + \beta.T_e.v_{\alpha s\,[k]} \\ (1-\alpha_1.T_e).i_{\beta s\,[k]} - \alpha_2.\omega_{\mathrm{m}\,[k]}.T_e.\psi_{\alpha r\,[k]} + \Gamma.\alpha_2.T_e.\psi_{\beta r\,[k]} + \beta.T_e.v_{\beta s\,[k]} \\ \Gamma.\mathrm{M}.T_e.i_{\alpha s\,[k]} + (1-\Gamma.T_e).\psi_{\alpha r\,[k]} - \omega_{\mathrm{m}\,[k]}.T_e.\psi_{\beta r\,[k]} \\ \Gamma.\mathrm{M}.T_e.i_{\beta s\,[k]} + \omega_{\mathrm{m}\,[k]}.T_e.\psi_{\alpha r\,[k]} + (1-\Gamma.T_e).\psi_{\beta r\,[k]} \\ \omega_{\mathrm{m}\,[k]} \end{bmatrix} \tag{IV.98}$$

$$h = [i_{\alpha s\,[k]} \quad i_{\beta s\,[k]}]^T \tag{IV.99}$$

Afin d'implémenter l'algorithme du EKF, il est nécessaire d'initialiser le vecteur d'état « P_0 » et les matrices de covariance « Q » et « R » qui sont définies positives, diagonales et de dimension convenable.

$$Q = \begin{bmatrix} q_c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_\psi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_\psi & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_\omega \end{bmatrix} ; \quad R = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix} ; \quad P_0 = \begin{bmatrix} p_c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p_c & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_\psi & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_\psi & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_\omega \end{bmatrix} \tag{IV.100}$$

Sachant que le vecteur d'état initial « x_0 » peut être représenté par un vecteur nul, l'initialisation de « P_0 » n'est pas si décisive comme les matrices « Q » et « R », c'est à travers ces deux matrices qu'on peut réaliser les différentes étapes de prédiction et de correction de l'état du système, on peut les considérer comme des degrés de liberté du filtre de Kalman, où le choix des éléments de ces matrices minimise l'influence des incertitudes sur la qualité de l'estimation, et seul un ajustement en ligne permet de valider le fonctionnement acceptable de l'estimateur, en revanche, un mauvais choix de ces éléments peut conduire à une instabilité du système. Dans (Chan, 11), les auteurs ont fait une analyse de performance d'un EKF pour différentes valeurs des matrices de covariance, le choix de la matrice « R » permet de définir le poids relatif à la mesure, une faible valeur indique l'absence de bruit sur les grandeurs mesurées, permettant ainsi de donner un poids important aux informations de la mesure, d'un autre côté, le choix des éléments de « Q » qui est relative au bruit de l'état, reflet le degré de validité du modèle utilisé dans la phase de prédiction, des valeurs élevées de « Q » signifient la présence de nombreuses erreurs de modélisation ou de discrétisation ; si ce n'est pas le cas, la qualité de l'estimation peut être significativement dégradée.

L'exécution du filtre de Kalman étendu commence par la phase de la prédiction de l'état « $x_{[k+1]}$ » en basant sur la connaissance de l'état précèdent, l'utilisation du modèle (IV.97) permet d'écrire :

$$\hat{x}_{[k+1\,|\,k]} = f(\hat{x}_{[k\,|\,k]}, u_{[k]}) \tag{IV.101}$$

D'autre part, la matrice de covariance de l'erreur d'estimation doit être essentiellement prédite afin de déterminer l'action de correction de l'estimateur, l'utilisation de la matrice jacobéenne du système (IV.98) permet de linéariser le modèle mathématique du MAS, tandis que la matrice « P » sera estimée par (IV.102).

$$P_{[k+1\,|\,k]} = F_{[k]}.P_{[k\,|\,k]}.F_{[k]}^T + Q \tag{IV.102}$$

$$F_{[k]} = \left.\frac{\partial f(x_{[k]}, u_{[k]})}{\partial x}\right|_{x=\hat{x}_{[k+1\,|\,k]}} = \begin{bmatrix} 1-\alpha_1.T_e & 0 & \Gamma.\alpha_2.T_e & \alpha_2.\omega_{\mathrm{m}}.T_e & \alpha_2.\psi_{\beta r}.T_e \\ 0 & 1-\alpha_1.T_e & -\alpha_2.\omega_{\mathrm{m}}.T_e & \Gamma.\alpha_2.T_e & -\alpha_2.\psi_{\alpha r}.T_e \\ \mathrm{M}.\Gamma.T_e & 0 & 1-\Gamma.T_e & -\omega_{\mathrm{m}}.T_e & -\psi_{\beta r}.T_e \\ 0 & \mathrm{M}.\Gamma.T_e & \omega_{\mathrm{m}}.T_e & 1-\Gamma.T_e & \psi_{\alpha r}.T_e \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

La prédiction de la matrice de covariance de l'erreur d'estimation permet de déterminer le gain de Kalman caractérisant l'action de correction de l'estimateur, le calcul de la matrice « $\mathcal{K}$ » sera effectué pour chaque pas d'échantillonnage selon l'expression suivante :

$$\mathcal{K}_{[k+1]} = P_{[k+1\,|\,k]} \,.\, H^T.\left(H.P_{[k+1\,|\,k]} \,.\, H^T + R\right)^{-1} \tag{IV.103}$$

Avec :
$$H = \left.\frac{\partial h(x_{[k]})}{\partial x}\right|_{x=\hat{x}_{[k+1\,|\,k]}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

L'identification de la matrice de correction assure la mise à jour de l'état prédit comme suit :

$$\hat{x}_{[k+1\,|\,k+1]} = \hat{x}_{[k+1\,|\,k]} + \mathcal{K}_{[k+1]} \,.\left(y_{[k+1]} - H.\hat{x}_{[k+1\,|\,k]} \right) \tag{IV.104}$$

« $y_{[k+1]}$ » représente le vecteur des états mesurés qui sont les courants « $i_{\alpha s\,[k+1]}$ » et « $i_{\beta s\,[k+1]}$ », la matrice de covariance de l'erreur doit être également actualisée à chaque pas d'échantillonnage afin d'assurer la mise à jour de l'action corrective ainsi que les variables d'état estimés.

$$P_{[k+1\,|\,k+1]} = \left(I - \mathcal{K}_{[k+1]} \,.\, H\right).P_{[k+1\,|\,k]} \tag{IV.105}$$

La figure (IV.5) illustre l'organigramme exécutif du filtre de Kalman étendu, tandis que dans ***l'annexe 'C'***, nous présentons le programme M-File/Matlab permettant de simuler le comportement de cet estimateur.

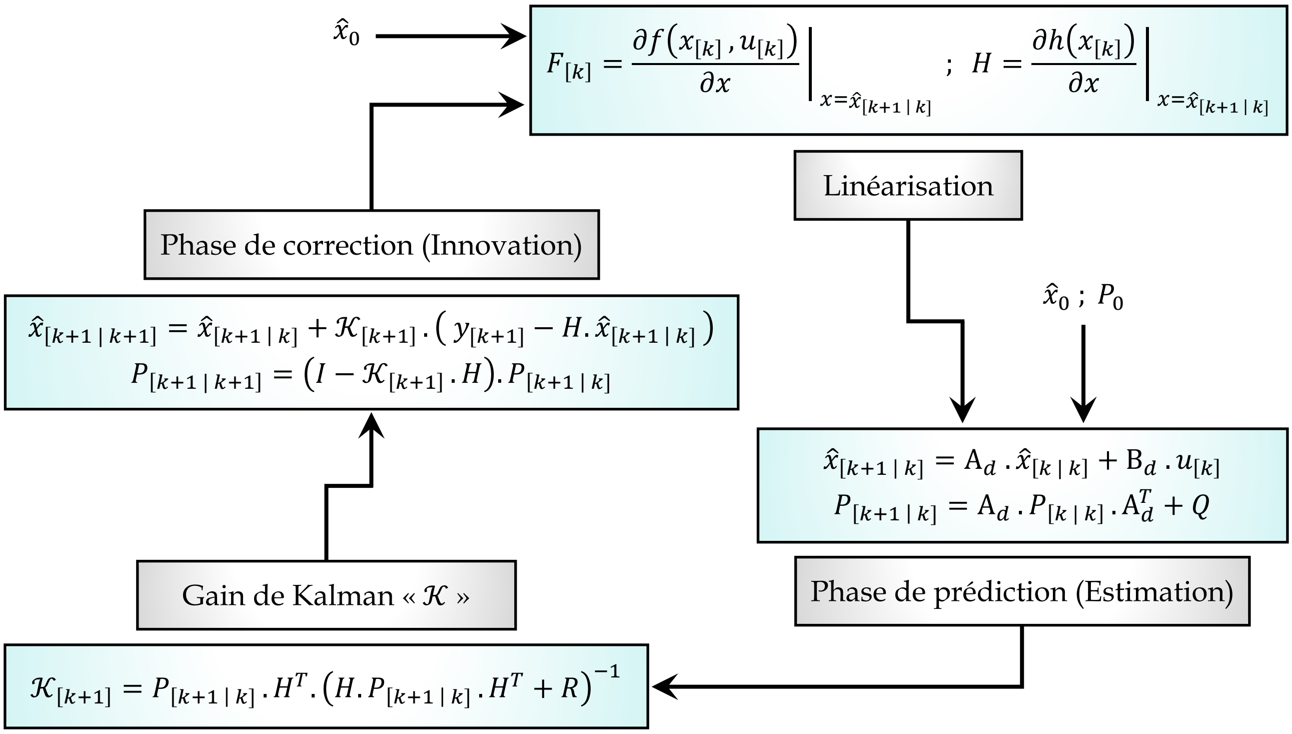


Figure IV.5 : *Un cycle de calcul pour l'estimation de l'état d'un MAS par un filtre de Kalman étendu*

3.3 - Filtre de Kalman étendu d'ordre réduit (RO-EKF)

L'observation des variables inconnues d'un système non linéaire entraîne généralement un vecteur d'état augmenté qui conduit à une mise en œuvre intensive en calcul, il est connu que le principal inconvénient du filtre de Kalman étendu est représenté par sa grande charge de calcul notamment pour les systèmes d'ordre élevé (Thongam, 07), d'un autre côté, la discrétisation effectuée en basant sur un développement limité à l'ordre 1 ne sera plus valable si on adopte une période d'échantillonnage relativement importante, cela pourrait conduire à des performances sous-optimales et parfois à une divergence de l'estimateur. Sachant que les différentes variantes de EKF sont développées pour surmonter ces obstacles (Hilairet, 09 ; Rigatos, 11), la solution proposée dans cette sous-section consiste à réduire l'ordre du vecteur d'état à estimer pour aboutir à un nouveau modèle discret plus valable. Étant donné que les courants statoriques observés ne sont pas utilisables dans l'algorithme global du contrôle, la dynamique de ces variables ne sera plus incluse dans le nouveau vecteur d'état, en revanche, ils seront la base de la génération d'une nouvelle variable qui sera considérée comme un nouveau vecteur de mesure pour ce filtre de Kalman étendu d'ordre réduit (RO-EKF).

Dans un référentiel lié au stator « $\alpha - \beta$ », les équations électriques et magnétiques d'un moteur asynchrone peuvent être représentées par la forme vectorielle suivante :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{v_s} &= \mathrm{R_s}\,.\,\overrightarrow{i_s} + d\overrightarrow{\psi_s}/dt \\ \vec{0} &= \mathrm{R_r}\,.\,\overrightarrow{i_r} + d\overrightarrow{\psi_r}/dt - j.\,\omega_\mathrm{m}\,.\,\overrightarrow{\psi_r} \end{aligned} \tag{IV.106}$$

$$\begin{aligned} \overrightarrow{\psi_s} &= \mathrm{L_s}\,.\,\overrightarrow{i_s} + \mathrm{M}.\,\overrightarrow{i_r} \\ \overrightarrow{\psi_r} &= \mathrm{L_r}\,.\,\overrightarrow{i_r} + \mathrm{M}.\,\overrightarrow{i_s} \end{aligned} \tag{IV.107}$$

En substituant les équations magnétiques (IV.107) dans l'expression de la tension statorique, on obtient :

$$\overrightarrow{v_s} = \mathrm{R_s}\,.\,\overrightarrow{i_s} + \frac{\mathrm{M}}{\mathrm{L_r}}.\frac{d\overrightarrow{\psi_r}}{dt} + \delta.\,\mathrm{L_s}\,.\frac{d\overrightarrow{i_s}}{dt} \tag{IV.108}$$

Les auteurs de (Leite, 04) ont utilisé la variable « $(\mathrm{M}/\mathrm{L_r})\,.\,d\overrightarrow{\psi_r}/dt$ » comme un vecteur de mesure, la dérivée temporelle du courant statorique intervient essentiellement dans le calcul de cette variable, compte tenu de la sensibilité des dérivateurs aux signaux échantillonnés, le vecteur de mesure peut être énormément bruité, ce qui pourrait conduire à des fortes valeurs de la matrice de covariance « R » et réduire le poids relatif à la mesure dans l'algorithme d'estimation, par contre, on peut calculer le flux rotorique comme suit :

$$\overrightarrow{\psi_r} = \frac{\mathrm{L_r}}{\mathrm{M}}.\left\{\int\left(\overrightarrow{v_s} - \mathrm{R_s}\,.\,\overrightarrow{i_s}\right).dt + \delta.\,\mathrm{L_s}\,.\,\overrightarrow{i_s}\right\} \tag{IV.109}$$

Vu que les composantes du flux rotorique « $\psi_{\alpha r}$ » et « $\psi_{\beta r}$ » seront calculées à travers les courants et les tensions statoriques sans passer par la dérivée du courant, il est convenable de les considérer comme des grandeurs de mesure, la représentation d'état du modèle réduit sera donc exprimée par le système suivant :

$$Sys\_o.r\begin{cases} x^r_{[k+1]} = \mathrm{A}^r_d\,.\,x^r_{[k]} + \mathrm{B}^r_d\,.\,u_{[k]} + w^r_{[k]} \\ y_{[k]} = h^r\left(x^r_{[k]}\right) + \mu^r_{[k]} \end{cases} \tag{IV.110}$$

$$x^r_{[k]} = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r\,[k]} \\ \psi_{\beta r\,[k]} \\ \omega_{\mathrm{m}\,[k]} \end{bmatrix} ;\ \mathrm{A}^r_d = \begin{bmatrix} 1 - \Gamma.T_e & -\omega_{\mathrm{m}\,[k]}\,.\,T_e & 0 \\ \omega_{\mathrm{m}\,[k]}\,.\,T_e & 1 - \Gamma.T_e & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} ;\ \mathrm{B}^r_d = \mathrm{M}.\Gamma.\begin{bmatrix} T_e & 0 \\ 0 & T_e \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ;\ u = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}$$

$$h\left(x^r_{[k]}\right) = \begin{bmatrix} \frac{\mathrm{L_r}}{\mathrm{M}}.\left\{\int\left(v_{\alpha s\,[k]} - \mathrm{R_s}\,.\,i_{\alpha s\,[k]}\right).dt + \delta.\,\mathrm{L_s}\,.\,i_{\alpha s\,[k]}\right\} \\ \frac{\mathrm{L_r}}{\mathrm{M}}.\left\{\int\left(v_{\beta s\,[k]} - \mathrm{R_s}\,.\,i_{\beta s\,[k]}\right).dt + \delta.\,\mathrm{L_s}\,.\,i_{\beta s\,[k]}\right\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\psi}_{\alpha r\,[k]} \\ \tilde{\psi}_{\beta r\,[k]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{1\,[k]} \\ y_{2\,[k]} \end{bmatrix}$$

$$Q = cov\left(w^r\right) = \begin{bmatrix} q_\psi & 0 & 0 \\ 0 & q_\psi & 0 \\ 0 & 0 & q_\omega \end{bmatrix} ;\ R = cov\left(\mu^r\right) = \begin{bmatrix} r & 0 \\ 0 & r \end{bmatrix}$$

L'estimation de la vitesse angulaire sera effectuée par un filtre de Kalman d'ordre réduit, l'algorithme d'estimation montré dans la figure (IV.5) sera exécuté sur la base de la représentation d'état (IV.110), dont les matrices gradients qui permettent de linéariser le nouveau modèle sont données par les relations suivantes :

$$F_{[k]} = \left.\frac{\partial f\left(A_d^r . x_{[k]}^r + B_d^r . u_{[k]}\right)}{\partial x}\right|_{x=\hat{x}_{[k+1\,|\,k]}} = \begin{bmatrix} 1-\Gamma.T_e & -\omega_m . T_e & -\psi_{\beta r} . T_e \\ \omega_m . T_e & 1-\Gamma.T_e & \psi_{\alpha r} . T_e \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$H = \left.\frac{\partial h\left(x_{[k]}^r\right)}{\partial x}\right|_{x=\hat{x}_{[k+1\,|\,k]}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \qquad \text{(IV.111)}$$

La version RO-EKF a été élaborée pour assurer une exécution optimale de l'algorithme du filtre de Kalman étendu, supposons une période d'échantillonnage « T_e » qui ne soit pas suffisante pour que le EKF exécute correctement toutes les opérations de son l'algorithme, cela est capable de diverger l'estimation et même de déstabiliser le contrôle global, il est nécessaire donc d'utiliser un calculateur plus puissant (ce qui provoque une augmentation du coût), ou d'agrandir « T_e » pour que EKF puisse assurer toutes les opérations requises, cette dernière proposition risque également de dégrader la qualité de l'observation étant donné que la discrétisation du modèle pourrait devenir invalide en raison de l'hypothèse prise dans le développement limité d'ordre 1. En revanche, nous pouvons constater une remarquable simplification dans la structure du RO-EKF, dont le calcul des différentes phases de l'algorithme sera effectué par un modèle d'ordre 3 au lieu d'un modèle d'ordre 5, signifiant que moins de variables seront prédites et moins de paramètres correctifs seront déterminés, cette simplification permet de surmonter les limitations relatives au temps de calcul et donne l'avantage au RO-EKF d'exécuter correctement avec des périodes d'échantillonnage différentes.

4 - Résultats et discussion

La validation de chaque technique élaborée sera validée par simulation numérique en utilisant MATLAB/Simulink, les différents observateurs vont être associés à la commande VGB afin de réaliser une commande sans capteur de vitesse, les paramètres de régulation de la stratégie du contrôle sont précédemment présentés dans le tableau (III.1), tandis que la configuration de chaque estimateur développé sera présentée dans le tableau (IV.2), les deux structures du filtre de Kalman ont été simulées en basant sur un programme S-Function/Matlab dont les M-Files décrivant les algorithmes sont présentés dans ***l'annexe 'C'***. On doit noter que toutes les techniques d'estimation seront testées sous les mêmes conditions, dont la méthode de calcul de Runge-Kutta (ode4) sera utilisée pour la résolution des équations dynamiques de chaque algorithme avec une période d'échantillonnage de 25μs.

		Paramètres d'estimation
Estimateurs	**FAO**	$l_1 = 10$; $l_3 = 0.5$; $l_4 = 0$; $k_a = 900$; $k_i = 4 . 10^6$; $k_e = 2.5$; $k_{de} = 1$
	SMO – 1	$\rho_1 = 0.25$; $\rho_2 = -\rho_1/\alpha_2$; $1/f_{c\_Signe} = 0.005$; $k_p = 900$; $k_i = 15 . 10^5$
	SMO – 2	$L_1 = 400$; $L_2 = 400$; $1/f_{c\_Signe} = 0.001$
	SMO – 3	$L_1 = L_2 = 750$; $1/f_{c\_Signe} = 0.001$; $\rho_1 = 0.3$; $\eta = 15$; $k_p = 2$; $k_i = 3 . 10^5$
	EKF	$q_c = 10^{-4}$; $q_\psi = 10^{-5}$; $q_\omega = 850$; $r = 15 . 10^{-1}$
	RO-EKF	$q_\psi = 5 . 10^{-7}$; $q_\omega = 550$; $r = 75 . 10^{-6}$

Tableau IV.2 : *Configuration des différents estimateurs élaborés*

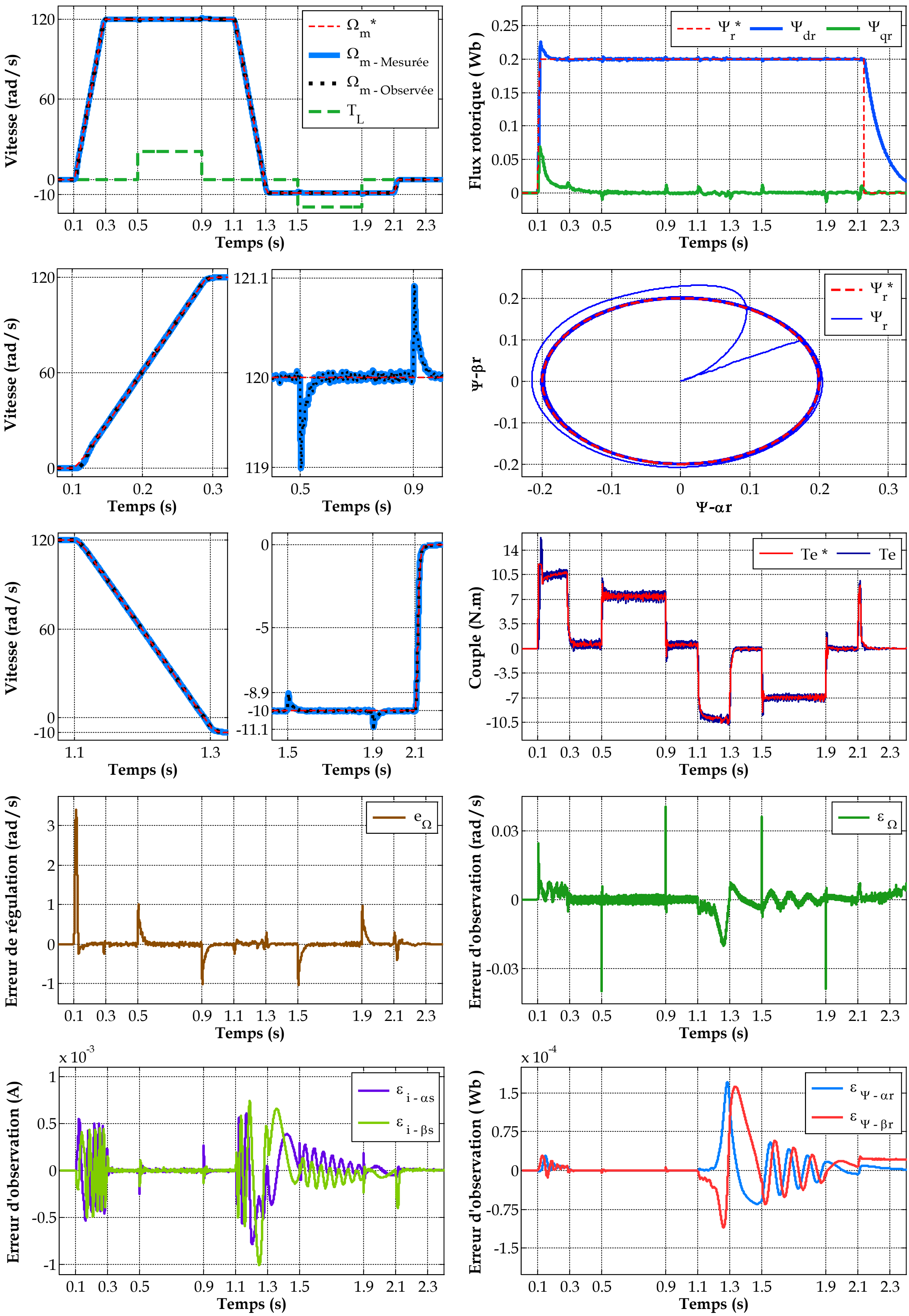


Figure IV.6 : *Performance du contrôle VGB sans capteur mécanique en basant sur l'observateur FAO*

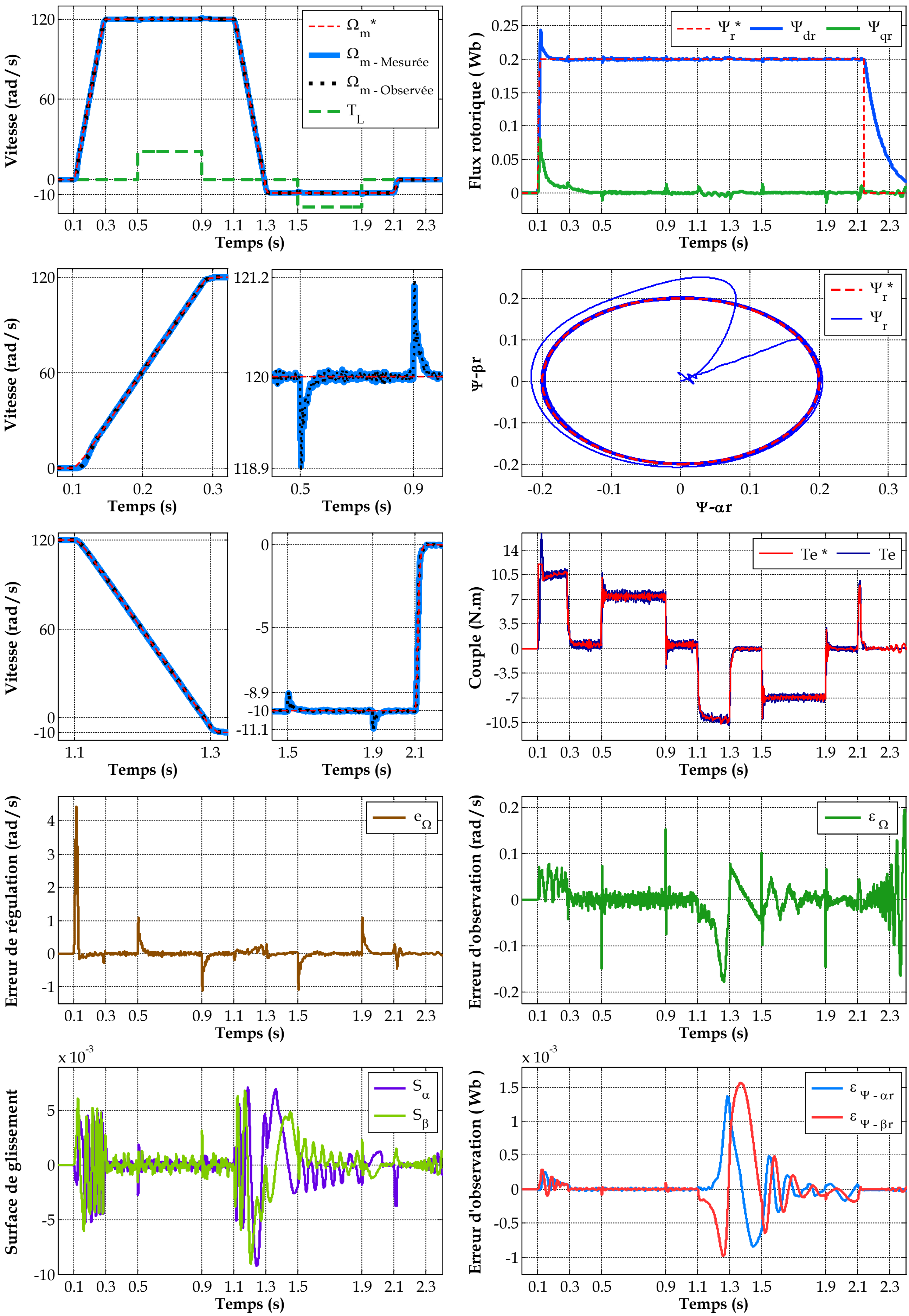


Figure IV.7 : *Réponse dynamique de la commande VGB basée sur le SMO Type-1*

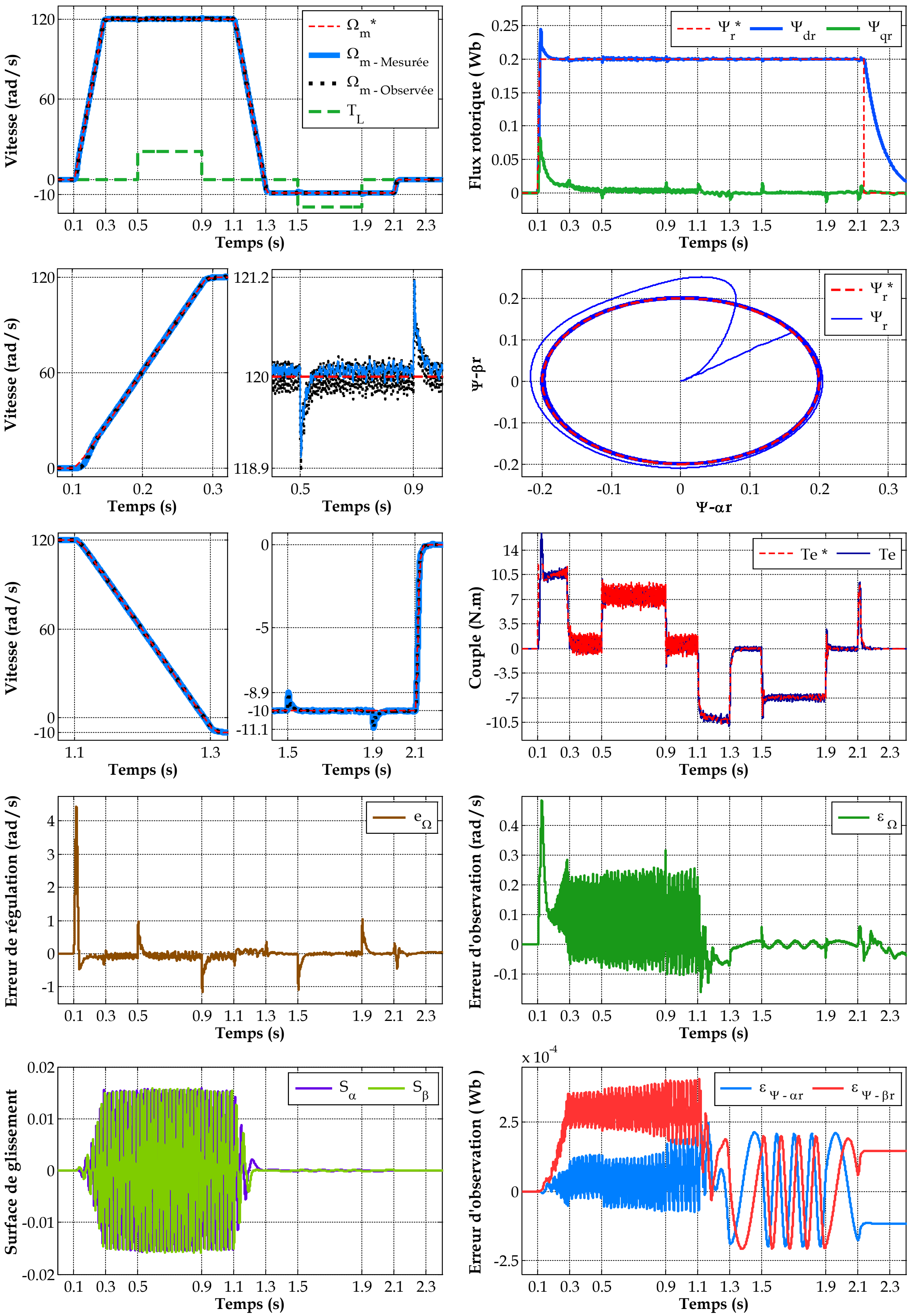


Figure IV.8 : *Performance du contrôle VGB en utilisant le SMO Type-2*

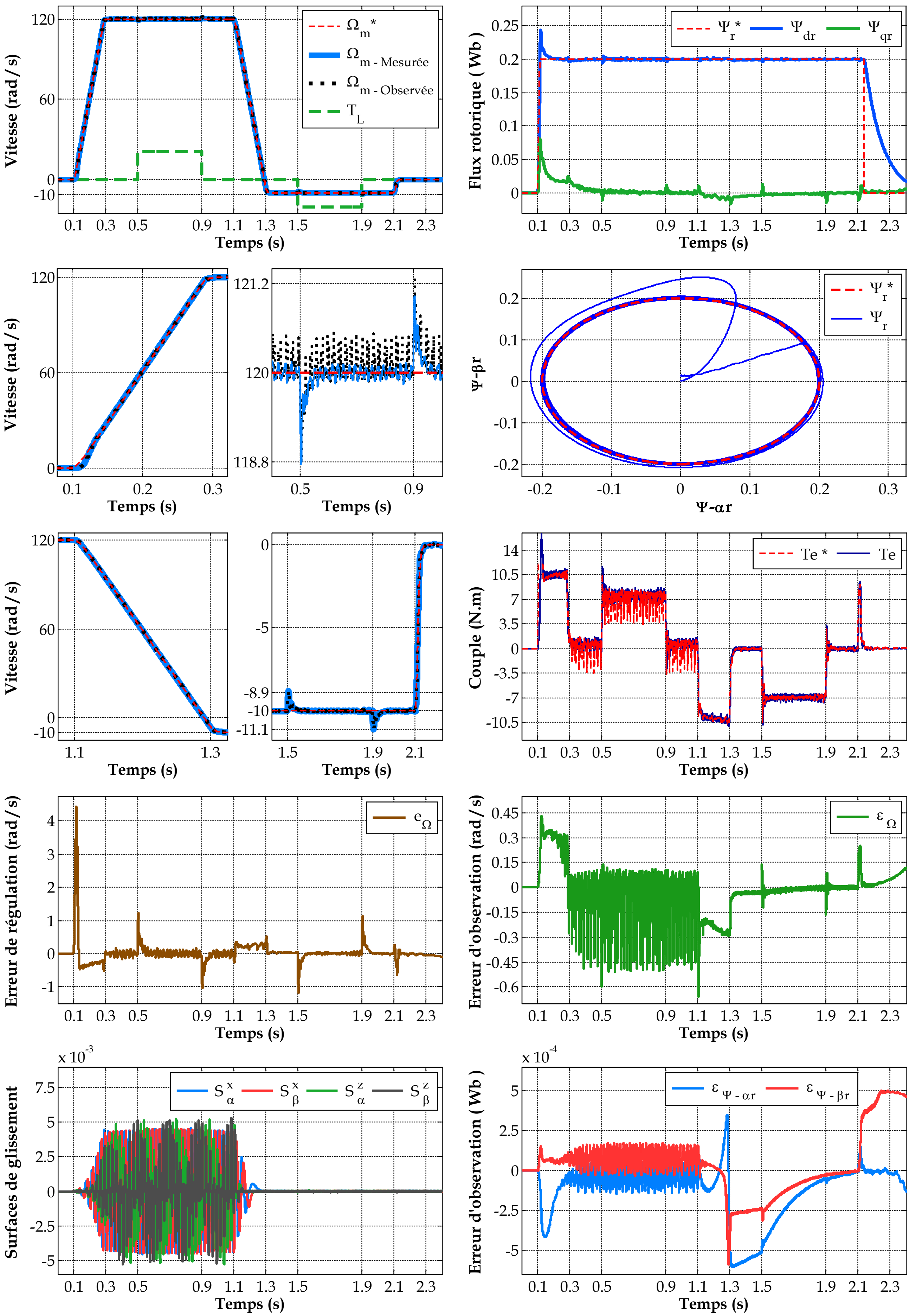


Figure IV.9 : *Performance du contrôle VGB sans capteur mécanique en utilisant le SMO Type-3*

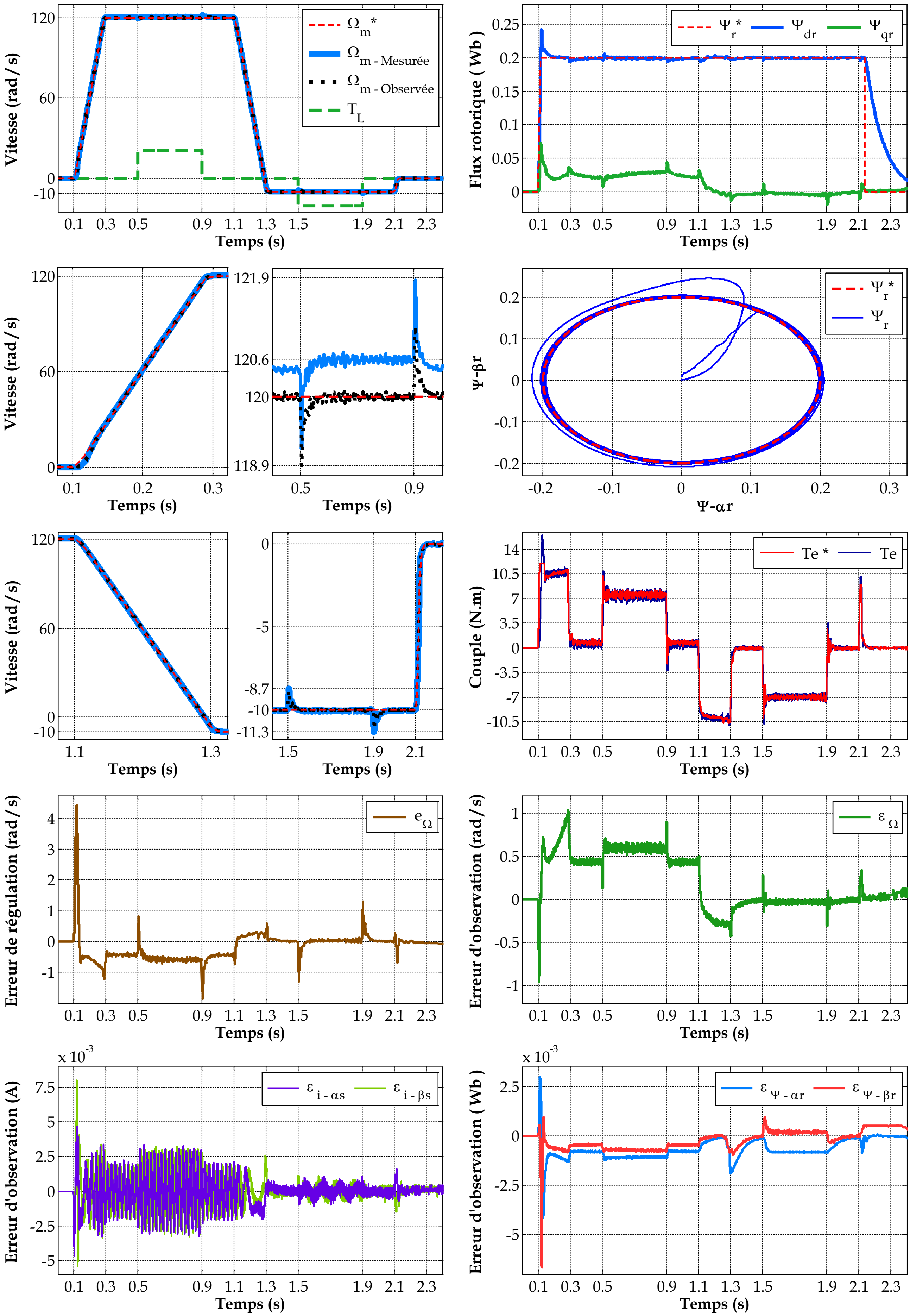


Figure IV.10 : *Réponse dynamique de la commande VGB sans capteur mécanique basée sur un EKF*

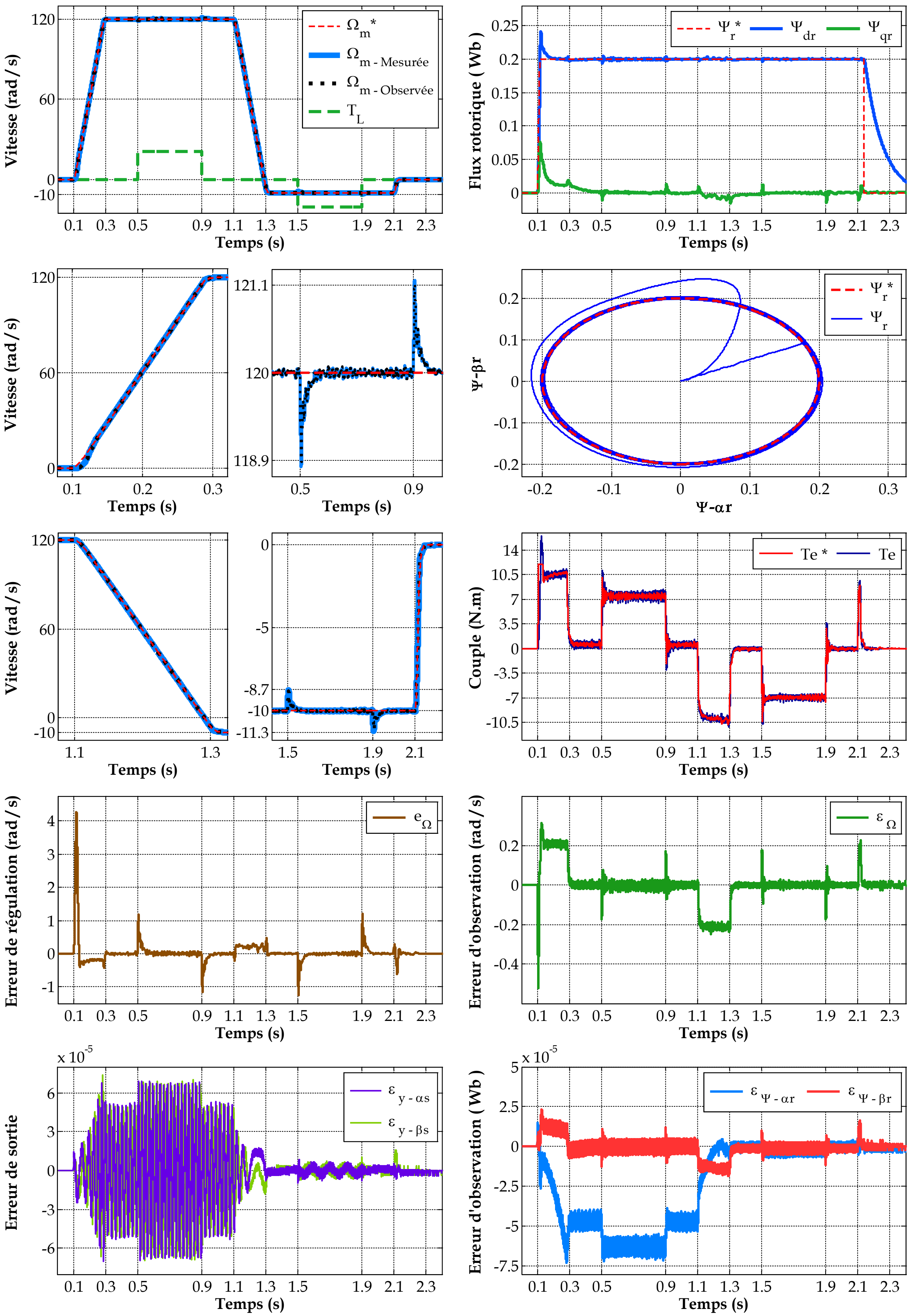


***Figure IV.11 :** Performance du contrôle VGB sans capteur mécanique en basant sur un RO-EKF*

Discussion

Chacune des techniques élaborées a été testée dans une trajectoire qui garantit un fonctionnement à basses et à hautes vitesses, les figures de (IV.6) à (IV.11) montrent les performances de la commande VGB sans capteur mécanique en basant respectivement sur les observateurs : FAO, SMO-1, SMO-2, SMO-3, EKF et RO-EKF, chaque figure montre l'évolution de la vitesse mécanique, du flux rotorique, de l'erreur de régulation de la vitesse, de l'écart d'observation de la vitesse, des erreurs d'observation des courants et du flux, le couple électromagnétique et la représentation vectorielle du flux rotorique qui pourrait illustrer la qualité de l'orientation du flux. Il est évident d'après la figure (IV.6), que le FAO assure une haute qualité du contrôle sans capteur mécanique avec une négligeable erreur d'observation, cette performance est probablement due à son mécanisme d'adaptation sophistiqué qui est indisponible dans les autres observateurs, cela s'est reflété positivement sur la qualité du contrôle de flux dans lequel, le découplage entre les composantes directe et quadrature a été parfaitement réalisé, de plus, les erreurs d'observation sont asymptotiquement nulles.

D'autre part, les techniques adoptant le principe du mode glissant ont également exposé une performance exceptionnelle. De la figure (IV.7), on peut remarquer que l'utilisation du SMO Type-1 offre un très bon contrôle de la vitesse et du flux dans les différentes zones de fonctionnement avec des erreurs d'observation très faibles, d'un autre côté, l'orientation du vecteur flux rotorique a été effectuée d'une manière très satisfaisante permettant de justifier la bonne qualité de l'estimation du flux rotorique, il convient également de noter que le phénomène de Chattering n'a eu aucun effet sur la qualité du contrôle ou de l'observation, cela est principalement dû à la faible valeur des gains requis dans l'évolution de la commande discontinue, assurant la correction de l'observation des courants statoriques, la condition qui n'existe pas dans le SMO Type-2 qui exige la génération d'une fonction de commutation de valeur importante, capable de compenser les termes de couplage possédant une valeur relativement élevée, cette condition pourrait rendre cette méthode plus affectée par le phénomène de Chattering, même en utilisant un filtre passe-bas pour atténuer la forte commutation de la fonction de glissement, comme dans le cas de (Li, 05b ; Aichi, 18d), ou comme le cas de (Ben Regaya, 14b), où les auteurs ont utilisé la logique floue pour améliorer la fonction 'Signe' relative à l'action discontinue, cela signifie que le problème de Chattering présente un obstacle pour ce type d'estimateur. La figure (IV.8) montre la réponse dynamique de la commande en basant sur un SMO Type-2, si on compare ce résultat avec celui obtenu par (Aichi, 18d), nous pouvons voir une optimisation notable en ce qui concerne l'élimination du phénomène de Chattering, cette amélioration est due à l'algorithme de Super-Twisting qui a été adopté pour compenser les termes d'interconnexion, néanmoins, il reste encore une faible influence sur la qualité du contrôle comme le montre le tracé du couple électromagnétique, il en va de même pour le SMO Type-3 qui se repose sur les deux surfaces de glissement générées par le SMO Type-1 et le SMO Type-2, de la figure (IV.9), on constate une certaine fluctuation dans le couple électromagnétique, cela signifie que les fluctuations présentées dans la vitesse observée ont un effet négatif sur la qualité des signaux du contrôle générés par la commande VGB, en revanche, cette figure montre un très bon comportement de la vitesse réelle et du flux rotorique, car ces variables restent maintenues sur les références. D'un point de vue général, on peut dire que la commande sans capteur basée sur un SMO Type-2 ou un SMO Type-3 a été réalisée d'une façon acceptable puisque l'erreur de régulation et les erreurs d'observation ont convergé asymptotiquement vers des valeurs très faibles, cependant à cause de la complexité de l'algorithme du SMO Type-3, les résultats obtenus ne sont pas à la hauteur des performances attendues pour notre commande VGB sans capteur mécanique.

La figure (IV.10) montre l'évolution des grandeurs mécaniques et magnétiques du contrôle basé sur le EKF, bien que les erreurs d'observation du courant et du flux soient très faibles, cela n'a pas empêché un écart d'observation par rapport à la vitesse mécanique, ce qui à son tour a provoqué une erreur du contrôle, alors que les résultats seraient catastrophiques si un pas d'échantillonnage plus important était utilisé, en revanche, il est remarquable que la composante directe du flux rotorique reste maintenue à sa valeur désirée, mais la composante quadrature n'a pas été complétement annulée, cela signifie que les valeurs prédites par le EKF ne sont pas les mêmes que celles développées par le moteur, par conséquent, on ne peut pas dire que l'orientation du flux a été effectuée d'une façon satisfaisante pour garantir que les grandeurs de commande suivront exactement leurs références, risquant ainsi de réduire la qualité du contrôle global de la machine. D'autre part, on peut constater une majeure amélioration dans le cas du RO-EKF, les résultats donnés par la figure (IV.11), met en évidence l'efficacité d'observation de cette méthode, l'amélioration se manifeste dans l'écart d'observation et de régulation de la vitesse qui sont carrément éliminés, l'erreur d'observation du flux rotorique ainsi que l'erreur dans la nouvelle mesure sont négligeables, et d'après le tracé du vecteur flux, les deux composantes ont été parfaitement fixées aux valeurs désirées, cela nous permet de dire que le RO-EKF pourrait être une solution satisfaisante pour éliminer le capteur physique de la vitesse dans les algorithmes du contrôle.

5 - Etude comparative entre les différents estimateurs élaborés

Pour une analyse approfondie des performances de chaque estimateur, nous présenterons dans cette section une étude comparative entre les différentes techniques précédemment étudiées dans ce chapitre, à travers les simulations effectuées, les résultats obtenus seront réutilisés pour comparer la qualité du contrôle de chaque observateur en basant sur plusieurs critères tels que le niveau de complexité des algorithmes, un critère qui peut être obtenu à l'aide de l'outil '***socModelAnalyzer***' présenté dans la version Matlab R2020a v.9.8, cette instruction permet d'approximer le nombre d'opérations « ***N. Op*** » effectuées au cours d'une période d'échantillonnage, ensuite les écarts de commande et d'observation par rapport à la vitesse mécanique seront examinés par les indices de performance utilisés dans la ***Section 6*** du ***'Chapitre II'*** et qui sont donnés par les relations (II.89) et (II.90), cela nous permet non seulement de juger la précision de l'observateur, mais aussi de vérifier la qualité du contrôle sans capteur mécanique, on note également que la qualité du contrôle VGB avec capteurs « ***VGB-AC*** » sera prise en considération afin d'avoir une étude plus précise, les données des résultats comparatifs seront exposées dans le tableau suivant.

		Par rapport à l'erreur d'estimation « ε_Ω »			***Par rapport à l'erreur de régulation « e_Ω »***		
	N. Op	« ε_{Max} » (rad/s)	***IAE*** (rad)	***ISE*** (rad²/s)	« e_{Max} » (rad/s)	***IAE*** (rad)	***ISE*** (rad²/s)
VGB-AC	-	-	-	-	3.429	0.173	0.169
FAO	56280	0.041	$56 \cdot 10^{-4}$	$38 \cdot 10^{-6}$	3.406	0.171	0.168
SMO - 1	424	0.240	0.067	0.006	4.429	0.214	0.270
SMO - 2	555	0.486	0.135	0.020	4.431	0.268	0.282
SMO - 3	607	0.661	0.197	0.039	4.429	0.330	0.306
EKF	1118	1.032	0.636	0.320	4.430	0.740	0.603
RO-EKF	482	0.524	0.102	0.019	4.272	0.260	0.285

Tableau IV.3 : *Indices de performance adoptés pour l'étude comparative des différentes techniques d'estimations élaborées*

Discussion

Sur la base des chiffres regroupés dans le tableau (IV.3), il est évident que le FAO fournit le meilleur résultat, tant en termes d'observation que pour le contrôle, alors que la dynamique d'une commande sans capteur basée sur cet observateur peut être considérée meilleure à celle obtenue avec capteur, cette performance est améliorée en utilisant le mécanisme d'adaptation flou qui a rendu l'observation des différentes variables plus précise, au même temps, elle a augmenté énormément la charge arithmétique de l'observateur en raison du principe de fonctionnement du contrôleur flou, qui se repose sur un nombre important d'opérations mathématiques et logiques. D'un autre côté, on peut constater un fonctionnement relativement moins efficace pour tous les observateurs mode glissant, leurs performances sont proches l'un de l'autre et restent acceptables, cependant on peut juger que le premier type est le plus puissant, tandis que le troisième pourrait être le moins pratique en raison de la complexité de son algorithme et sa qualité d'observation. Par ailleurs, les performances du contrôle obtenues en utilisant le RO-EKF ont prouvé que cet estimateur est l'une des approches intéressantes qui peuvent être adoptées, si on fait le rapport entre la simplicité de l'algorithme et la qualité de l'observation, le RO-EKF est probablement le meilleur estimateur adapté aux applications réelles en raison de sa nature stochastique et sa performance intéressante.

6 - Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation de solutions pratiques permettant de remplacer les capteurs physiques, l'utilisation des observateurs pour la vitesse et pour le flux élimine non seulement les inconvénients majeurs relatifs à ces équipements, mais elle peut également optimiser la qualité du contrôle global, nous avons développé au début un observateur linéaire assez similaire à celui de Luenberger adaptatif, notre contribution était dans la phase de détermination des gains de l'observateur qui assurent la stabilité partielle de l'observation, ces termes de correction peuvent être considérés comme l'un des principaux facteurs capables d'assurer la convergence asymptotique des états estimés vers les quantités réelles, la deuxième amélioration concerne le mécanisme d'adaptation qui a optimisé par un régulateur flou, c'est cette partie majeure de l'observateur qui est chargée de fournir la valeur estimée de la vitesse mécanique et d'assurer ainsi la stabilité globale, cette optimisation a été en mesure de fournir une performance prometteuse en matière de rapidité et de stabilité, mais l'utilisation de la logique floue a rendu l'algorithme d'observation nécessite une charge arithmétique importante. Dans une deuxième partie, nous avons voulu profiter des avantages de l'approche du mode glissant afin d'aboutir à une estimation optimale des différentes grandeurs inaccessibles, trois techniques ont été élaborées, en commençant par une méthode basée sur des termes de corrections discontinus avec un mécanisme d'adaptation qui peut fournir l'information sur la vitesse de rotation, les propriétés du contrôle par mode glissant à savoir les conditions de l'attractivité et de l'invariance, ont permis d'assurer la stabilité et de déterminer la configuration optimale de l'observateur, les mêmes caractéristiques ont été adoptées pour développer le deuxième estimateur mode glissant qui est complètement différent des autres, la reconstitution des états du moteur a été effectuée en remplaçant les termes d'interconnexion contenant les variables non mesurables, par une fonction de glissement qui se base sur un algorithme de Super-Twisting, qui a permis de fournir une estimation directe du flux rotorique et de la vitesse mécanique. Ensuite, les deux observateurs antérieurs mode glissant serviront de base au développement d'un observateur à doubles surfaces de glissement, une nouvelle loi pour identifier le flux rotorique a été développée et réutilisée pour vérifier la stabilité de Lyapunov, dans cette phase, une nouvelle expression de la vitesse rotorique a été déduite à travers un mécanisme d'adaptation qui assure la stabilité de l'observateur et la convergence exponentielle des variables estimées vers leurs grandeurs réelles ; bien que cette technique puisse sembler sophistiquée, les résultats obtenus ont montré qu'elle n'a pas été à la hauteur des performances voulues. En revanche, l'utilisation des méthodes stochastiques comme le filtre de Kalman représente une solution intéressante pour éliminer le capteur de vitesse, l'application d'une telle technique nécessite la discrétisation du modèle mathématique du système à observer, le modèle discret du MAS peut être obtenu à travers un développement limité d'ordre 1 sous réserve que la période d'échantillonnage soit très faible, Sinon on risque d'avoir une représentation d'état infidèle au comportement du moteur, ce qui entraîne une dégradation de performances dans le cas d'un contrôle en boucle fermée, l'utilisation du filtre de Kalman d'ordre réduit est une solution intéressante pour surmonter les limitations relatives au temps d'échantillonnage et pour réduire la grande charge de calcul requise par le modèle conventionnel, la détermination d'une nouvelle variable de mesure a été la base d'une réduction du vecteur d'état en éliminant la prédiction des courants statoriques, en effet, l'algorithme du filtre de Kalman étendu sera appliqué sur un modèle d'ordre 3 au lieu d'un modèle d'ordre 5, permettant ainsi de minimiser les incertitudes liées à la discrétisation du modèle et de conserver les performances optimales de l'estimateur même pour des périodes d'échantillonnage relativement importantes. Toutes les techniques proposées ont été validées par une simulation numérique afin d'illustrer leurs performances pour un contrôle sans capteur de vitesse, tandis que les résultats obtenus ont servi de base à une étude comparative permet de montrer l'efficacité de chaque observateur selon les exigences opérationnelles.

Conclusion générale

L'optimisation du contrôle des moteurs asynchrones triphasés représente le cœur du notre travail, un objectif atteint grâce à la synthèse des lois de commande et d'observation qui a leur tour ont garanti des performances considérables et une bonne stabilité du fonctionnement, sans pour autant altérer la simplicité de la mise en œuvre. En effet, de nombreuses améliorations avaient été suggérées vis-à-vis de la stratégie de base du contrôle, l'estimation de certains paramètres sensibles et la réalisation des commandes robustes sans capteur de vitesse. Des solutions relatives aux différentes optimisations avaient été proposées et ont été vérifié par simulation ou par validation expérimentale.

L'analyse de l'état de l'art nous a permis de définir les principaux objectifs à atteindre. L'optimisation de la commande vectorielle indirecte a été le premier sujet abordé. Après avoir introduit les bases de cette technique, la régulation de la vitesse a été étudiée séparément par plusieurs structures de régulateurs Proportionnel-Intégral à savoir le PI, le IP, et le PI Anti-Windup. À travers une analyse approfondie des différentes actions partielles de chaque régulateur, une étude comparative a été instaurée afin d'illustrer et de mettre en avant les caractéristiques avantageuses du régulateur PI Anti-Windup, et comme ce dernier est le plus performant des deux autres, il a fait l'objet d'une amélioration de ses performances. Pour cela, nous avons développé une commande hybride qui combine ce régulateur avec un contrôleur mode glissant, une approche qui consiste à assurer un fonctionnement parallèle des deux régulateurs par l'intermédiaire d'un superviseur, permettant d'évoluer une décision appropriée pour activer chaque contrôleur dans la zone d'opération désirée. Cette méthode a été appliquée au moteur asynchrone à l'aide d'un superviseur linéaire qui assure le contrôle du démarrage et des régimes transitoires par le SMC, tandis que le PIAW pilote le régime permanent. Malheureusement, les performances constatées n'ont pas atteint l'efficacité requise, nous devons donc apporter d'avantages d'ajustements afin d'obtenir une performance meilleure : l'information sur la variation de l'erreur de régulation sera intégrée dans le superviseur afin d'assurer une supervision plus précise, la régulation des régimes transitoires sera effectuée par un contrôleur mode glissant du second ordre, le régime permanent sera contrôlé par un simple régulateur PI et l'action globale du régulateur sera améliorée par un mécanisme Anti-Windup qui affecte simultanément les actions intégrales des deux régulateurs partielles, dans le but de garantir une réponse dynamique rapide sans dépassement. La stabilité asymptotique des deux régulateurs hybrides sera analysée par le biais du théorème de Lyapunov. La commande hybride optimisée a fourni une haute performance du contrôle avec une rapidité et une robustesse intéressante, en revanche, en raison de la complexité de son algorithme, nous allons opter pour une nouvelle version développée de la commande Backstepping. En effet, l'intégration de la propriété des gains variables dans le régulateur de la vitesse a permis d'assurer une réponse dynamique extrêmement stable et rapide avec un grand rejet de perturbations, tandis que l'utilisation de cette propriété dans la boucle de régulation du courant a rendu la commande adaptable aux harmoniques de la tension d'alimentation, ce qui a préservé la haute performance du contrôle même dans les basses vitesses. Tous les algorithmes de commande développés ont été implémentés en temps réel à l'aide d'une carte dSPACE-RTI-1104 et les résultats pratiques qui en découlent ont fait l'objet d'une étude comparative permettant d'illustrer les avantages et les inconvénients de chaque méthode élaborée.

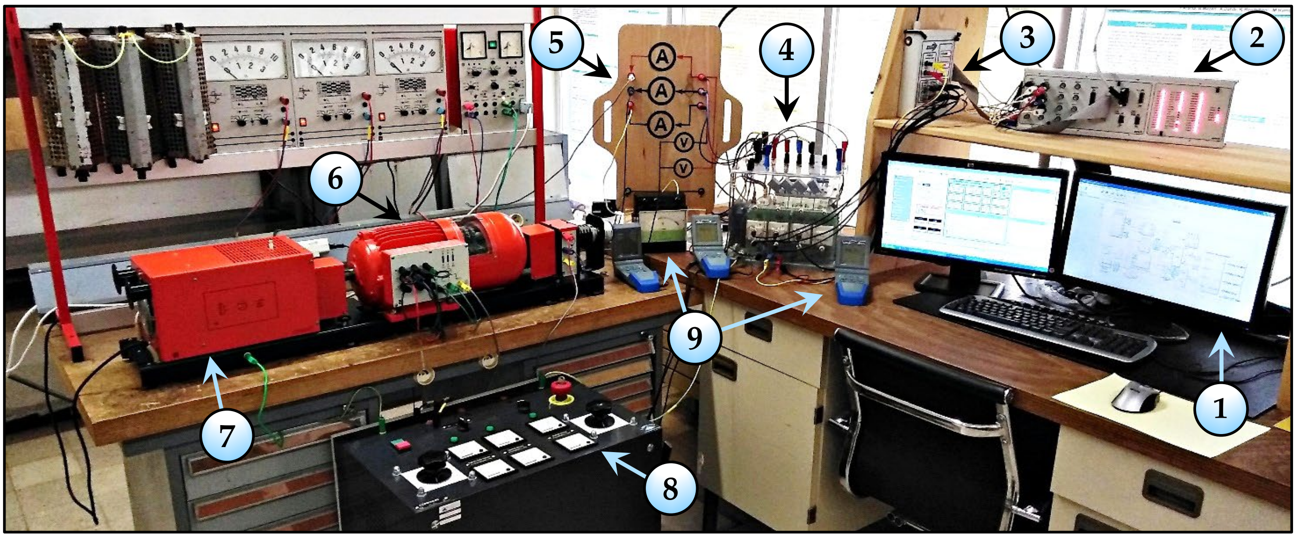
L'amélioration de la commande vectorielle est le principal objectif du troisième chapitre, dans lequel nous avons proposé une solution inédite et originale concernant l'estimation simultanée des résistances statoriques et rotoriques. L'observateur linéaire interconnecté garantit l'adaptation en ligne de la constante de temps rotorique tout en maintenant la haute qualité d'observation du flux, car l'interconnectivité des deux observateurs partiels permet d'assurer la compensation des incertitudes paramétriques afin d'aboutir à une commande optimale. Nous nous somme focalisés dans le dernier chapitre sur l'estimation et l'observation de la vitesse. Après avoir identifié les inconvénients majeurs du capteur physique de la vitesse, nous avons développé d'une manière générale trois techniques d'estimations, dont la première est un observateur adaptatif flou qui détermine le flux et la vitesse, la simplification analytique est l'une des optimisations apportées, dont les gains correctifs sont déterminés d'une façon plus simple par rapport à l'observateur de Luenberger, qui à son tour adopte l'approche linéaire du placement de pôles, en outre et grâce au renforcement du mécanisme d'adaptation par un contrôleur flou, la commande de la vitesse a été effectuée et assurée avec une précision remarquable, où l'utilisation de l'observateur FAO pour la commande sans capteur a fourni une performance meilleure que celle avec capteur. Dans le même cadre, nous avons présenté plusieurs estimateurs basés sur la théorie du mode glissant : le premier consiste à un observateur caractérisé par des termes de correction d'une nature discontinue, dont les propriétés d'existence du mode glissant ont permis de déterminer les conditions de stabilité partielle d'une manière impeccable, alors que la vitesse mécanique a été estimée par l'intermédiaire d'une loi d'observation qui satisfait la stabilité de Lyapunov en vue de garantir la stabilité du système global. Le deuxième estimateur réside à la décomposition du modèle mathématique du moteur en deux sous-systèmes partiels, où la présence naturelle des quantités inaccessibles dans les termes du couplage, a donné l'avantage d'effectuer une estimation du courant en remplaçant les termes d'interconnexion par des fonctions de glissement, ces dernières se reposent sur un algorithme de Super-Twisting qui permet l'atténuation significative du phénomène de Chattering. La convergence des quantités estimées vers les grandeurs mesurées est assurée grâce aux conditions d'attractivité et de l'invariance, tandis que les fonctions de glissement générées sont la base d'une estimation en boucle ouverte du vecteur flux et de la vitesse mécanique. L'utilisation simultanée des deux observateurs antérieurs mode glissant caractérise le troisième estimateur, dans le but de générer deux surfaces de glissement indépendantes, la double observation du courant permet de synthétiser une nouvelle loi d'observation pour le flux du rotor ; la dynamique de cette variable sera la base d'un système d'observation qui permet l'extraction d'une nouvelle formule de la vitesse mécanique, tandis que la convergence asymptotique des quantités observées est assurée en utilisant le deuxième théorème de Lyapunov. Malgré que la mise œuvre de ce dernier observateur soit assez complexe, la qualité du contrôle en boucle fermée n'a pas été à la hauteur des performances requises, en revanche, le premier type reste le meilleur des estimateurs mode glissant étudiés. D'un autre côté, l'utilisation des méthodes stochastiques comme le filtre de Kalman, peut assurer un fonctionnement intéressant, cependant à cause des contraintes relatives à la fréquence d'échantillonnage et à la discrétisation du modèle temporel, l'application du filtre de Kalman étendu sur les entrainements électriques n'avait garanti qu'une modeste qualité d'estimation. Pour l'optimiser, nous y avons opté pour une version simplifiée basée sur un modèle mathématique d'ordre réduit, qui est en mesure d'améliorer le contrôle en boucle fermée et de minimiser considérablement la charge arithmétique de l'algorithme utilisé. Toutes ces approches élaborées ont été validées par simulation, de sorte que les résultats obtenus soient réutilisés dans une étude comparative qui à son tour, met en évidence les propriétés de chaque estimateur. Nous y avons constaté que le mécanisme d'adaptation flou peut être adopté à toute méthode qui se repose sur l'adaptation de la vitesse mécanique, en revanche, il est nécessaire de penser à la charge arithmétique des algorithmes avant même de les implémenter vue qu'elle devienne vite considérable. D'autre part, l'utilisation d'un filtre de Kalman d'ordre réduit représente une solution intéressante pour la substitution du capteur physique de la vitesse et la réalisation d'une commande de haute performance sans capteur mécanique.

Étant donné que les travaux effectués dans cette thèse se sont étalés sur plusieurs axes de recherche, certaines problématiques n'ont pas bénéficié d'une étude et d'un traitement adéquats vue que nos objectifs étaient focalisés sur d'autres problèmes majeurs, nous sommes donc en mesure de proposer des perspectives d'avenir qui pourraient faire l'objet d'un ensemble de sujet assez intéressants à étudier. Sur le court terme, la validation expérimentale des différentes méthodes d'estimation sera indispensable pour la vérification des performances obtenues, et le perfectionnement de la commande sans capteur est préconisé en effectuant une adaptation en ligne des paramètres, notamment pour les algorithmes d'observation de la vitesse. Cette optimisation pourrait être réalisée en faisant appel à des méthodes avancées d'analyse de stabilité qui vont permettre d'assurer un meilleur choix des paramètres d'observation. Sur le moyen et long terme, nous suggérons l'utilisation de la commande VGB et du contrôle hybride type-2 dans des applications concrètes comme la motorisation des véhicules électriques, les performances relatives à ces techniques pourraient être très intéressantes notamment pour l'accélération, le freinage ainsi que l'asservissement de la vitesse. De plus et d'un point de vue économique, l'utilisation d'un moteur asynchrone triphasé muni de tels variateurs de vitesse pourrait présenter une alternative idéale avec un coût beaucoup plus amoindri.

Annexes

A - Description du banc d'essai expérimental

Toutes les commandes abordées dans le ***'Chapitre II'*** ont été validées expérimentalement sur un banc d'essais qui est disponible au niveau de l'unité de recherche du contrôle, affiliée au Laboratoire de Développement des Entraînements Électriques (LDEE). Comme le montre la figure (A.1), la plateforme expérimentale dispose d'un moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné LEYBOLD 1.0 kW, équipé d'un codeur incrémental assurant la mesure de la vitesse mécanique. La plaque signalétique de la machine est illustrée dans la figure (A.2), tandis que ses paramètres sont indiqués dans l'annexe suivante. Le moteur est couplé mécaniquement à un frein à poudre magnétique qui permet d'appliquer des couples de charge à des valeurs variables et précises. Le moteur est actionné par un module d'électronique de puissance SEMIKRON SEMITEACH, réf : 08753402, qui se compose d'un redresseur à diodes possédant deux condensateurs ($1100\mu F/750V$) montés en série permettant de générer une tension continue bien filtrée, cette dernière sera la source de tension pour l'onduleur triphasé à deux niveaux. Ce dernier sera commandé par la technique MLI en fixant la configuration du convertisseur statique à une source de tension continue de $550V$ et une fréquence de commutation pour les IGBT de $3kHz$. Le pont de Graëtz triphasé est alimenté par un autotransformateur connecté à un réseau triphasé alternatif ($380V/50Hz$), alors que les interrupteurs de l'onduleur ne peuvent pas déclencher sans l'utilisation d'un amplificateur électronique qui assure la conversion des signaux du niveau logique $5V$ (sorties de la carte dSPACE), au niveau logique $15V$ (entrées du driver IGBT). Cette conversion garantit la compatibilité des tensions fournies par la carte DS1104 avec les circuits de commande des IGBT.



(1) – Unité de contrôle.	(2) – dSPACE-RTI-1104.	(3) – Amplificateur de signal.
(4) – Onduleur à deux niveaux.	(5) – Capteurs à effet Hall.	(6) – Moteur asynchrone.
(7) – Frein à poudre.	(8) – Autotransformateur.	(9) – Appareillages de mesure.

Figure A.1 : *Vue de l'ensemble du banc d'essai expérimental de l'unité de recherche du contrôle LDEE*

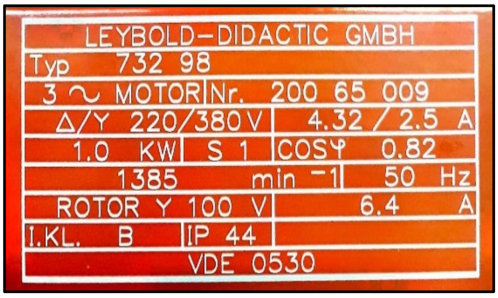


Figure A.2 : *Plaque signalétique de la machine asynchrone utilisée*

La figure (A.3) décrit le schéma synoptique de notre plateforme expérimentale dédiée à la commande d'un moteur asynchrone triphasé. La DS1104 est une carte numérique puissante et flexible avec des capacités de calcul très élevées, elle se connecte directement à l'unité centrale d'un ordinateur performant, l'outil informatique MATLAB est fortement recommandé d'être installé, non seulement pour développer les algorithmes de commande, mais également pour l'analyse et le traitement des signaux numériques acquis. En effet, cette plateforme expérimentale permet de faciliter considérablement le passage de la phase de la simulation à la phase de la réalisation. La figure (A.4) illustre le panneau de connexion associé à la DS1104, ce dernier représente le lien entre la partie électromécanique du banc d'essai et le système de commande, étant donné que tous les signaux physiques mis en jeu dans les algorithmes du contrôle, que ce soit des entrées ou des sorties, sont traités via cette interface. Chaque méthode élaborée a été initialement programmée sous MATLAB/Simulink, après avoir testé et analysé les performances du contrôle par simulation, l'algorithme sera implémenté sur la carte dSPACE afin d'exécuter le pilotage en temps réel. Il convient de noter que la version MATLAB doit être compatible avec la version dSPACE ControlDesk qui représente l'interface du contrôle en temps réel, la communication entre le modèle Simulink et la DS1104 est assurée par la bibliothèque RTI (Real Time Interface). Une fois le modèles Simulink est validé, il peut être compilé automatiquement en langage 'C' puis téléchargé dans la carte dSPACE à l'aide de l'outil RTW (Real Time Workshop).

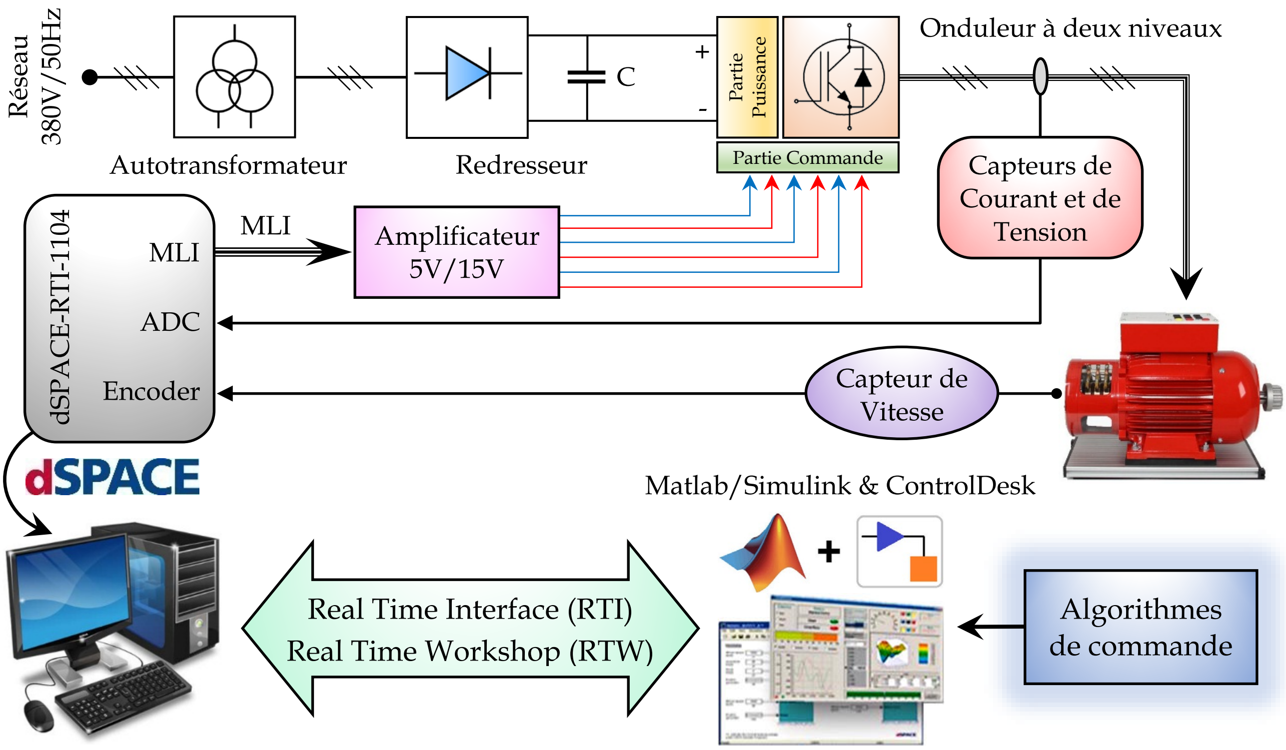


Figure A.3 : *Schéma synoptique de la configuration expérimentale du banc d'essai*

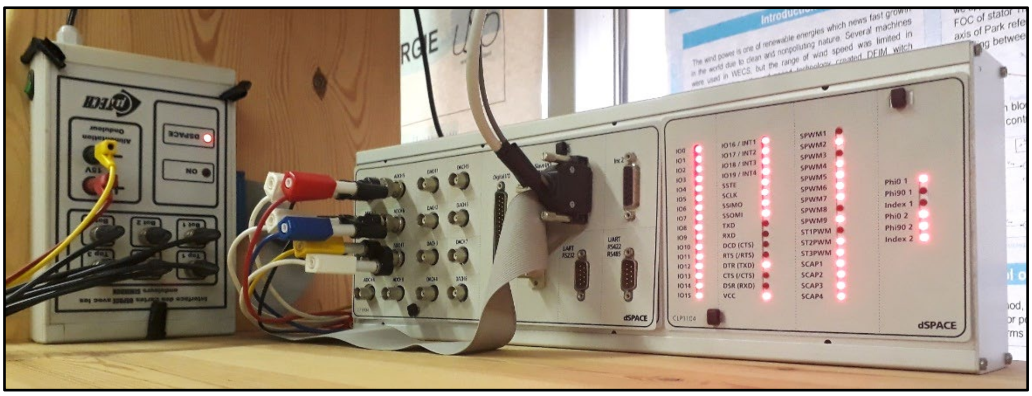


Figure A.4 : *Panneau de connections associé à la carte dSPACE-RTI-1104*

La partie mesure de la plateforme expérimentale se compose de trois capteurs CHAUVIN ARNOUX A100 de $300A$ (deux capteurs effectifs et un troisième arbitraire), deux capteurs de tension $400V$, et un codeur incrémental BAUMER GI355 avec une résolution maximale de 6000 impulsions par tour, pour la mesure de la vitesse. Les capteurs de courant actuellement utilisés sont des dispositifs industriels destinés à des applications à haute intensité, l'interface de mesure illustrée dans la figure (A.5) a été construite dans le but d'accroître la sensibilité de ces capteurs aux faibles courants, vu que $2.5A$ est le courant nominal du moteur. Cet outil permet de maximiser et de fixer le nombre de spires transmises à travers le noyau magnétique du capteur pour garantir une mesure de courant de haute qualité avec un coefficient d'amplification[5] constant. Il est fortement recommandé d'adopter un filtre passe-haut à la sortie de chaque bloc de mesure au niveau de l'algorithme afin d'éliminer la composante continue des signaux numériques acquis (l'offset).

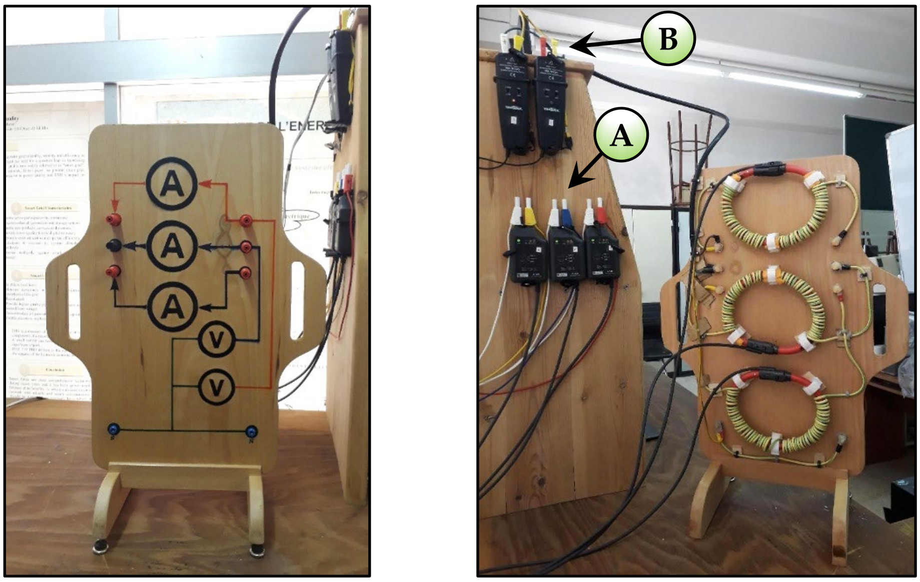


Figure A.5 : *Interface de mesure des courants (A) et des tensions (B).*

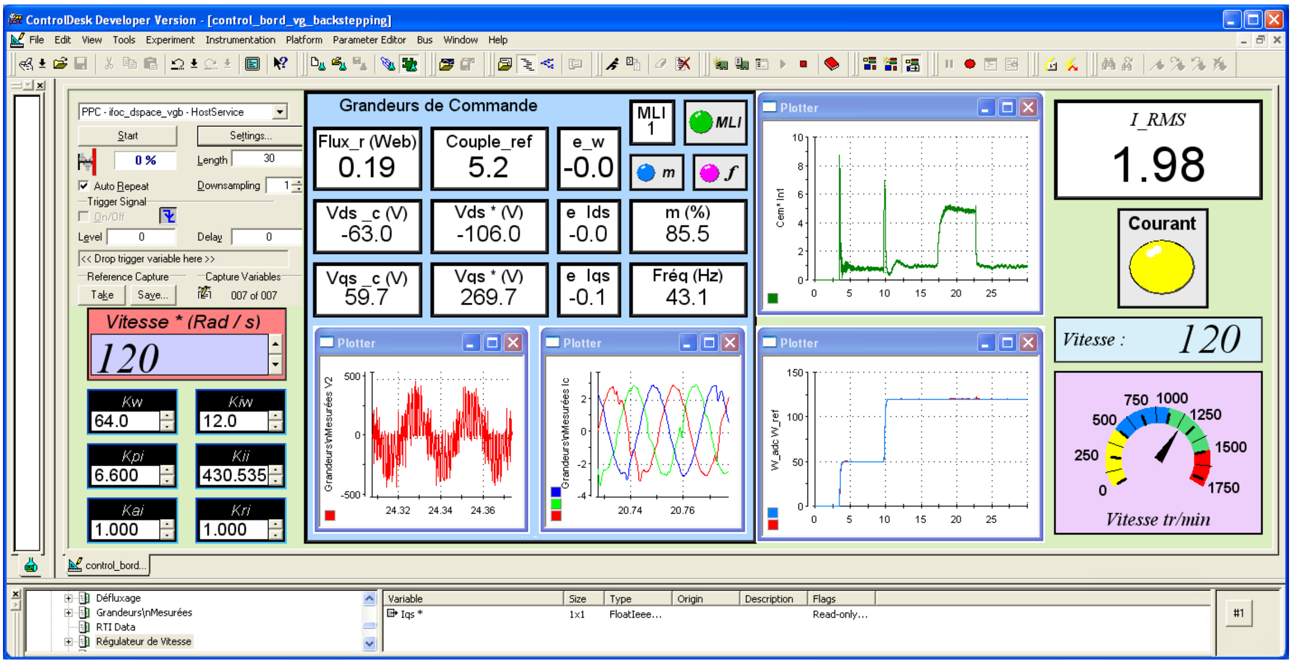


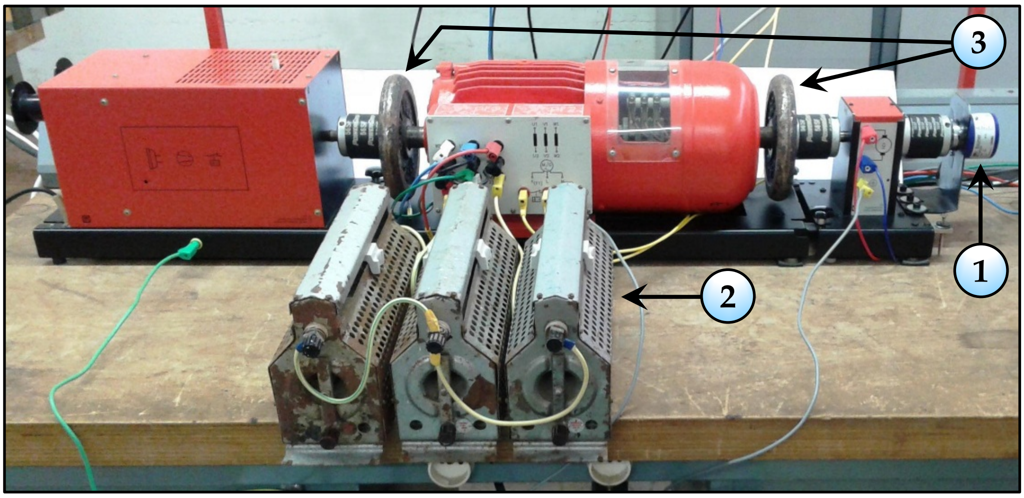
Figure A.6 : *Interface graphique du programme dSPACE-ControlDesk*

[5] Le coefficient d'amplification est une constante fondamentale qui permet au signal mesuré de se conformer à une valeur réelle prédéfinie. Ce paramètre varie en fonction du nombre de spires utilisées dans le capteur, par conséquent, il est préconisé de maintenir le montage expérimental afin d'éviter l'adaptation de ce paramètre au niveau de l'algorithme au début de chaque expérience.

Comme le montre la figure (A.3), la carte DS1104 reçoit comme des entrées les courants statoriques, la tension d'alimentation et la vitesse mécanique, tandis que la seule sortie est représentée par un signal de commande MLI qui permet après l'amplification, de déterminer les instants de commutation des IGBT selon une performance désirée. Dès que l'algorithme de commande est chargé dans la DS1104, la communication entre l'opérateur et le système de commande est assurée à l'aide du logiciel ControlDesk associer à la carte dSPACE, dont l'interface graphique est illustrée par la figure (A.6). En effet, cet outil informatique permet à l'opérateur d'exécuter les algorithmes et adapter en ligne les paramètres de régulation, en outre, elle assure la visualisation et l'acquisition de toute variable incluse dans le modèle Simulink, permettant ainsi d'analyser parfaitement le comportement du contrôle en temps réel des moteurs triphasés, en basant sur les propriétés mathématiques du programme MATLAB/Simulink.

Pour d'autres applications, la structure du banc d'essai permet également d'effectuer des modifications structurelles relatives à l'incrémentation des paramètres électriques et mécaniques. Cela est dans le but de tester la robustesse des commandes vis-à-vis des perturbations intérieures. Les paramètres concernés sont les résistances statoriques, les résistances rotoriques et le moment d'inertie de tout l'ensemble mécanique. La figure (A.7) montre la configuration du banc d'essai ainsi que le matériel utilisé pour réaliser les tests de robustesse. Nous avons utilisé en premier lieu, trois rhéostats à curseur en boîtier protégée contre les contacts, la connexion de chaque résistance variable en série avec la phase du stator ou du rotor, permet de modifier les paramètres résistifs des enroulements, assurant ainsi l'augmentation équilibrée des résistances du stator ou du rotor jusqu'à 200% de leurs valeurs nominales, en revanche, l'incrémentation du moment d'inertie a été effectuée en installant deux disques métalliques, chacun possède un rayon interne « $r_i = 0.02$ m », un rayon externe « $r_e = 0.08$ m », et un poids « $m = 2.5$ kg », sur l'arbre du moteur comme il est montré dans la figure (A.7). Les dimensions de chaque disque ainsi son poids ont été approximativement sélectionnés en adoptant l'équation générale du moment d'inertie d'un cylindre creux et homogène à travers laquelle, la valeur du moment d'inertie ajoutée à l'ensemble mécanique est déterminée comme suit :

$$\begin{gathered} \mathrm{J}_{(2\ \mathrm{Disuqes})} = 2\,.\left(\frac{1}{2}.m\,.\left(r_i^2 + r_e^2\right)\right) \\ \mathrm{J}_{(2\ \mathrm{Disuqes})} = 2.5 \times \left(\,0.08^{\,2} + 0.02^{\,2}\,\right) = 0.017 > \mathrm{J}_{(\mathrm{MAS+Frein})} \\ \mathrm{J}_{(\mathrm{Total})} = \mathrm{J}_{(\mathrm{MAS+Frein})} + \mathrm{J}_{(2\ \mathrm{Disuqes})} > 2 \times \mathrm{J}_{(\mathrm{MAS+Frein})} \end{gathered} \tag{A.1}$$



(1) : *Capteur de vitesse et de position 'BAUMER GI355'.*

(2) : *Résistances additionnelles utilisées pour l'incrémentation des résistances du stator et du rotor.*

(3) : *Disques métalliques permettant d'augmenter le moment d'inertie de l'ensemble mécanique.*

Figure A.7 : *Configuration expérimentale utilisée pour les tests de robustesse*

B - Méthode utilisée pour l'identification des paramètres de la machine

Afin de mettre en œuvre les techniques de commande et d'observation précédemment proposées, il est indispensable de connaître les différents paramètres électriques et mécaniques de la machine, même s'il s'agit des valeurs approximatives. De ce fait, nous avons adopté dans nos travaux, une méthode conventionnelle permet l'identification paramétrique de n'importe moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné, cette méthode se repose sur le schéma équivalent d'une phase du moteur en négligeant le régime transitoire, on peut aboutir à un schéma équivalent simplifié en considérant la représentions vectorielle du modèle dynamique du MAS dans un référentiel lié au champ tournant « $d - q$ » comme suit :

$$\begin{aligned}
\overrightarrow{v_s} &= \mathrm{R_s}\,.\,\overrightarrow{i_s} + \frac{d\overrightarrow{\psi_s}}{dt} + j.\,\omega_s\,.\,\overrightarrow{\psi_s} \\
\overrightarrow{v_r} &= \mathrm{R_r}\,.\,\overrightarrow{i_r} + \frac{d\overrightarrow{\psi_r}}{dt} + j.\,\mathrm{g}\,.\,\omega_s\,.\,\overrightarrow{\psi_r} = 0 \\
\overrightarrow{\psi_s} &= \mathrm{L_s}\,.\,\overrightarrow{i_s} + \mathrm{M}.\,\overrightarrow{i_r} \\
\overrightarrow{\psi_r} &= \mathrm{L_r}\,.\,\overrightarrow{i_r} + \mathrm{M}.\,\overrightarrow{i_s}
\end{aligned} \qquad (\mathrm{B.1})$$

« $\overrightarrow{v_s}\,,\overrightarrow{i_s}\,,\overrightarrow{\psi_s}$ » sont les vecteurs de tension, de courant, et de flux statorique, « $\overrightarrow{v_r}\,,\overrightarrow{i_r}\,,\overrightarrow{\psi_r}$ » représentent les vecteurs de tension, de courant, et de flux rotorique, « $\mathrm{R_s}\,,\mathrm{L_s}$ » sont respectivement la résistance et l'inductance d'une phase statorique, « $\mathrm{R_r}\,,\mathrm{L_r}$ » sont la résistance et l'inductance d'une phase rotorique, « M » est l'inductance mutuelle, « ω_s » est la pulsation électrique du stator et « g » représente le glissement. Si nous considérons seulement le régime permanent, les dérivées temporelles des variables magnétiques peuvent être éliminées dans le modèle (B.1), par la suite, on peut substituer les équations magnétiques dans les équitations électriques pour avoir des relations de tension en fonction des courants, comme le montre le modèle (B.2).

$$\begin{aligned}
\overrightarrow{v_s} &= \mathrm{R_s}\,.\,\overrightarrow{i_s} + j.\,\omega_s\,.\,\mathrm{L_s}\,.\,\overrightarrow{i_s} + j.\,\omega_s\,.\,\mathrm{M}.\,\overrightarrow{i_r} \\
\vec{0} &= \mathrm{R_r}\,.\,\overrightarrow{i_r} + j.\,\mathrm{g}\,.\,\omega_s\,.\,\mathrm{L_r}\,.\,\overrightarrow{i_r} + j.\,\mathrm{g}\,.\,\omega_s\,.\,\mathrm{M}.\,\overrightarrow{i_s}
\end{aligned} \qquad (\mathrm{B.2})$$

Si on divise la deuxième équation du (B.2) par le glissement « g », on va obtenir une équation électrique avec une fréquence similaire à celle de la première équation, telle que :

$$\vec{0} = \frac{\mathrm{R_r}}{\mathrm{g}}.\,\overrightarrow{i_r} + j.\,\omega_s\,.\,\mathrm{L_r}\,.\,\overrightarrow{i_r} + j.\,\omega_s\,.\,\mathrm{M}.\,\overrightarrow{i_s} \qquad (\mathrm{B.3})$$

Supposons un paramètre « m » qui représente le rapport de transformation de la machine, nous pouvons exprimer le courant magnétisant par :

$$\forall\left\{i_r = m.\,i'_r\right\},\ \ i_m = i_s + i'_r \qquad (\mathrm{B.4})$$

En substituant l'équation (B.4) dans l'équation (B.3) et aussi dans la première équation du (B.2), ensuite nous multiplions l'expression de la tension rotorique par le rapport « m », on obtient :

$$\begin{aligned}
\overrightarrow{v_s} &= \mathrm{R_s}\,.\,\overrightarrow{i_s} + j.\,\omega_s\,.\left(\mathrm{L_s} - m.\,\mathrm{M}\right).\,\overrightarrow{i_s} + j.\,\omega_s\,.\,m.\,\mathrm{M}.\,\overrightarrow{i_m} \\
\vec{0} &= m^2.\,\frac{\mathrm{R_r}}{\mathrm{g}}\,.\,\overrightarrow{i'_r} + j.\,\omega_s\,.\left(m^2.\,\mathrm{L_r} - m.\,\mathrm{M}\right).\,\overrightarrow{i'_r} + j.\,\omega_s\,.\,m.\,\mathrm{M}.\,\overrightarrow{i_m}
\end{aligned} \qquad (\mathrm{B.5})$$

Ce modèle peut être réécrit par les équations données par (B.6), qui permettent de tracer le schéma équivalent général montré dans la figure (B.1).

$$\overrightarrow{v_s} = \mathrm{R_s}\,.\,\overrightarrow{i_s} + j.\,\omega_s\,.\,\mathcal{L}_\mathcal{S}\,.\,\overrightarrow{i_s} + j.\,\omega_s\,.\,\breve{\mathcal{M}}.\,\overrightarrow{i_m}$$
$$\vec{0} = \frac{\mathrm{R'_r}}{\mathrm{g}}.\,\overrightarrow{i'_r} + j.\,\omega_s\,.\,\mathcal{L}_\mathcal{R}\,.\,\overrightarrow{i'_r} + j.\,\omega_s\,.\,\breve{\mathcal{M}}.\,\overrightarrow{i_m} \quad \text{(B.6)}$$

« $\breve{\mathcal{M}} = m.\mathrm{M}$ » représente l'inductance magnétisante, « $\mathcal{L}_\mathcal{S} = \mathrm{L_s} - \breve{\mathcal{M}}$ » est l'inductance cyclique de fuite d'une phase statorique, « $\mathcal{L}_\mathcal{R} = \mathrm{L_r} - \breve{\mathcal{M}}$ » est l'inductance cyclique de fuite d'une phase rotorique, « $\mathrm{R'_r} = m^2.\mathrm{R_r}$ » est la résistance du rotor ramenée au stator.

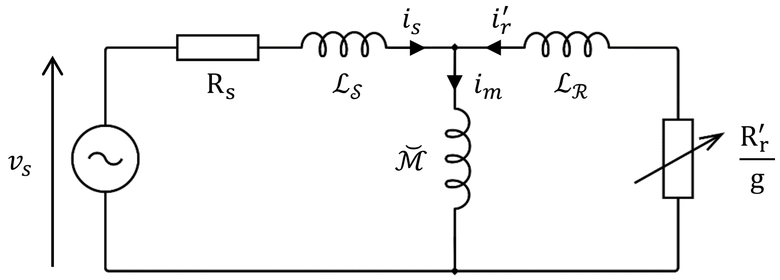


Figure B.1 : *Schéma équivalent d'une phase d'un moteur asynchrone triphasé*

Afin de simplifier la tâche de l'identification paramétrique, nous adopterons un schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator, cette considération nous permet d'écrire :

$$\forall\,\{\mathcal{L}_\mathcal{R} = 0\},\quad m = \mathrm{M}/\mathrm{L_r} \quad \text{(B.7)}$$

Par conséquent : $\breve{\mathcal{M}} = \dfrac{\mathrm{M}^2}{\mathrm{L_r}} = (1-\delta).\mathrm{L_s}$; $\mathcal{L}_\mathcal{S} = \mathrm{L_s} - \dfrac{\mathrm{M}^2}{\mathrm{L_r}} = \delta.\mathrm{L_s}$; $\mathrm{R'_r} = (1-\delta).\dfrac{\mathrm{L_s}}{\tau_r}$

Notez que « $\delta = 1 - \left(\mathrm{M}^2/\mathrm{L_s}\,.\,\mathrm{L_r}\right)$ » et « $\tau_r = \mathrm{L_r}/\mathrm{R_r}$ » sont respectivement le coefficient de dispersion de Blondel et la constante de temps rotorique. La figure (B.2) montre le nouveau schéma équivalent qui peut être considéré comme le modèle le plus convenable pour l'identification des paramètres électriques de la machine.

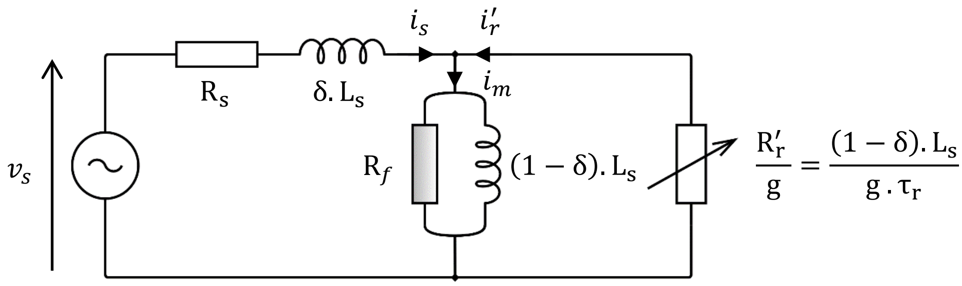


Figure B.2 : *Schéma équivalent d'une phase ramenée au stator à fuites totalisées dans le stator*

Après avoir fait fonctionner le moteur sous une charge nominale pendant une longue période, l'identification des paramètres sera réalisée par plusieurs tests successifs, nous commençons tout d'abord par la mesure des résistances statoriques et rotoriques, ensuite, les différentes inductances sont déterminées à travers les tests de fonctionnement à vide et à rotor bloqué, finalement, l'identification des paramètres mécaniques sera effectuée par l'essai de ralentissement. Nous présentons par la suite, le détail de chaque étape utilisée. Il est important de prendre en considération les limites de fonctionnement de la machine en respectant la plaque signalétique donnée par la figure (A.2), chaque débordement de grandeurs électriques peut entraîner un dysfonctionnement du moteur.

B.1 - Essai en courant continu : détermination des résistances du stator et du rotor

Étant donné que les enroulements statoriques et rotoriques sont accessibles dans le cas d'un moteur à bagues, la mesure des résistances se fait en utilisant la méthode voltampéremétrique, cette dernière consiste à mettre une ou plusieurs phases statoriques ou rotoriques sous une tension continue prédéfinie « *E* », la mesure de chaque résistance sera effectuée par la loi d'Ohm en fonction de l'intensité du courant mesurée « *I* ». Il convient de ne pas appliquer des tensions élevées, de plus, il est recommandé de prendre des mesures pour chaque phase ensuite on calcule la valeur moyenne. La figure (B.3) schématise le montage utilisé alors que les mesures effectuées sont mentionnées dans le tableau (B.1).

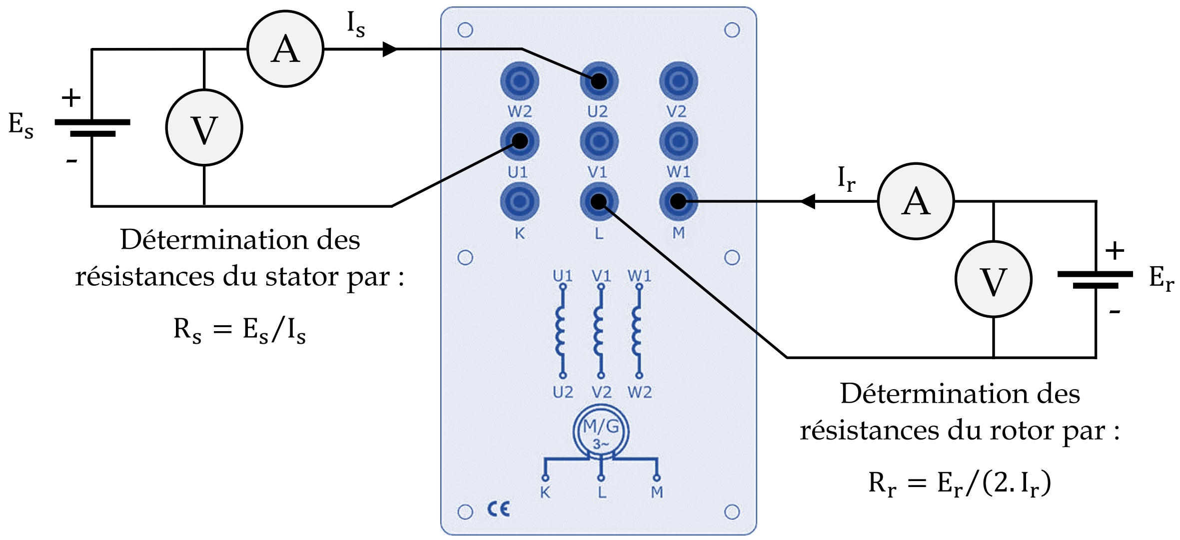


Figure B.3 : *Illustration de l'essai voltampéremétrique*

	Enroulements statoriques			Enroulements rotoriques		
	Phase (1)	Phase (2)	Phase (3)	Phase (1-2)	Phase (2-3)	Phase (3-1)
$E\ (V)$	16.445			3.580		
$I\ (A)$	1.867	1.873	1.871	2.780	2.750	2.798
$R\ (\Omega)$	8.808	8.780	8.789	0.644	0.651	0.640
	8.79			0.65		

Tableau B.1 : *Mesures effectuée pour la détermination des résistances statoriques et rotoriques*

B.2 - Essai à vide : détermination de l'inductance statorique

Dans ce test, le moteur est alimenté par sa tension et sa fréquence nominale ; durant le fonctionnement à vide, le glissement présent une valeur très faible « $g \approx 0 \implies R'_r/g = \infty$ », entraînant ainsi un courant négligeable dans la branche rotorique, le schéma équivalent (B.2) sera simplifié comme suit :

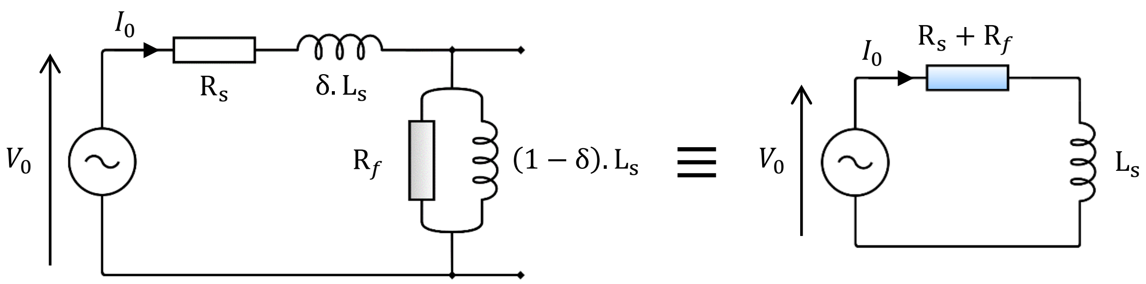


Figure B.4 : *Schéma équivalent à fuites totalisées dans le stator pour un fonctionnement à vide*

Cet essai vise à déterminer l'inductance des phases statoriques « $\mathrm{L_s}$ » ainsi que la résistance qui caractérise les pertes ferromagnétiques « R_f », cette identification peut être effectuée par deux manières en utilisant les relations de (B.8) jusqu'au (B.11). Les mesures requises sont la tension « V_0 », le courant « I_0 », et les puissances active « P_0 » et réactive « Q_0 ». Il est possible de mesurer les puissances par la méthode des deux wattmètres comme dans le cas de (Mehazzem, 10), dans notre cas, nous avons utilisé un analyseur de puissance de type 'Voltech PM3000A' qui se connecte directement au réseau triphasé, ce dispositif peut fournir des mesures bien précises concernant chaque enroulement statorique. Deux lectures ont été prises en compte afin d'améliorer la qualité de l'identification, la première concerne la mesure de chaque phase séparément, tandis que la deuxième est par rapport au montage triphasé. Les informations approuvées pour cette identification sont présentées dans le tableau (B.2).

$$\begin{aligned} P_0 &= (\mathrm{R_s}+\mathrm{R}_f).I_0^2 \;\Rightarrow\; \mathrm{R}_f = P_0/I_0^2 - \mathrm{R_s} \\ Q_0 &= \omega_s.\mathrm{L_s}.I_0^2 \;\Rightarrow\; \mathrm{L_s} = Q_0/(\omega_s.I_0^2) \end{aligned} \tag{B.8}$$

« P_0 , Q_0 » sont les puissances active et réactive consommées par chaque phase, « I_0 » est le courant du stator à vide et « $\omega_s = 2.\pi.f$ » pour « $f \simeq 50$ » est la fréquence d'alimentation. Dans le cas triphasé, on écrit :

$$\begin{aligned} P_0 &= 3.(\mathrm{R_s}+\mathrm{R}_f).I_0^2 \;\Rightarrow\; \mathrm{R}_f = P_0/(3.I_0^2) - \mathrm{R_s} \\ Q_0 &= 3.\omega_s.\mathrm{L_s}.I_0^2 \;\Rightarrow\; \mathrm{L_s} = Q_0/(3.\omega_s.I_0^2) \end{aligned} \tag{B.9}$$

Sauf que « P_0 , Q_0 » sont les puissances consommées par le moteur, pour cela, on peut également écrire :

$$\begin{aligned} P_0 &= V_0.I_0.\cos\varphi = (\mathrm{R_s}+\mathrm{R}_f).I_0^2 \;\Rightarrow\; \mathrm{R}_f = (V_0/I_0).\cos\varphi - \mathrm{R_s} \\ Q_0 &= V_0.I_0.\sin\varphi = \omega_s.\mathrm{L_s}.I_0^2 \;\Rightarrow\; \mathrm{L_s} = (V_0/I_0).\sin\varphi \end{aligned} \tag{B.10}$$

Avec : $\cos\varphi = P_0/\sqrt{P_0^2+Q_0^2}$, $\sin\varphi = Q_0/\sqrt{P_0^2+Q_0^2}$

L'équation (B.10) est valable pour la mesure par rapport à chaque phase séparément, dont « V_0 » représente la tension efficace mesurée entre phase et neutre (Tension simple) et « $\cos\varphi$ » est le facteur de puissance. Dans le cas triphasé, le calcul peut être effectué en utilisant la relation (B.11), étant donné que « U_0 » est la tension efficace mesurée entre phase et phase (Tension composée).

$$\begin{aligned} P_0 &= \sqrt{3}.U_0.I_0.\cos\varphi = 3.(\mathrm{R_s}+\mathrm{R}_f).I_0^2 \;\Rightarrow\; R_f = (U_0/\sqrt{3}.I_0).\cos\varphi - \mathrm{R_s} \\ Q_0 &= \sqrt{3}.U_0.I_0.\sin\varphi = 3.\omega_s.\mathrm{L_s}.I_0^2 \;\Rightarrow\; \mathrm{L_s} = (U_0/\sqrt{3}.I_0).\sin\varphi \end{aligned} \tag{B.11}$$

	Test 1 : Tension simple			**Test 2 :** Tension Composée
	Phase (1)	Phase (2)	Phase (3)	
V_0 , U_0 (V)	220.0	219.8	220.0	380.8
I_0 (A)	0.779	0.802	0.815	0.800
P_0 (W)	31.0	36.9	31.54	101.0
Q_0 (VAR)	170.2	173.0	177.1	525.0
L_s (H)	0.893	0.856	0.849	0.870
	0.868			
R_f (Ω)	42.29	43.91	38.69	34.81
	41.85			

Tableau B.2 : *Résultats de l'essai à vide*

B.3 - Essai à rotor bloqué : calcul de l'inductance rotorique et l'inductance mutuelle

Ce test, également appelé l'essai en court-circuit, consiste à bloquer le rotor mécaniquement puis on alimente le moteur progressivement par une tension réduite à fréquence nominale, qui a son tour permet de générer un courant de court-circuit inférieur au courant nominal, ainsi, aucune puissance mécanique ne sera développée sur l'arbre du moteur et le glissement devient unitaire « $g = 1$ ». Sachant que la tension appliquée est nettement faible devant la tension nominale et les courants rotoriques sont importants, on peut négliger donc le courant de magnétisation et la branche d'excitation, pour que le courant du primaire devient égal au celui du secondaire, cette considération permet de simplifier le schéma équivalent d'un MAS comme suit :

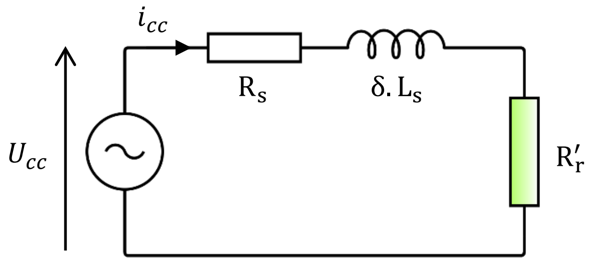


Figure B.5 : *Schéma équivalent adopté pour l'essai à rotor bloqué*

Les mesures requises sont le courant absorbé « I_{cc} » et les puissances active « P_{cc} » et réactive « Q_{cc} » consommées par le moteur, comme il est indiqué dans le tableau (B.3). L'identification des paramètres fondamentaux sera effectuée sur la base du schéma équivalent (B.5) en utilisant les relations (B.12), on doit noter que les relations (B.11) sont également valables d'être utilisées.

$$P_{cc} = 3.(\mathrm{R_s} + \mathrm{R'_r}).I_{cc}^2 \implies \mathrm{R'_r} = P_{cc}/(3.I_{cc}^2) - \mathrm{R_s}$$
$$Q_{cc} = 3.(\delta.\mathrm{L_s}.\omega_s).I_{cc}^2 \implies \delta = Q_{cc}/(3.\mathrm{L_s}.\omega_s.I_{cc}^2) - \mathrm{R_s} \qquad \text{(B.12)}$$

	Essai (1)	Essai (2)	Essai (3)
$U_{cc}\ (V)$	96.41	95.95	95.75
$I_{cc}\ (A)$	2.032	2.008	2.049
$P_{cc}\ (W)$	195.1	194.7	201.5
$Q_{cc}\ (VAR)$	277.5	271.5	272.8
$\mathrm{R'_r}\ (\Omega)$	6.96	7.31	7.21
	7.16		
δ	0.0822	0.0823	0.0794
	0.0813		

Tableau B.3 : *Mesures prises par l'essai de court-circuit*

À l'issue de ces tests, nous aurons comme des valeurs connues les paramètres suivants : « $\mathrm{R_s}$ », « $\mathrm{R_r}$ », « $\mathrm{L_s}$ », « $\mathrm{R'_r}$ » et « δ », ainsi, on peut écrire les relations ci-dessous sur la base de la supposition (B.7).

$$\mathrm{R'_r} = (1-\delta).\mathrm{L_s}/\tau_r \implies \tau_r = (1-\delta).\mathrm{L_s}/\mathrm{R'_r} = 0.111$$
$$\tau_r = \mathrm{L_r}/\mathrm{R_r} \implies \mathrm{L_r} = \mathrm{R_r}.\tau_r = 0.072 \qquad \text{(B.13)}$$
$$\delta = 1 - \mathrm{M}^2/(\mathrm{L_s}.\mathrm{L_r}) \implies \mathrm{M} = \sqrt{(1-\delta).\mathrm{L_s}.\mathrm{L_r}} = 0.240$$

B.4 - Identification des pertes ferromagnétique et mécanique

Pour un fonctionnement à vide, la puissance active absorbée par le moteur « P_0 » représente la somme des pertes ohmiques du stator « ΔP_{J0} », les pertes ferromagnétiques dues à la variation du flux « ΔP_f » et les pertes mécaniques dues aux frottements « ΔP_{mec} ».

$$\forall \{ \Delta P_{J0} = 3.\mathrm{R_s}.I_0^2 \}, \quad P_0 = \Delta P_{J0} + \Delta P_f + \Delta P_{mec} \quad \Longrightarrow \quad P_0 - \Delta P_{J0} = \Delta P_f + \Delta P_{mec} \qquad \text{(B.14)}$$

L'identification des pertes mécaniques représente une étape fondamentale qui intervient essentiellement dans le calcul du moment d'inertie « J », cette étape peut être effectuée par la méthode de séparation des pertes (Chatelain, 89). Le moteur sera alimenté par une tension variable en commençant par une valeur supérieure à la valeur nominale, puis on diminue légèrement l'alimentation sur une plage où la vitesse de rotation reste relativement constante. Pour chaque tension appliquée, il est nécessaire de mesurer la tension statorique entre phase « U_0 », le courant absorbé « I_0 » et la puissance active consommée par le moteur « P_0 », on trace ensuite la variation de « $P_0 - \Delta P_{J0}$ » en fonction du carré de la tension ; on obtient pratiquement une droite dont le prolongement jusqu'à la tension nulle donne les pertes mécaniques, étant donné que les pertes ferromagnétiques varient proportionnellement au carré de la tension dans le cas d'une fréquence statorique constante. Les lectures prises pour ce test sont exposées dans le tableau (B.4), tandis que la courbe de séparation des pertes est montrée dans la figure (B.6).

	Lecture 1	Lecture 2	Lecture 3	Lecture 4	Lecture 5	Lecture 6	Lecture 7
$\Omega\ (tr/s)$	1489	1488	1487	1483	1479	1465	1461
$P_0\ (W)$	165.2	157.0	150.3	140.0	135.6	127.8	118.0
$U_0\ (V)$	405.0	380.0	358.5	318.8	299.8	260.0	200.5
$I_0\ (A)$	0.895	0.820	0.763	0.671	0.635	0.570	0.508
$P_0 - \Delta P_{J0}$	144.1	139.3	134.9	128.1	125.0	119.2	111.2

Tableau B.4 : *Mesures adoptées pour la séparation des pertes ferromagnétiques et mécaniques*

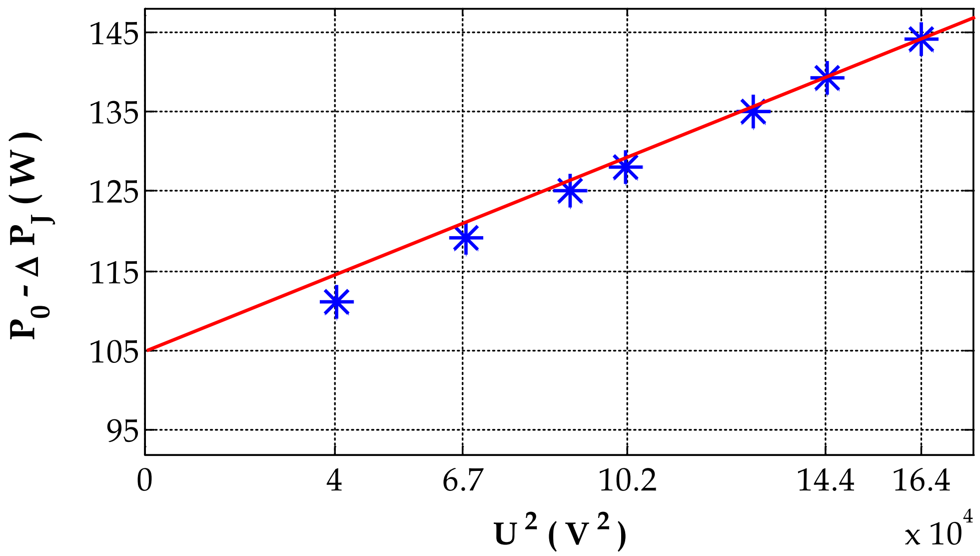


Figure B.6 : *Courbe de séparation des pertes ferromagnétiques et mécaniques*

Il est remarquable que les pertes mécaniques identifiées aient une valeur relativement importante, pour cela, on doit noter que les mesures effectuées sont par rapport à tout l'ensemble mécanique (Moteur + Frein à poudre) montré dans la figure (A.1). La disposition du frein à poudre entraîne des frottements supplémentaires provoquant ainsi l'augmentation des pertes mécaniques, cela pourrait justifier les résultats obtenus par ce test.

B.5 - Essai de ralentissement : identification des paramètres mécaniques

L'identification du moment d'inertie « J » et du coefficient de frottement « B » de n'importe quel type de moteur, peut être réalisée par le test de ralentissement en basant sur l'équation mécanique des machines tournantes. Le moteur sera alimenté par une tension nominale pour fonctionner à vide à une vitesse quasi constante « Ω_0 » à la présence d'un couple résistant à vide « T_{L0} ».

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J}.Te - \frac{1}{J}.T_L - \frac{B}{J}.\Omega_m \tag{B.14}$$

Supposons que l'alimentation de la machine sera coupée à l'instant « $t = 0$ », le couple électromagnétique développé sera annulé « $Te = 0$ » et le moteur sera ralenti sous l'effet des frottements jusqu'à ce qu'il s'arrête complètement à l'instant « $t = t_2$ ». Par conséquent, nous pouvons écrire l'expression suivante :

$$\forall \left\{\tau_m = \frac{J}{B}\right\}, \quad \tau_m.\frac{d\Omega_m}{dt} + \Omega_m = -\frac{1}{B}.T_{L0} \tag{B.15}$$

La solution de cette équation différentielle est exprimée par (B.16), alors que le paramètre « K » peut être déterminé en utilisant les conditions initiales.

$$\Omega_m(t) = K.e^{-\frac{t}{\tau_m}} - \frac{T_{L0}}{B} \tag{B.16}$$

$$\text{à } t = 0 : \quad \Omega_0 = K - \frac{T_{L0}}{B} \quad \Longrightarrow \quad K = \Omega_0 + \frac{T_{L0}}{B}$$

$$\Omega_m(t) = \left(\Omega_0 + \frac{T_{L0}}{B}\right).e^{-\frac{t}{\tau_m}} - \frac{T_{L0}}{B} \quad \Longrightarrow \quad \Omega_m(t) - \Omega_0.e^{-\frac{t}{\tau_m}} = -\frac{T_{L0}}{B}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_m}}\right) \tag{B.17}$$

Considérons deux points connus « $A\left(t_x\,;\,\Omega_1\right)$ » et « $B\left(2.t_x\,;\,\Omega_2\right)$ » qui sont obtenus à partir de la courbe de ralentissement donné par la figure (B.7), nous pouvons écrire la relation suivante :

$$\frac{\Omega_1 - \Omega_0.e^{-\frac{t_x}{\tau_m}}}{\Omega_2 - \Omega_0.e^{-\frac{2.t_x}{\tau_m}}} = \frac{1 - e^{-\frac{t_x}{\tau_m}}}{1 - e^{-\frac{2.t_x}{\tau_m}}} \quad \Longleftrightarrow \quad \frac{(\Omega_1/\Omega_0).e^{\frac{2.t_x}{\tau_m}} - e^{\frac{t_x}{\tau_m}}}{(\Omega_2/\Omega_0).e^{\frac{2.t_x}{\tau_m}} - 1} = \frac{e^{\frac{2.t_x}{\tau_m}} - e^{\frac{t_x}{\tau_m}}}{e^{\frac{2.t_x}{\tau_m}} - 1} \tag{B.18}$$

$$\forall \left\{x = e^{\frac{t_x}{\tau_m}}\,;\; W_1 = \frac{\Omega_1}{\Omega_0}\,;\; W_2 = \frac{\Omega_2}{\Omega_0}\right\}, \quad \frac{W_1.x^2 - x}{W_2.x^2 - 1} = \frac{x^2 - x}{x^2 - 1} \quad \Longleftrightarrow \quad \frac{W_1.x - 1}{W_2.x^2 - 1} = \frac{x - 1}{(x-1).(x+1)}$$

$$\Longrightarrow \quad (W_1 - W_2).x = 1 - W_1 \quad \Longleftrightarrow \quad e^{\frac{t_x}{\tau_m}} = \frac{1 - W_1}{W_1 - W_2} \quad \Longleftrightarrow \quad \frac{t_x}{\tau_m} = Ln\left(\frac{\Omega_0 - \Omega_1}{\Omega_1 - \Omega_2}\right)$$

De cette équation, nous pouvons calculer la constante de temps mécanique « τ_m » par la relation suivante :

$$\tau_m = \frac{t_x}{Ln\left(\dfrac{\Omega_0 - \Omega_1}{\Omega_1 - \Omega_2}\right)} = \frac{1.2}{Ln\left(\dfrac{155.3 - 90.50}{90.50 - 44.56}\right)} = 3.49 \tag{B.19}$$

Cette information est très importante pour déterminer les paramètres mécaniques fondamentaux, nous allons donc continuer le développement mathématique de l'équation différentielle (B.15).

$$\text{à } t = t_2 : \quad 0 = \left(\Omega_0 + \frac{T_{L0}}{B}\right).e^{-\frac{t_2}{\tau_m}} - \frac{T_{L0}}{B} \quad \Longrightarrow \quad e^{-\frac{t_2}{\tau_m}} = \frac{T_{L0}/B}{\Omega_0 + T_{L0}/B}$$

$$\Longrightarrow \quad \frac{t_2}{\tau_m} = ln\left(\frac{\Omega_0 + T_{L0}/B}{T_{L0}/B}\right) \quad \Longrightarrow \quad \tau_m = \frac{t_2}{ln(1 + B.\Omega_0/T_{L0})} \tag{B.20}$$

Il a été démontré analytiquement que : « $\forall \{B \ll 1\}$, $ln(1 + B.\Omega_0/T_{L0}) \approx B.\Omega_0/T_{L0}$ », par conséquent, nous pouvons écrire :

$$\tau_m = \frac{t_2 \,.\, T_{L0}}{B.\Omega_0} = \frac{J}{B} \quad \Longrightarrow \quad J = \frac{t_2 \,.\, T_{L0}}{\Omega_0} \tag{B.21}$$

$$\forall \left\{ T_{L0} = \frac{\Delta P_{mec}}{\Omega_0} = 0.676 \right\}, \quad J = 3.6 \times \frac{0.676}{155.3} = 0.0157$$

Finalement, le coefficient de frottement « B » sera calculé comme suit :

$$B = \frac{J}{\tau_m} = \frac{0.0157}{3.49} = 0.0045 \tag{B.22}$$

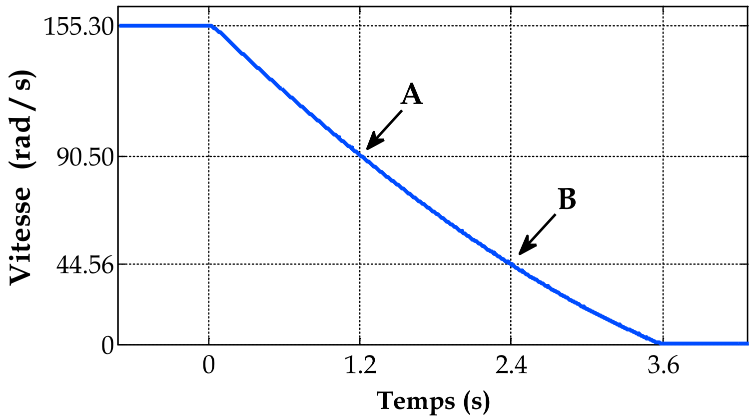


Figure B.7 : *Tracé de l'essai de ralentissement*

Le tableau (B.5) regroupe les variables nominales et les paramètres essentiels caractérisant la machine asynchrone triphasée adoptée dans la configuration expérimentale du banc d'essai destiné à la commande.

Désignation	Notation	Valeur
Puissance nominale	P_n	1.0 kW
Fréquence nominale	f_n	50 Hz
Vitesse nominale	Ω_n	$145\ \mathrm{rad.s^{-1}}$
Tension d'alimentation nominale	V_n	220 V / 380 V
Courant nominal	I_n	2.5 A / 4.32 A
Couple de charge nominal	T_L	6.9 N. m
Flux rotorique nominal	ψ_n	0.22 Wb
Couplage adopté		Etoile (Y)
Résistance du stator	R_s	8.79 Ω
Résistance du rotor	R_r	0.65 Ω
Inductance du stator	L_s	0.868 H
Inductance du rotor	L_r	0.072 H
Inductance mutuelle	M	0.240 H
Moment d'inertie total	J	$0.0157\ \mathrm{kg.m^2}$
Coefficient de frottement	B	$0.0045\ \mathrm{N.m.s.rad^{-1}}$
Nombre de pair de pôles	p	2

Tableau B.5 : *Paramètres fondamentaux caractérisant le moteur asynchrone à contrôler*

C - M-files/MATLAB utilisés pour la simulation des filtres de Kalman

C.1 - Programme de simulation du filtre de Kalman étendu (EKF)

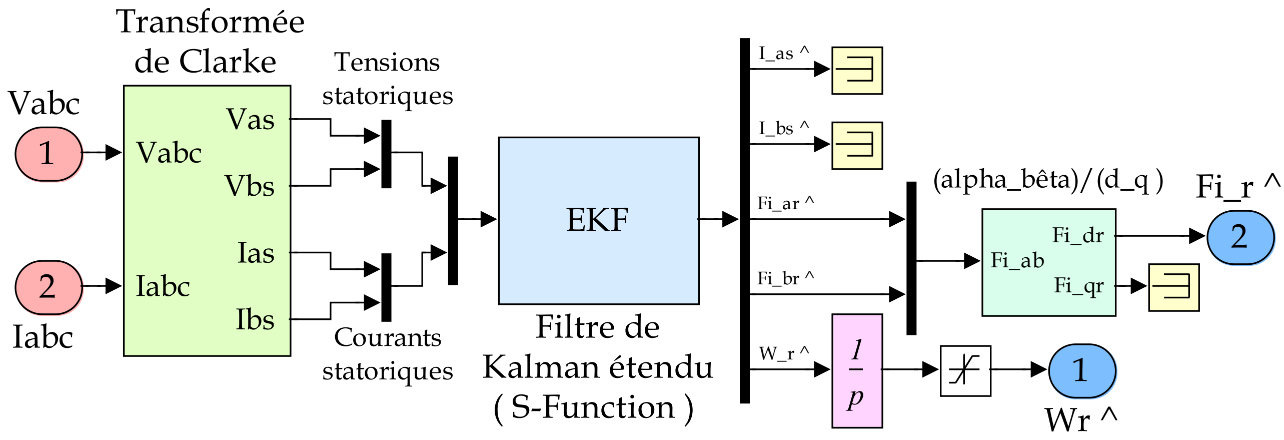


***Figure C.1 :** Schéma-bloc Simulink du filtre de Kalman étendu*

❖ **M-file du bloc *S-function* adopté dans la simulation du EKF**

```
function [Output, x0] = EKF(t ,x ,U ,flag ,Te)

global a1 a2 b T Q R X_k1 P_k1 K X_k P

% Paramètres de la machine --------------------------------------------------%
   Rs = 8.79      ;     Rr = 0.65     ;    Ls = 0.868      ;    Lr = 0.072    ;
   Tr = Lr/Rr     ;      M = 0.24     ;     T = 1/Tr       ;
  Sig = 1-((M^2)/(Ls*Lr))             ;     b = 1/(Sig*Ls) ;
   a1 = b*(Rs+(M^2)/(Lr*Tr))          ;    a2 = b*M/Lr     ;

% Phase d'initialisation ----------------------------------------------------%
  q_c = 1e-4      ;    q_f = 1e-5     ;  q_w = 850         ;
    r = 1.5       ;
  p_c = 2.50      ;    p_f = 0.20     ;  p_w = 120         ;

    Q = diag([q_c ,q_c ,q_f ,q_f ,q_w])                    ;
    R = diag([r ,r])                                       ;

 if flag == 0
           Output = [0,5,5,4,0,0]                          ;
               x0 = zeros(5,1)                             ;
                K = zeros(5,2)                             ;
                P = diag([p_c, p_c, p_f, p_f, p_w])        ;

% Définition du système à contrôler ----------------------------------------%
 elseif flag == 2

       Vs = [U(1); U(2)] ; % Vecteur d'entrée   : Tensions d'alimentation
 X_mesure = [U(3); U(4)] ; % Vecteur de mesure  : Courants statoriques

  % --> Définition de la matrice Jacobienne, Équation (IV.102)
 F = [(1-Te*a1) , 0         , Te*a2*T    , Te*a2*x(5) , Te*a2*x(4) ;
       0        ,(1-Te*a1)  ,-Te*a2*x(5) , Te*a2*T    ,-Te*a2*x(3) ;
       Te*M*T   , 0         ,(1-Te*T)    ,-Te*x(5)    ,-Te*x(4)    ;
       0        , Te*M*T    , Te*x(5)    ,(1-Te*T)    , Te*x(3)    ;
       0        , 0         , 0          , 0          , 1          ] ;
```

```
B = Te * [ b ,0 ;
           0 ,b ;
           0 ,0 ;
           0 ,0 ;
           0 ,0 ] ;

H = [ 1 ,0 ,0 ,0 ,0 ;
      0 ,1 ,0 ,0 ,0 ] ;

% Phase de prédiction à priori ---------------------------------------------%

  % --> Prédiction de l'état 'X(k+1|k)' en utilisant l'équation (IV.101)
   X_k1 = [ F(1,1)*x(1) + F(1,3)*x(3) + F(1,4)*x(4) ;
            F(2,2)*x(2) + F(2,3)*x(3) + F(2,4)*x(4) ;
            F(3,1)*x(1) + F(3,3)*x(3) + F(3,4)*x(4) ;
            F(4,2)*x(2) + F(4,3)*x(3) + F(4,4)*x(4) ;
            F(5,5)*x(5) ]+ B * Vs                    ;

  % --> Prédiction de la matrice de covariance de l’erreur 'P(k+1|k)'
   P_k1 = F*P*F' + Q  ;  % Équation (IV.102)

% Phase de correction a posteriori 'X(k+1|k+1)'----------------------------%
      K = P_k1 * H' * (inv(H * P_k1 * H'+ R))  ; % Équation (IV.103)
    X_k = X_k1 + K *(X_mesure - H*x)           ; % Équation (IV.104)

 Output = X_k                                  ;

 P = (eye(5) - K * H) * P_k1 ; % Mise à jour de la matrice 'P'-> P(k+1|k+1)
                               % Équation (IV.105)

% Détermination des sorties de l'estimateur 'EKF' -------------------------%
 elseif flag == 3
               Output = X_k ;

 elseif flag == 9
               Output = []  ;

 end ; end

% ------------------------------------------------------------------------------%
```

C.2 - Programme de simulation du filtre de Kalman d’ordre réduit (RO-EKF)

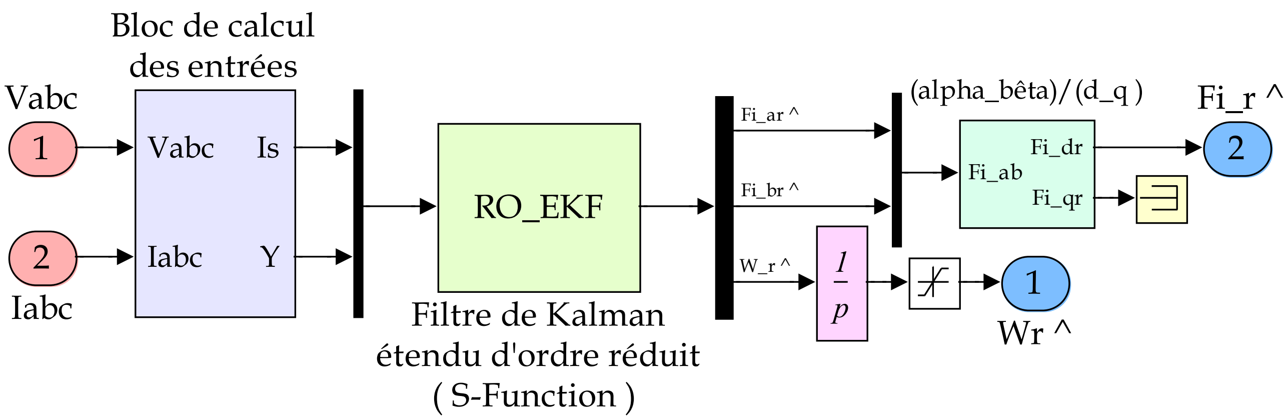


Figure C.2 : *Schéma-bloc Simulink du filtre de Kalman étendu d’ordre réduit*

❖ **M-file du bloc *S-function* adopté dans la simulation du RO-EKF**

```
function [Output, x0] = RO_EKF(t ,x ,U ,flag ,Te)

global T M Q R X_k1 P_k1 K X_k P

% Paramètres de la machine -------------------------------------------------%
    Lr = 0.072   ;    Rr = 0.65    ;    T = Rr/Lr        ;   M = 0.24        ;

% Phase d'initialisation ---------------------------------------------------%
   q_f = 5e-7    ;    q_w = 5.5e2   ;    r = 7.5e-5      ;
   p_f = 0.2     ;    p_w = 60      ;

    Q = diag([q_f, q_f, q_w])       ;    R = diag([r,r]) ;

 if flag == 0
   Output = [0,3,3,4,0,0]           ;   x0 = zeros(3,1)                    ;
        K = zeros(3,2)              ;    P = diag([p_f, p_f, p_w])         ;

% Définition du système à contrôler ---------------------------------------%
 elseif flag == 2
             Is = [U(1); U(2)] ; % Vecteur d'entrée   : Courants statoriques
              Y = [U(3); U(4)] ; % Vecteur de mesure  : Flux rotoriques

   % --> Définition de la matrice Jacobienne
   F = [(1-T*Te) ,-Te*x(3) ,-Te*x(2) ;
         Te*x(3) ,(1-T*Te) , Te*x(1) ;
         0       , 0       , 1     ] ;

   H = [ 1 ,0 ,0 ;
         0 ,1 ,0 ] ;

   B = Te * [ M*T ,0   ;
              0   ,M*T ;
              0   ,0   ] ;

% Phase de prédiction à priori ---------------------------------------------%
  % --> Prédiction de l'état 'X(k+1|k)'
  X_k1 = [ F(1,1)*x(1)  + F(1,2)*x(2)  ;
           F(2,1)*x(1)  + F(2,2)*x(2)  ;
           F(3,3)*x(3)  ] + B * Is     ;

  % --> Prédiction de la matrice de covariance de l'erreur 'P(k+1|k)'
    P_k1 = F * P * F' + Q              ;

% Phase de correction à posteriori 'X(k+1|k+1)'-----------------------------%
       K = P_k1  * H'*  (inv(H * P_k1 * H'+ R))  ;
     X_k = X_k1 + K *  (Y - H*x)                 ;
  Output = X_k                                   ;

       P = (eye(3)-K*H)*P_k1  ; % Mise à jour de la matrice 'P'-> P(k+1|k+1)

% Détermination des sorties de l'estimateur 'EKF' -------------------------%
 elseif flag == 3
                  Output = X_k  ;
 elseif flag == 9
                  Output = []   ;
 end ; end

% --------------------------------------------------------------------------%
```

Bibliographie

(Abosh, 17) A. H. Abosh, Z. Q. Zhu & Y. Ren, "Reduction of Torque and Flux Ripples in Space Vector Modulation-Based Direct Torque Control of Asymmetric Permanent Magnet Synchronous Machine", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 4, pp. 2976–2986, 2017.

(Accetta, 14) A. Accetta, M. Cirrincione, M. Pucci & G. Vitale, "Neural Sensorless Control of Linear Induction Motors by a Full-Order Luenberger Observer Considering the End Effects", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, No. 3, pp. 1891–1904, 2014.

(Aichi, 18a) B. Aichi, M. Bourahla & K. Kendouci, "High-Performance Speed Control of Induction Motor Using a Variable Gains Backstepping: Experimental Validation", International Review of Electrical Engineering (IREE), Vol. 13, No. 4, pp. 342–351, 2018.

(Aichi, 18b) B. Aichi, M. Bourahla & K. Kendouci, "Real-Time Hybrid Control of Induction Motor Using Sliding Mode and PI Anti-Windup", La troisième Conférence internationale en Sciences et Technologies Electriques au Maghreb (CISTEM), Oct 2018, Alger, Algérie, pp. 174–179.

(Aichi, 18c) B. Aichi, M. Bourahla & K. Kendouci, "Nonlinear Speed Control of Induction Motor by the Combination of Fuzzy-Sliding-Mode and Integral-Backstepping Controllers", International Conference on Applied Smart Systems (ICASS), Nov 2018, Medea, Algeria, pp. 139–144.

(Aichi, 18d) B. Aichi, M. Bourahla & K. Kendouci, "Commande Non-linéaire Sans Capteur Mécanique d'un Moteur Asynchrone Basée sur un Observateur Mode Glissant", Première Conférence Nationale sur L'électrotechnique et les Energies Renouvelables, Nov 2018, Saida, Algérie.

(Aichi, 20a) B. Aichi, M. Bourahla, K. Kendouci & B. Mazari, "Real-time nonlinear speed control of an induction motor based on a new advanced integral backstepping approach", Transactions of the Institute of Measurement and Control, Vol. 42, No. 2, pp. 244–258, 2020.

(Aichi, 20b) B. Aichi & K. Kendouci, "Robust and Stable Speed Control Design Using the Variable Gains Backstepping Technique for High-Efficiency Three-Phase Induction Motor Drives", 2020 1st International Conference on Communications, Control Systems and Signal Processing (CCSSP), EL OUED, Algeria, 2020, pp. 376–381.

(Aichi, 20c) B. Aichi & K. Kendouci, "A Novel Switching Control or Induction Motors Using a Robust Hybrid Controller that Combines Sliding Mode with PI Anti-Windup", Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science, Vol. 64, No. 4, pp. 392–405, 2020.

(Akin, 06) B. Akin, U. Orguner, A. Ersak & M. Ehsani, "Simple Derivative-Free Nonlinear State Observer for Sensorless AC Drives", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 11, No. 5, pp. 634–643, 2006.

(Alazard, 17) D. Alazard, "Introduction au filtre de Kalman", Course key notes - Corrected exercises - Matlab training session, Université de Toulouse, Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace - ISAE-SUPAERO, France, 2017. Disponible à : https://oatao.univ-toulouse.fr/377/ [Consulté le : 30/07/2021].

(Almakhles, 20) D. J. Almakhles, "Robust Backstepping Sliding Mode Control for a Quadrotor Trajectory Tracking Application", IEEE Access, Vol. 8, pp. 5515–5525, 2020.

(Al-Rouh, 04) I. Al-Rouh, "Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré - Nancy I, France, 2004.

(Ammar, 17a) A. Ammar, A. Benakcha & A. Bourek, "Closed loop torque SVM-DTC based on robust super twisting speed controller for induction motor drive with efficiency optimization", International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 42, No. 28, pp. 17940–17952, 2017.

(Ammar, 17b) A. Ammar, A. Bourek & A. Benakcha, "Nonlinear SVM-DTC for induction motor drive using input-output feedback linearization and high order sliding mode control", ISA Transactions, Vol. 67, pp. 428–442, 2017.

(Ammar, 20) A. Ammar, A. Kheldoun, B. Metidji, T. Ameid & Y. Azzoug, “Feedback linearization based sensorless direct torque control using stator flux MRAS-sliding mode observer for induction motor drive”, ISA Transactions, Vol. 98, pp. 382–392, 2020.

(Areed, 10) F. G. Areed, A. Y. Haikal & R. H. Mohammed, “Adaptive neuro-fuzzy control of an induction motor”, Ain Shams Engineering Journal, Vol. 1, No. 1, pp. 71–78, 2010.

(Aurora, 07) C. Aurora & A. Ferrara, “A sliding mode observer for sensorless induction motor speed regulation”, International Journal of Systems Science, Vol. 38, No. 11, pp. 913–929, 2007.

(Baghli, 99) L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques”, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré - Nancy I. France, 1999.

(Bahloul, 18) M. Bahloul, L. Chrifi-Alaoui, S. Drid, M. Souissi & M. Chaabane, “Robust sensorless vector control of an induction machine using Multiobjective Adaptive Fuzzy Luenberger Observer”, ISA Transactions, Vol. 74, pp. 144–154, 2018.

(Bakhti, 11) I. Bakhti, S. Chaouch & A. Maakouf, “High performance backstepping control of induction motor with adaptive sliding mode observer”, Archives of Control Sciences, Vol. 21, pp. 331–344, 2011.

(Barambones, 07) O. Barambones, A. J. Garrido & F. J. Maseda, “Integral sliding-mode controller for induction motor based on field-oriented control theory”, IET Control Theory & Applications, Vol. 1, No. 3, pp. 786–794, 2007.

(Barroso, 18) R. A. N. Barroso & T. R. F. Neto, “Sensorless Torque Control of an Induction Motor through Quadrature Voltage Injection”, IEEE Latin America Transactions, Vol. 16, No. 5, pp. 1375–1379, 2018.

(Bartolini, 03) G. Bartolini, A. Pisano, E. Punta & E. Usai, “A survery of applications of second order sliding mode control to mechanical systems”, International Journal of Control, Vol. 76, No. 9, pp. 875–892, 2003.

(Bartolini, 96) G. Bartolini, A. Ferrara & E. Usai, “Sub-Optimal Sliding Mode Control of Uncertain Second Order Dynamical Systems”, IFAC Proceedings Volumes, Vol. 29, No. 1, pp. 2254–2259, 1996.

(Bartolini, 98) G. Bartolini, A. Ferrara & E. Usai, “Chattering avoidance by second-order sliding mode control”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 43, No 2, pp. 241–246, 1998.

(Basha, 19) F. J. Basha & K. Somasundaram, “State Estimation of Induction Motors Using Particle Swarm Optimization Tuned Unscented Kalman Filter”, 2019 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT), Vellore, India, 2019.

(Belkacem, 11) S. Belkacem, F. Naceri & R. Abdessemed, “Improvement in DTC-SVM of AC drives using a new robust adaptive control algorithm”, International Journal of Control, Automation and Systems, Vol. 9, pp. 267–275, 2011.

(Ben Regaya, 14a) C. Ben Regaya, A. Zaafouri & A. Chaari, “Electric drive control with rotor resistance and rotor speed observers based on fuzzy logic”, Mathematical Problems in Engineering, Vol. 2014, Article ID 207826,pp. 1-9, 2014.

(Ben Regaya, 14b) C. Ben Regaya, A. Zaafouri & A. Chaari, “A new sliding mode speed observer of electric motor drive based on fuzzy-logic”, Acta Polytechnica Hungarica, Vol. 11, No. 3, pp. 219–232. 2014.

(Ben Regaya, 16) C. Ben Regaya, “Contribution à la synthèse de lois de commande robuste de la machine à induction triphasée : Validation expérimentale”, Thèse de Doctorat, École supérieure des sciences et techniques de Tunis, Tunisie, 2016.

(Ben Regaya, 18) C. Ben Regaya, F. Farhani, A. Zaafouri & A. Chaari, “A novel adaptive control method for induction motor based on Backstepping approach using dSpace DS 1104 control board”, Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 100, No. 1, pp. 466–481, 2018.

(Benaskeur, 00) A. Benaskeur, “Aspects de l’application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systémes non-linéaires”, Thèse de Doctorat, Department of Electrical and Computer Engineering, Universite Laval, Quebec City, Canada, 2000.

(Benchaib, 99) A. Benchaib, A. Rachid, E. Audrezet & M. Tadjine, "Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 1, pp. 128–138, 1999.

(Bendaas, 16) I. Bendaas, "Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction. Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle", Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, Algérie, 2016.

(Benderradji, 13) H. Benderradji, "Contribution à la Commande Robuste de la Machine à Induction", Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, Algérie, 2013.

(Bennassar, 17) A. Bennassar, A. Abbou & M. Akherraz, "Combining fuzzy Luenberger observer and Kalman filter for speed sensorless integral backstepping controlled induction motor drive", International Journal of Automation and Control, Vol. 11, No.3 pp. 298–313, 2017.

(Bensaker, 04) B. Bensaker, H. Kherfane, A. Maouche & R. Wamkeue, "Nonlinear Modelling of Induction Motor Drives for Nonlinear Sensorless Control Purposes", IFAC Proceedings Volumes, Vol. 37, No. 13, pp. 1401–1406, 2004.

(Bindal, 20) R. K. Bindal & I. Kaur, "Torque ripple reduction of Induction Motor using Dynamic Fuzzy Prediction Direct Torque Control", ISA Transactions, Vol. 99, pp. 322–338, 2020.

(Blaschke, 72) F. Blaschke, "The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machine", Siemens-Rev, No. 93, pp. 217–220, 1972.

(Bodson, 94) M. Bodson, J. Chiasson & R. Novotnak, "High-performance induction motor control via input-output linearization", IEEE Control Systems Magazine, Vol. 14, No. 4, pp. 25–33, 1994.

(Bohn, 94) C. Bohn & D. P. Atherton, "A SIMULINK package for comparative studies of PID anti-windup strategies", Proceedings of IEEE Symposium on Computer-Aided Control Systems Design (CACSD), Tucson, AZ, USA, 1994, pp. 447–452.

(Boldea, 02) I. Boldea, "CHAPTER 9 - Direct Torque and Flux Control (DTFC) of ac Drives", Editor(s): Marian P. Kazmierkowski, R. Krishnan, Frede Blaabjerg, In Academic Press Series in Engineering, Control in Power Electronics, Academic Press, pp. 301–349, 2002.

(Boldea, 92) I. Boldea & S. A. Nusar, "Vector Control of AC Drives ", 1st edition, CRC Press, Boca, FL, 1992.

(Bose, 06) B. K. Bose, "Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends", 1st Edition, Elsevier/Academic Press, 2006.

(Bose, 86) B. K. Bose, "Power electronics and AC drives", PrenticeHall, USA, 1986.

(Boussak, 06) M. Boussak & K. Jarray, "A high-performance sensorless indirect stator flux orientation control of induction motor drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 1, pp. 41-49, 2006.

(Burton, 86) J. A. Burton & A. S. I. Zinober, "Continuous approximation of variable structure control", International Journal of Systems Science, Vol. 17, No. 6, pp. 875–885, 1986.

(Canudas, 00) C. Canudas-de-Wit, "Commande des moteurs asynchrones - Tome 1 - Modélisation, contrôle vectoriel et DTC ", Edition Hermès Sciences/Lavoisier, France, 2000.

(Caron, 95) J. P. Caron & J. P. Hautier, "Modélisation et commande de la Machine Asynchrone", Edition Technip, Paris, France, 1995.

(Caruana, 06) C. Caruana, G. M. Asher & M. Sumner, "Performance of HF signal injection techniques for zero-low-frequency vector control of induction Machines under sensorless conditions", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 1, pp. 225–238, 2006.

(Cava, 89) L. Cava, C. Picardi & F. Ranieri, "Application of the extended Kalman filter to parameter and state estimation of induction motors", International Journal of Modelling and Simulation, Vol. 9, No. 3, pp. 85–89, 1989.

(Chan, 11) T. F. Chan & K. Shi, "GA-Optimized Extended Kalman Filter for Speed Estimation", Applied Intelligent Control of Induction Motor Drives, IEEE, pp. 243–271, 2011.

(Chatelain, 89) J. Chatelain, "Machines électriques", Lausanne : Presses polytechniques romandes, 1989.

(Cirrincione, 13) M. Cirrincione, A. Accetta, M. Pucci & G. Vitale, "MRAS Speed Observer for High-Performance Linear Induction Motor Drives Based on Linear Neural Networks", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, No. 1, pp. 123–134, 2013.

(Comanescu, 16) M. Comanescu, "Design and Implementation of a Highly Robust Sensorless Sliding Mode Observer for the Flux Magnitude of the Induction Motor", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 31, No. 2, pp. 649–657, 2016.

(Condomines, 18) J. P. Condomines, "Filtrage de Kalman non linéaire pour la navigation multicapteurs d'un mini drone : Application au pilotage-guidage robuste en milieu complexe", ISTE Group. 2018.

(Consoli, 03) A. Consoli, G. Scarcella & A. Testa, "Using the induction motor as a flux sensor: new control perspectives for zero-speed operation of standard drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, No. 5, pp. 1052–1061, 2003.

(Dahmani, 12) M. Dahmani, "Application du filtre de Kalman linéaire et non linéaire et ses dérivées à la poursuite d'une cible manoeuvrante", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran – Mohamed Boudiaf (USTO–MB), Algérie, 2012.

(Damkhi, 14) S. Damkhi, "Contribution à L'Amélioration des Performances des Commandes sans Capteurs de Vitesse pour une Machine à Induction", Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, Algérie, 2014.

(Depenbrock, 88) M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 4, pp. 420–429, 1988.

(Dib, 11) A. Dib, M. Farza, M. M'Saad, P. Dorléans & J. F. Massieu, "High gain observer for sensorless induction motor", IFAC Proceedings Volumes, Vol. 44, No. 1, pp. 674–679, 2011.

(Dib, 12) A. Dib, "Observation et Commande de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université de Caen, France, 2012.

(Dong, 16) C. Dong, P. Brandstetter, H.H. Vo & V.H. Duy, "Sliding Mode Observer for Induction Motor Control", In : V. Duy, T. Dao, I. Zelinka, HS Choi, M. Chadli (eds) AETA 2015: Recent Advances in Electrical Engineering and Related Sciences. Lecture Notes in Electrical Engineering, Vol. 371, pp. 313–323. Springer, Cham, 2016.

(Drid, 07) S. Drid, M. Tadjine & M. -S. Nait-Said, "Robust backstepping vector control for the doubly fed induction motor", IET Control Theory & Applications, Vol. 1, No. 4, pp. 861–868, 2007.

(Emelyanov, 86) S. V. Emelyanov, S. V. Korovin, L. V. Levantovsky, "Higher order sliding modes in the binary control system", Soviet physic, Vol. 31, No. 4, pp.291–293, 1986.

(Espina, 09) J. Espina, A. Arias, J. Balcells & C. Ortega, "Speed Anti-Windup PI strategies review for Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Machines", 2009 Compatibility and Power Electronics, Badajoz, 2009, pp. 279–285.

(Essounbouli, 03) N. Essounbouli, A. Hamzaoui & N. Manamanni, "Fuzzy Supervisor for Combining Sliding Mode Control and H∞ Control", In Bilgiç T., De Baets B., Kaynak O. (eds) Fuzzy Sets and Systems — IFSA 2003. Lecture Notes in Computer Science (Lecture Notes in Artificial Intelligence), Vol. 2715, pp. 466–473, Springer, Berlin, Heidelberg, 2003.

(Faidallah, 95) A. Faidallah, "Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones", Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Lorraine, France, 1995.

(Fan, 19) B. Fan, Z. Fu, L. Liu & J. Fu, "The full-order state observer speed-sensorless vector control based on parameters identification for induction motor", Measurement and Control, Vol. 52, No. 3-4, pp. 202–211, 2019.

(Faqir, 03) A. Faqir, F. Betin, L. Chrifi Alaoui, B. Nahid & C. Pinchon, “Varying Sliding Surface Control of an induction machine drive”, Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications, Vol. 1, Jun. 2003, pp. 93–98.

(Foulon, 07) E. Foulon, C. Forgez & L. Loron, “Resistances estimation with an extended kalman filter in the objective of real-time thermal monitoring of the induction machine”, IET Electric Power Applications, Vol. 1, No. 4, pp. 549–556, 2007.

(Fridman, 02) L. Fridman & A. Levant, “Higher order sliding mode, in: Sliding Mode Control in engineering”, Systems and Control Book Series, Taylor and Francis, 2002.

(Fridman, 96) L. Fridman & A. Levant, “Higher order sliding modes as a natural phenomenon in control theory”, In: Garofalo F., Glielmo L. (eds.) Robust Control via Variable Structure and Lyapunov Techniques. Lecture Notes in Control and Information Sciences, Vol. 217, Springer, Berlin, Heidelberg, 1996.

(Gadoue, 10) S. M. Gadoue, D. Giaouris & J. W. Finch, “MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding-Mode and Fuzzy-Logic Adaptation Mechanisms”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 25, No. 2, pp. 394–402, 2010.

(Gastli, 92) A. Gastli & N. Matsui, “Stator flux controlled V/f PWM inverter with identification of IM parameters (induction motors)”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, No. 4, pp. 334–340, 1992.

(Gdaim, 13) S. Gdaim, “Commande directe de couple d’un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes”, Thèse de Doctorat, Ecole Nationale d’Ingénieurs de Monastir, Tunisie, 2013.

(Ghanes, 05) M. Ghanes, “Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique”, Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, France, 2005.

(Ghouili, 05) J. Ghouili, “Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec estimation de la vitesse par réseaux de neurones”, Thèse de Doctorat, Université du Québec à Trois-Rivières, Canada, 2005.

(Gille, 88) J. C. Gille, “Systèmes asservis non linéaires”, Dunod, France, 1988.

(Grillet, 96) G. Grillet & G. Clerc, “Actionneurs Électriques, Principes, Modèles et Commande”, Editions Eyrolles, France, 1996.

(Ha, 99) J. Ha & S. Sul, “Sensorless field-orientation control of an induction machine by high-frequency signal injection”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 1, pp. 45–51, 1999.

(Hamida, 17) M. A. Hamida, J. de Leon & A. Glumineau, “Experimental sensorless control for IPMSM by using integral backstepping strategy and adaptive high gain observer”, Control Engineering Practice, Vol. 59, pp. 64–76, 2017.

(Hamzaoui, 03) A. Hamzaoui, N. Manamanni, N. Essounbouli & J. Zaytoon, “Switching Controllers’ Synthesis: Combination of a Sliding Mode and H Infinity Control by a Fuzzy Supervisor”, IFAC Proceedings Volumes, Vol. 36, No. 6, pp. 247–252, June 2003.

(Harrouz, 18) A. Harrouz, H. Becheri, I. Colak & K. Kayisli, “Backstepping control of a separately excited DC motor”, Electrical Engineering, Vol. 100, pp. 1393–1403, 2018.

(Hasse, 69) K. Hasse, “On the dynamics of speed control of a static ac drive with a squirrel-cage induction machine”, Thèse de Doctorat, Université de technologie de Darmstadt, Allemagne, 1969.

(Hilairet, 09) M. Hilairet, F. Auger & E. Berthelot, “Speed and rotor flux estimation of induction machines using a two-stage extended Kalman filter”, Automatica, Vol. 45, No. 8, pp. 1819–1827, 2009.

(Hinkkanen, 04) M. Hinkkanen, “Flux estimators for speed-sensorless induction motor drives”, Thèse de Doctorat, Université technologique d’Helsinki, Finlande, 2004.

(Holakooie, 16) M. H. Holakooie, M. Ojaghi & A. Taheri, "Full-order Luenberger observer based on fuzzy-logic control for sensorless field-oriented control of a single-sided linear induction motor", ISA Transactions", Vol. 60, pp. 96–108, 2016.

(Holakooie, 18) M. H. Holakooie, M. Ojaghi & A. Taheri, "Direct Torque Control of Six-Phase Induction Motor With a Novel MRAS-Based Stator Resistance Estimator", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 10, pp. 7685–7696, 2018.

(Holakooie, 19) M. H. Holakooie, M. Ojaghi & A. Taheri, "Modified DTC of a Six-Phase Induction Motor With a Second-Order Sliding-Mode MRAS-Based Speed Estimator", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 34, No. 1, pp. 600–611, 2019.

(Holtz, 02) J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives", Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 8, pp. 1359–1394, 2002.

(Horch, 18) M. Horch, "Contribution à l'observation et la commande non linéaire d'actionneur électrique asynchrone sans capteur mécanique", Thèse de Doctorat, Université Aboubakr Belkaïd, Algérie, 2018.

(Horch, 19) M. Horch, A. Boumédiène & L. Baghli, "Direct torque control of induction machine drive based on sliding mode controller and a stator resistance compensator with a new hybrid observer", Int. J. Digital Signals and Smart Systems, Vol. 3, No. 1/2/3, pp. 60–78, 2019.

(Hsieh, 03) C. S. Hsieh, "General two-stage extended Kalman filters", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 48, No. 2, pp. 289–293, 2003.

(Hsieh, 99) C. S. Hsieh & F. C. Chen, "Optimal solution of the two-stage Kalman estimator", IEEE Transactions on automatic control, Vol. 44, No. 1, pp. 194–199, 1999.

(Ilten, 19) E. Ilten & M. Demirtas, "Fractional order super-twisting sliding mode observer for sensorless control of induction motor", COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, Vol. 38, No. 2, pp. 878–892, 2019.

(Jafarzadeh, 12) S. Jafarzadeh, C. Lascu & M. S. Fadali, "State Estimation of Induction Motor Drives Using the Unscented Kalman Filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 11, pp. 4207–4216, 2012.

(Jamoussi, 13) K. Jamoussi, M. Ouali, L. Chrifi-Alaoui, H. Benderradji & A. E. Hajjaji, "Robust sliding mode control using adaptive switching gain for induction motors", International Journal of Automation and Computing, Vol. 10, No. 4, pp. 303–311, 2013.

(Jansen, 95) P. Jansen & R. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 2, pp. 240-247, 1995.

(Jebai, 13) A. Jebai, "Commande sans capteur des moteurs synchrones á aimants permanents par injection de signaux", Thèse de Doctorat, École Nationale Supérieure des Mines de Paris, France, 2013.

(Jiang, 18) T. Jiang, D. Lin & T. Song, "Finite-Time Backstepping Control for Quadrotors With Disturbances and Input Constraints", IEEE Access, Vol. 6, pp. 62037–62049, 2018.

(Jodouin, 94) J. F. Jodouin, "Les réseaux de neurones : principes et definitions", Hermes Science Publications. 1994.

(Johnson, 69) G. Johnson, "A deterministic theory of estimation and control", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 14, No. 4, pp. 380-384, 1969.

(Jouili, 12) M. Jouili, K. Jarray, Y. Koubaa & M. Boussak, "Luenberger state observer for speed sensorless ISFOC induction motor drives", Electric Power Systems Research, Vol. 89, pp. 139-147, 2012.

(Kabache, 07) N. Kabache, "Amélioration des performances de la commande d'un moteur asynchrone à cage et élaboration d'un estimateur universel de ses paramètres en utilisant les réseaux de neurones artificiels", Thèse de Doctorat, Université de Boumerdès, Algérie, 2007.

(Kadrine, 20) A. Kadrine, Z. Tir, O. P. Malik, M. A. Hamida, A. Reatti & A. Houari, "Adaptive non-linear high gain observer based sensorless speed estimation of an induction motor", Journal of the Franklin Institute, Vol. 357, No. 13, pp. 8995–9024, 2020.

(Kalman, 60) R. E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems", ASME–Journal of Basic Engineering, Vol. 82, No. 1, pp. 35–45, 1960.

(Kalman, 61) R. E. Kalman & R. S. Bucy, "New results in linear filtering and prediction theory", ASME-Journal of basic engineering. Vol. 83, No. 1, pp. 95–108. 1961.

(Kanellakopoulos, 91) I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic & A. S. Morse, "Systematic design of adaptive controllers for feedback linearizable systems", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 36, No. 11, pp. 1241–1253, 1991.

(Karanayil, 07) B. Karanayil, M. F. Rahman & C. Grantham, "Online Stator and Rotor Resistance Estimation Scheme Using Artificial Neural Networks for Vector Controlled Speed Sensorless Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 1, pp. 167–176, 2007.

(Kendouci, 12) K. Kendouci, "Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran – Mohamed Boudiaf (USTO–MB), Algérie, 2012.

(Khaila, 03) A. Khaila, "Observateur de flux pour la commande vectorielle de la machine asynchrone : conception et implantation", Mémoire de maitrise en génie électrique", Université du Québec à Trois-Rivières, Canada, 2003.

(Khlaief, 12) A. Khlaief, "Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)", Thèse de Doctorat, Université d'Aix-Marseille, France, 2012.

(Kim, 17) J. Kim, J. Ko, J. Lee & Y. Lee, "Rotor Flux and Rotor Resistance Estimation Using Extended Luenberger-Sliding Mode Observer (ELSMO) for Three Phase Induction Motor Control", Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol. 40, No. 3, pp. 181–188, 2017.

(Kim, 99) Y. H. Kim & Y. S. Kook, "High performance IPMSM drives without rotational position sensors using reduced-order EKF", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4, pp. 868–873, 1999.

(Koteich, 16) M. Koteich, "Modélisation et Observabilité des Machines Électriques en vue de la commande sans capteur mécanique", Thèse de Doctorat, Université Paris-Saclay, France, 2016.

(Kowalska, 89) T. O. Kowalska, "Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives", IEE Proceedings D - Control Theory and Applications, Vol. 136, No. 6, pp. 324–330, 1989.

(Krause, 13) P. Krause, O. Wasynczuk, S. Sudhoff & S. Pekarek, "Induction Motor Drives", in Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, 3eme edition, Wiley/IEEE Press, pp. 503–540, 2013.

(Krim, 20) S. Krim, S. Gdaim, A. Mtibaa & M. F. Mimouni, "FPGA-based real-time implementation of a direct torque control with second-order sliding mode control and input–output feedback linearisation for an induction motor drive", IET Electric Power Applications, Vol. 14, No. 3, pp. 480–491, 2020.

(Krstić, 95) M. Krstić, I. Kanellakopoulos & P. V. Kokotović, "Nonlinear and Adaptive Control Design", Wiley-Interscience Publication, 1995.

(Kubota, 93) H. Kubota, K. Matsuse & T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 2, pp. 344–348, 1993.

(Kubota, 94) H. Kubota & K. Matsuse, "Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 5, pp. 1219–1224, 1994.

(Kumar, 11) S. Kumar, J. Prakash & P. Kanagasabapathy, "A critical evaluation and experimental verification of Extended Kalman Filter, Unscented Kalman Filter and Neural State Filter for state estimation of three phase induction motor", Applied Soft Computing, Vol. 11, No. 3, pp. 3199–3208, 2011.

(Lai, 03) Y. Lai, J. Lin, "New hybrid fuzzy controller for direct torque control induction motor drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 5, pp. 1211–1219, 2003.

(Lalami, 12) A. Lalami, R. Wamkeue, I. Kamwa, M. Saad & J. J. Beaudoin, "Unscented Kalman filter for non-linear estimation of induction machine parameters", IET Electric Power Applications, Vol. 6, No. 9, pp. 611–620, 2012.

(Lascu, 20) C. Lascu, A. Argeseanu & F. Blaabjerg, "Supertwisting Sliding-Mode Direct Torque and Flux Control of Induction Machine Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 35, No. 5, pp. 5057–5065, 2020.

(Lee, 17) K. Lee, S. Ahmed & S. M. Lukic, "Universal Restart Strategy for Scalar (V/f) Controlled Induction Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 53, No. 6, pp. 5489–5495, 2017.

(Leite, 04) A. V. Leite, R. E. Araujo & D. Freitas, "Full and reduced order extended kalman filter for speed estimation in induction motor drives: a comparative study", 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004, Vol.3, pp. 2293–2299.

(Levant, 03) A. Levant, "Higher-order sliding modes, differentiation and output-feedback control", International Journal of Control, Vol. 76, No. 9-10, pp. 924–941, 2003.

(Levant, 05) A. Levant, "Quasi-continuous high-order sliding-mode controllers", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 50, No. 11, pp. 1812–1816, 2005.

(Levant, 10) A. Levant, "Chattering Analysis", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 55, No. 6, pp. 1380–1389, 2010.

(Levant, 93) A. Levant, "Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control", International Journal of Control, Vol. 58, No. 6, pp. 1247–1263, 1993.

(Levant, 98) A. Levant, "Robust exact differentiation via sliding mode technique", Automatica, Vol. 34, No. 3, pp. 379–384, 1998.

(Levant, 99) A. Levant, "Controlling output variables via higher order sliding modes", Proceeding of the 5th European Control Conference, Karlsruhe, Germany, 1999.

(Li, 05a) J. Li, L. Xu & Z. Zhang, "An adaptive sliding-mode observer for induction motor sensorless speed control", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 4, pp. 1039–1046, 2005.

(Li, 05b) J. Li, "Adaptive sliding mode observer and loss minimization for sensorless field orientation control of induction machine", Thèse de Doctorat, Ohio State University, USA, 2005.

(Lin, 08) F. Lin, L. Teng C. Chen & Y. Hung, "FPGA-based adaptive backstepping control system using RBFN for linear induction motor drive", IET Electric Power Applications, Vol. 2, No. 6, pp. 325–340, 2008.

(Lipo, 96) T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Oxford University Press, UK, 1996.

(Liu, 05) C. Liu, H. Chang & C. Wang, "Very low speed sensorless control of induction motor drives using high-frequency signal injection", Journal of the Chinese Institute of Engineers, Vol. 28, No. 6, pp. 957–966, 2005.

(Liu, 11) J. Liu & X. Wang, "Fuzzy Sliding Mode Control", In: Advanced Sliding Mode Control for Mechanical Systems, pp. 233–279, Springer, Berlin, Heidelberg, 2011.

(Louis, 04) J. P. Louis, "Modélisation des machines électriques en vue de leur commande : Concepts généraux", Traité EGEM, Série génie électrique, Lavoisier, Paris, 2004.

(Luenberger, 71) D. Luenberger, "An introduction to observers", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 16, No. 6, pp. 596–602, 1971.

(Maatoug, 09) T. Maatoug, “Synthèse d’observateurs adaptatifs pour les systèmes non linéaires”, Thèse de Doctorat, Université de Caen - France/Université de Sfax - Tunisie, 2009.

(Maes, 98) J. Maes & J. Melkebeek, “Discrete time direct torque control of induction motors using back-EMF measurement” Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No. 98CH36242), St. Louis, MO, USA, 1998, pp. 407–414, Vol. 1.

(Mamdani, 74) E. H. Mamdani, “Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant”, Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Vol. 121, No. 12, pp. 1585–1588, 1974.

(Mamdani, 75) E. H. Mamdani, S. Assilian, “An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller”, International journal of man-machine studies, Vol. 7, No. 1, pp. 1–13, 1975.

(Mannan, 03) M. A. Mannan, T. Murata, J. Tamura & T. Tsuchiya, “Indirect field oriented control for high performance induction motor drives using space vector modulation with consideration of core loss”, IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, PESC’03, Acapulco, Mexico, 2003, Vol. 3, pp. 1449–1454.

(March, 07) P. March & M. Turner, “Anti-windup Compensator Designs for Permanent Magnet Synchronous Motor Speed Regulation”, 2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Antalya, 2007, pp. 312–317.

(Marino, 95) R. Marino, S. Peresada & P. Tomei, “Exponentially convergent rotor resistance estimation for induction motors”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 5, pp. 508–515, 1995.

(Masumpoor, 15) S. Masumpoor, H. yaghobi & M. A. Khanesar, “Adaptive sliding-mode type-2 neuro-fuzzy control of an induction motor”, Expert Systems with Applications, Vol. 42, No. 19, pp. 6635–6647, 2015.

(Mehazzem, 10) F. Mehazzem, “Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique”, Thèse de Doctorat, Université Frère Mentouri de Constantine – Algérie /Université Paris-Est - France, 2010.

(Mehazzem, 17a) F. Mehazzem & A. Reama, “Comparative study of integral and classical backstepping controllers in IFOC of induction motor fed by voltage source inverter”, International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 42, No 28, pp. 17953–17964, 2017.

(Mehazzem, 17b) F. Mehazzem, A. L. Nemmour & A. Reama, “Real time implementation of backstepping-multiscalar control to induction motor fed by voltage source inverter”, International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 42, No. 28, pp. 17965–17975, 2017.

(Mercorelli, 12) P. Mercorelli, “A two-stage augmented extended Kalman filter as an observer for sensorless valve control in camless internal combustion engines”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 11, pp. 4236–4247, 2012.

(Meroufel, 09) A. Meroufel, “Contrôle de la machine asynchrone”, Polycopie de cours, Université Djillali Liabes, Algérie, 2009. Disponible à : https://fr.slideshare.net/mfoulah/polycopie-mer [Consulté le : 30/07/2021].

(Mesloub, 20) H. Mesloub, M.T. Benchouia, R. Boumaaraf, A. Goléa, N. Goléa & M. Becherif, “Design and implementation of DTC based on AFLC and PSO of a PMSM”, Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 167, pp. 340–355, 2020.

(Mihoub, 12) Y. Mihoub, “Commande floue adaptative de la machine asynchrone”, Thèse de Doctorat, Université des sciences et de la technologie d’Oran - Mohamed Boudiaf (USTO-MB), Algérie, 2012.

(Mingardi, 16) D. Mingardi, N. Bianchi, L. Alberti & R. Zeni, “Analysis and Test of the Sensorless Capability of Induction Motors With Created Saliency”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 52, No. 3, pp. 2186–2193, 2016.

(Mishra, 20) R. N. Mishra & K. B. Mohanty, “Development and implementation of induction motor drive using sliding-mode based simplified neuro-fuzzy control”, Engineering Applications of Artificial Intelligence, Vol. 91, 103593, 2020.

(Monteiro, 13) J. R. B. A. Monteiro, W. C. A. Pereira, M. P. Santana, T. E. P. Almeida, G. T. Paula & I. Santini, "Anti-windup method for fuzzy PD+I, PI and PID controllers applied in brushless DC motor speed control", 2013 Brazilian Power Electronics Conference, Gramado, 2013, pp. 865–871.

(Morand, 05) F. Morand, "Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones", Thèse de Doctorat, INSA de Lyon, France, 2005.

(Morawiec, 13) M. Morawiec, "The Adaptive Backstepping Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Supplied by Current Source Inverter", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 9, No. 2, pp. 1047–1055, 2013.

(Morawiec, 15) M. Morawiec, "Z-Type Observer Backstepping for Induction Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 62, No. 4, pp. 2090–2102, 2015.

(Morfin, 18) O. A. Morfin, F. A. Valenzuela, R. Ramírez Betancour, C. E. CastañEda, R. Ruíz-Cruz & A. Valderrabano-Gonzalez, "Real-Time SOSM Super-Twisting Combined With Block Control for Regulating Induction Motor Velocity", IEEE Access, Vol. 6, pp. 25898–25907, 2018.

(Muraca, 92) P. Muraca & C. Picardi, "A Reduced Order Extended Kalman Filter Algorithm for Parameter and State Estimation of an Induction Motor", IFAC Proceedings Volumes, Vol. 25, No. 20, pp. 225–230, 1992.

(Naik, 12) N. V. Naik & S. P. Singh, "Improved dynamic performance of type-2 fuzzy based DTC induction motor using SVPWM", 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Bengaluru, 2012.

(Oliveira, 16) C. M. R. Oliveira, M. L. Aguiar, J. R. B. A. Monteiro, W. C. A. Pereira, G. T. Paula & T. E. P. Almeida, "Vector Control of Induction Motor Using an Integral Sliding Mode Controller with Anti-windup", Journal of Control, Automation and Electrical Systems, Vol. 27, No. 2, pp. 169–178, 2016.

(Ouali, 97) M. Ouali & M. B. A. Kamoun, "Field-oriented control induction machine and control by sliding mode", Simulation Practice and Theory, Vol. 5, No. 5, pp. 121–l36, 1997.

(Pacas, 11) M. Pacas, "Sensorless Drives in Industrial Applications", IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol. 5, No. 2, pp. 16–23, 2011.

(Pan, 18) Y. Pan, H. Wang, X. Li & H. Yu, "Adaptive Command-Filtered Backstepping Control of Robot Arms With Compliant Actuators", IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 26, No. 3, pp. 1149-1156, 2018.

(Park, 91) M-H. Park & K-S. Kim, "Chattering reduction in the position control of induction motor using the sliding mode", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 6, No. 3, pp.317–325, 1991.

(Plestan, 10) F. Plestan, Y. Shtessel, V. Brégeault, & A. Poznyak, "New methodologies for adaptive sliding mode control. International Journal of Control", Vol. 83, No. 9, pp. 1907–1919, 2010.

(Precup, 11) R. Precup & H. Hellendoorn, "A survey on industrial applications of fuzzy control", Computers in Industry, Vol. 62, No. 3, pp. 213–226, 2011.

(Quintero, 17) E. Quintero-Manriquez, E. N. Sanchez, R. G. Harley, S. Li & R. A. Felix, "Neural Sliding Mode Control for Induction Motors Using Rapid Control Prototyping", IFAC-PapersOnLine, Vol. 50, No. 1, pp. 9625–9630, 2017.

(Rafiq, 12) M. Rafiq, S. Rehman, F. Rehman, Q. R. Butt & I. Awan, "A second order sliding mode control design of a switched reluctance motor using super twisting algorithm", Simulation Modelling Practice and Theory, Vol. 25, pp. 106–117, 2012.

(Rashed, 05) M. Rashed, K. B. Goh, M. W. Dunnigan, P. F. A. MacConnell, A. F. Stronach & B. W. Williams, "Sensorless second-order sliding-mode speed control of a voltage-fed induction-motor drive using nonlinear state feedback", IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 152, No. 5, pp. 1127–1136, 2005.

(Rashed, 06) M. Rashed, P. F. A. MacConnell & A. F. Stronach, "Nonlinear adaptive state-feedback speed control of a voltage-fed induction motor with varying parameters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 3, pp. 723–732, 2006.

(Rayyam, 18) M. Rayyam, M. Zazi & Y, Barradi, "A new metaheuristic unscented Kalman filter for state vector estimation of the induction motor based on Ant Lion optimizer", COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering, Vol. 37, No. 3, pp. 1054–1068, 2018.

(Rehman, 01) H. Rehman, "On the Analysis, Estimation, and Control of Field Oriented Induction Motor Drives", Thèse de Doctorat, Ohio State University, USA, 2001.

(Rehman, 02) H. Rehman, A. Derdiyok, M. K. Guven & Longya Xu, "A new current model flux observer for wide speed range sensorless control of an induction machine", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 6, pp. 1041–1048, 2002.

(Rigatos, 11) G. G. Rigatos & P. Siano, "Sensorless Control of Electric Motors with Kalman Filters: Applications to Robotic and Industrial Systems", International Journal of Advanced Robotic Systems, Vol. 8, No. 6, Special Issue Robot Manipulators, pp. 62–80, 2011.

(Rivera, 11) J. Rivera, L. Garcia, C. Mora, J. J. Raygoza & S. Ortega, "Super-twisting sliding mode in motion control systems. Sliding mode control", IntechOpen, pp. 237–254, 2011.

(Rkhissi, 17) Y. Rkhissi-Kammoun, J. Ghommam, M. Boukhnifer, & F. Mnif, "Rise-backstepping-based robust control design for induction motor drives", COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 36, No. 4, pp. 906–937, 2017.

(Saad, 12) N. Saad & M. Arrofiq, "A PLC-based modified-fuzzy controller for PWM-driven induction motor drive with constant V/Hz ratio control", Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, Vol. 28, No. 2, pp. 95–112, 2012.

(Saghafinia, 15) A. Saghafinia, H. W. Ping, M. N. Uddin & K. S. Gaeid, "Adaptive Fuzzy Sliding-Mode Control Into Chattering-Free IM Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 1, pp. 692–701, 2015.

(Salloum, 07) G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone a double alimentation", Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, France, 2007.

(Sami, 20) I. Sami, S. Ullah, A. Basit, N. Ullah & J. -S. Ro, "Integral Super Twisting Sliding Mode Based Sensorless Predictive Torque Control of Induction Motor", IEEE Access, Vol. 8, pp. 186740–186755, 2020.

(Sastri, 89) S. Sastri & M. Bodson, "Adaptive control, stability, convergence and robustness", Prentice Hall, Englewood Cliffs, Nj, USA, 1989.

(Schauder, 92) C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 5, pp. 1054–1061, 1992.

(Shyu, 96) K-K. Shyu & H-J. Shieh, "A new switching surface sliding-mode speed control of induction motor drive systems", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 11, No. 4, pp. 660–667, 1996.

(Siffat, 20) S. A. Siffat, I. Ahmad, A. Ur Rahman & Y. Islam, "Robust Integral Backstepping Control for Unified Model of Hybrid Electric Vehicles", IEEE Access, Vol. 8, pp. 49038–49052, 2020.

(Slotine, 86) J. J. E. Slotine, J.A. Coetsee, "Adaptive sliding controller synthesis for non-linear systems", International Journal of Control, Vol. 43, No. 6, pp. 1631–1651, 1986.

(Slotine, 87) J. J. E. Slotine, J. K. Hedrick & E. A. Misawa, "On sliding observers for nonlinear systems", ASME Journal of Dynamics Systems and Control, Vol. 109, No. 3, pp. 245–252, 1987.

(Slotine, 91) J. J. Slotine & W. Li, "Applied nonlinear control", Prentice Hall, Englewood Cliffs, USA, 1991.

(Smith, 13) A. Smith, S. Gadoue, M. Armstrong & J. Finch, "Improved method for the scalar control of induction motor drives", IET Electric Power Applications, Vol. 7, No. 6, pp. 487–498, 2013.

(Stoicuta, 09) O. Stoicuta & T. C. Pana, "Design and stability study of an induction motor vector control system with extended rotor-flux and rotor-resistance Gopinath observer", 8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium, Lille, 2009.

(Suetake, 11) M. Suetake, I. N. da Silva & A. Goedtel, "Embedded DSP-Based Compact Fuzzy System and Its Application for Induction-Motor V/f Speed Control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 3, pp. 750–760, 2011.

(Sul, 11) S.-K. Sul, "Control of Electric Machine Drive Systems", Wiley-IEEE Press, February 2011.

(Sun, 11) F. Sun, X. Hu, Y. Zou & S. Li, "Adaptive unscented Kalman filtering for state of charge estimation of a lithium-ion battery for electric vehicles", Energy, Vol. 36, No. 5, pp. 3531–3540. 2011.

(Sun, 18) G. Sun, Z. Ma & J. Yu, "Discrete-Time Fractional Order Terminal Sliding Mode Tracking Control for Linear Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 4, pp. 3386–3394, 2018.

(Sun, 19) C. Sun, G. Gong, H. Yang & F. Wang, "Fuzzy sliding mode control for synchronization of multiple induction motors drive", Transactions of the Institute of Measurement and Control, Vol. 41, No. 11, pp. 3223–3234, 2019.

(Sun, 20) W. Sun, Z. Wang, D. Xu & B. Wang, "Robust Stability Improvement for Speed Sensorless Induction Motor Drive at Low Speed Range by Virtual Voltage Injection", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 67, No. 4, pp. 2642–2654, 2020.

(Szabat, 15) K. Szabat, T. Tran-Van & M. Kamiński, "A Modified Fuzzy Luenberger Observer for a Two-Mass Drive System", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 11, No. 2, pp. 531–539, 2015.

(Takahashi, 86) I. Takahashi & T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, pp. 820–827, 1986.

(Takahashi, 89) I. Takahashi & Y. Ohmori, "High-performance direct torque control of an induction motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, No. 2, pp. 257–264, 1989.

(Tang, 13) Y. Tang, X. Zhang, D. Zhang, G. Zhao & X. Guan, "Fractional order sliding mode controller design for antilock braking systems", Neurocomputing, Vol. 111, pp. 122–130, 2013.

(Testa, 05) A. Testa, D. Triolo, A. Consoli, G. Scarcella & G. Scelba, "Sensorless Airgap Flux Position Estimation by Injection of Orthogonal Stationary Signals", 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, Recife, 2005, pp. 1567-1573.

(Thongam, 07) J. S. Thongam, M. Ouhrouche, F. Haghgoeian & H. Ezzaidi, "Simultaneous Estimation of Speed and Rotor Resistance in Sensorless Induction Motor Vector Controlled Drive", International Journal of Modelling and Simulation, Vol. 27, No. 4, pp. 369–378, 2007.

(Trabelsi, 10a) R. Trabelsi, A. Khedher, M. F. Mimouni & F. M'Sahli, "An Adaptive Backstepping Observer for on-line rotor resistance adaptation", International Journal on Sciences and Techniques of Automatic control IJ-STA, Vol. 4, No. 1, pp.1246–1267, 2010.

(Trabelsi, 10b) R. Trabelsi, A. Kheder, M. F. Mimouni & F. M'sahli, "Sensorless speed and flux control scheme for an Induction Motor with an adaptive backstepping observer", 2010 7th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, Amman, Jordan, 2010.

(Trabelsi, 12) R. Trabelsi, A. Khedher, M. F. Mimouni, F. M'sahli, "Backstepping control for an induction motor using an adaptive sliding rotor-flux observer", Electric Power Systems Research, Vol. 93, pp. 1–15, 2012.

(Traore, 08) D. Traore, "Commande non lineaire sans capteur de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Nantes, France, 2008.

(Traore, 09) D. Traore, J. De Leon, A. Glumineau & L. Loron, “Adaptive interconnected observer for sensorless induction motor”, International Journal of Control, Vol. 82, No. 9, pp. 1627–1640, 2009.

(Treangle, 18) C. Treangle, “Observateurs grand gain pour des systèmes non linéaires à sorties échantillonnées et retardées”, Thèse de Doctorat, Normandie Université, France, 2018.

(Utkin, 09) V. Utkin, J. Guldner & J. Shi, “Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems”, Taylor & Francis, Boca Raton: CRC Press, 2nd Edition, USA, 2009.

(Utkin, 16) V. Utkin, “Discussion Aspects of High-Order Sliding Mode Control”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 61, No. 3, pp. 829–833, 2016.

(Utkin, 77) V. Utkin, “Variable Structure Systems with Sliding Modes”, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, No. 2, pp. 212–222, 1977.

(Utkin, 78) V. Utkin, “Sliding Modes and their Applications in Variable Structure Systems”, Mir Publishers, Moscow, 1978.

(Utkin, 92) V. Utkin, “Sliding mode in control and optimization”, Springer-Verlag, Berlin, 1992.

(Utkin, 93) V. Utkin, “Sliding mode control design principles and applications to electric drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, pp. 23–36, 1993.

(Utkin, 96) V. Utkin & J. Shi, “Integral Sliding Mode in Systems Operating Under Uncertainty Conditions”, Proceedings of the 35th IEEE CDC, Kobe, Japan, 1996, pp. 4591–4596.

(Utkin, 99) V. Utkin, J. Guldner & J. Shi, “Sliding Mode Control in Electromechanical Systems”, Taylor & Francis, UK, 1999.

(Vas, 90) P. Vas, “Vector Control of AC Machines”, Oxford University Press, New-York, USA, 1990.

(Wang, 18) H. Wang, X. Ge & Y. Liu, “Second-Order Sliding-Mode MRAS Observer-Based Sensorless Vector Control of Linear Induction Motor Drives for Medium-Low Speed Maglev Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 12, pp. 9938–9952, 2018.

(Wang, 19) Y. Wang, L. Zhou, S. A. Bortoff, A. Satake & S. Furutani, “An approximate high gain observer for speed-sensorless estimation of induction motors”, IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, Vol. 6, No. 1, pp. 53–63, 2019.

(Wong, 98) L. K. Wong, F. H. F. Leung & P. K. S. Tam, “Combination of sliding mode controller and PI controller using fuzzy logic controller”, 1998 IEEE International Conference on Fuzzy Systems Proceedings. IEEE World Congress on Computational Intelligence, Anchorage, USA, 1998, pp. 296–301.

(Wu, 98) Y. Wu, X. Yu & Z. Man, “Terminal sliding mode control design for uncertain dynamic systems”, Systems & Control Letters, Vol. 34, No. 5, pp. 281–287, 1998.

(Xu, 18) D. Xu, B. Wang, G. Zhang, G. Wang & Y. Yu, “A review of sensorless control methods for AC motor drives”, CES Transactions on Electrical Machines and Systems, Vol. 2, No. 1, pp. 104–115, 2018.

(Xu, 19) D. Xu, J. Huang, X. Su & P. Shi, “Adaptive command-filtered fuzzy backstepping control for linear induction motor with unknown end effect”, Information Sciences, Vol. 477, pp. 118–131, 2019.

(Xu, 20) Z. Xu, S. X. Yang & S. A. Gadsden, “Enhanced Bioinspired Backstepping Control for a Mobile Robot With Unscented Kalman Filter”, IEEE Access, Vol. 8, pp. 125899–125908, 2020.

(Yaichi, 09) I. Yaichi, A. Semmah, P. Wira, Y. Djeriri, “Super-twisting Sliding Mode Control of a Doubly-fed Induction Generator Based on the SVM Strategy”, Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science, Vol. 63, No. 3, pp. 178–190. 2009.

(Yi, 13) B. Yi, L. Kang, K. Jiang & Y. Lin, “A two-stage Kalman filter for sensorless direct torque controlled PM synchronous motor drive”, Mathematical Problems in Engineering, Vol. 2013, Article ID 768736, 12 pages, 2013.

(Yildiz, 20) R. Yildiz, M. Barut & E. Zerdali, “A Comprehensive Comparison of Extended and Unscented Kalman Filters for Speed-Sensorless Control Applications of Induction Motors”, IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 16, No. 10, pp. 6423–6432, 2020.

(Yoon, 10) Y. Yoon & S. Sul, “Sensorless control for induction machines using square-wave voltage injection”, 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Atlanta, GA, 2010, pp. 3147–3152.

(You, 18) J. You, W. Wu & Y. Wang, “An Adaptive Luenberger Observer for Speed-Sensorless Estimation of Induction Machines”, 2018 Annual American Control Conference (ACC), Milwaukee, WI, 2018, pp. 307–312.

(Yu, 16) S. Yu, K. Emami, T. Fernando, H. H. C. Iu & K. P. Wong, “State Estimation of Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine in Complex Power Systems”, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 31, No. 6, pp. 4935–4944, 2016.

(Zaafouri, 16) A. Zaafouri, C. Ben Regaya, H. Ben Azza & A. Châari, “DSP-based adaptive backstepping using the tracking errors for high-performance sensorless speed control of induction motor drive”, ISA Transactions, Vol. 60, pp. 333–347, 2016.

(Zadeh, 65) L.A. Zadeh, “Fuzzy sets”, Information and Control, Vol. 8, No. 3, pp. 338-353, 1965.

(Zaihidee, 19) F. M. Zaihidee, S. Mekhilef & M. Mubin, “Application of Fractional Order Sliding Mode Control for Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor”, IEEE Access, Vol. 7, pp. 101765–101774, 2019.

(Zaky, 18) M. S. Zaky, M. K. Metwaly, H. Z. Azazi & S. A. Deraz, “A New Adaptive SMO for Speed Estimation of Sensorless Induction Motor Drives at Zero and Very Low Frequencies”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 9, pp. 6901–6911, 2018.

(Zhang, 10) Z. Zhang, R. Tang, B. Bai & D. Xie, “Novel Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation With Adaptive Stator Flux Observer for Induction Motors”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 46, No. 8, pp. 3133–3136, 2010.

(Zhang, 12) B. Zhang, Y. Pi & Y. Luo, “Fractional order sliding-mode control based on parameters auto-tuning for velocity control of permanent magnet synchronous motor”, ISA Transactions, Vol. 51, No. 5, pp. 649–656, 2012.

(Zhang, 19) L. Zhang, H. Obeid, S. Laghrouche & M. Cirrincione, “Second order sliding mode observer of linear induction motor”, IET Electric Power Applications, Vol. 13, No. 1, pp. 38–47, 2019.

(Zhang, 20) Y. Zhang, Z. Yin, Y. Zhang, J. Liu & X. Tong, “A Novel Sliding Mode Observer With Optimized Constant Rate Reaching Law for Sensorless Control of Induction Motor”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 67, No. 7, pp. 5867–5878, 2020.

(Zhao, 14) L. Zhao, J. Huang, H. Liu, B. Li & W. Kong, “Second-Order Sliding-Mode Observer With Online Parameter Identification for Sensorless Induction Motor Drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 10, pp. 5280–5289, 2014.

(Zheng, 08) Z. Zheng, “Commande à haute performance et sans capteur mécanique du moteur synchrone à aimants permanents”, Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse - France / Universite de Tsinghua - Chine, 2008.

(Zidani, 06) F. Zidani, D. Diallo, M. E. H. Benbouzid & R. Nait-Said, “Direct torque control of induction motor with fuzzy stator resistance adaptation”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 21, No. 2, pp. 619–621, 2006.

(Zorgani, 16) Y. A. Zorgani, Y. Koubaa & M. Boussak, “MRAS state estimator for speed sensorless ISFOC induction motor drives with Luenberger load torque estimation”, ISA Transactions, Vol. 61, pp. 308–317, 2016.

Résumé : Le travail présenté dans cette thèse vise à apporter une contribution à la commande non linéaire des moteurs asynchrones triphasés avec et sans un capteur mécanique. De ce fait, plusieurs techniques ont été développées et vérifiées soit par simulation, soit par une validation expérimentale sur un banc d'essai équipé d'une carte dSPACE-RTI-1104. La commande vectorielle indirecte avec orientation du flux rotorique a été adoptée comme structure de base pour la régulation de la vitesse et du courant. L'optimisation du contrôle global sera assurée en utilisant deux variantes des stratégies de commande. La première s'agit du contrôle hybride permettant la combinaison de plusieurs régulateurs en même temps par l'intermédiaire d'un superviseur de régulation. Alors que la deuxième stratégie représente une version avancée du contrôle Backstepping avec action intégrale, la propriété des gains variables a été incorporée dans les différents régulateurs non linéaires afin d'assurer un contrôle optimal du moteur même pour des vitesses très faibles. Dans une deuxième partie aussi importante que la première, l'observation de la vitesse et l'estimation des différentes grandeurs inaccessibles de la machine ont constitué un objectif majeur de ce mémoire. Un observateur linéaire interconnecté a été développé pour assurer une estimation simultanée des différentes résistances des enroulements. Tandis que la commande sans capteur a été réalisée à travers plusieurs approches déterministes et stochastiques comme l'observateur adaptatif flou, les observateurs basés sur la théorie du mode glissant, et l'estimation via le filtre de Kalman étendu. Suite à un examen approfondi des performances générées par le contrôle sans capteur en boucle fermée, une étude comparative permettra d'évaluer les avantages et les inconvénients de chaque technique étudiée.

ملخص : يهدف العمل المقدم في هذه الأطروحة إلى المساهمة في التحكم الغير خطي للمحركات الغير متزامنة ثلاثية الطور في ظل وجود أو غياب المستشعر الميكانيكي. من أجل ذلك، تم تطوير العديد من التقنيات والتحقق منها إمّا عن طريق المحاكاة أو عن طريق التجربة التطبيقية على منصة اِختبار مجَهَزة ببطاقة dSPACE-RTI-1104. تمّ اعتماد التحكم الشُعاعي الغير مباشر بتوجيه التدفق المغناطيسي للجزء الدَوّار كتقنية أساسية للتحكم في سرعة الدوران وتنظيم التيار الكهربائي، في حين أنه سيتم تحسين التحكم بشكل عام عن طريق اعتماد نَمَطين مختلفين من استراتيجيات التحكم. يتمثل النوع الأول في التحكم الهجين الذي يسمح بدمج مُنظمَيْن مختلفين أو أكثر في نفس الوقت من خلال مُشرفْ تحكم خاص، بينما تُمثِلُ الاستراتيجية الثانية نسخة متقدمة من التحكم الرجعي ذو الإجراء المتكامل، سيتم دمج خاصية المُعَامِلات المتغيرة في مختلف خُطوات التنظيم الغير خطي لضمان التحكم الأمثل في المحرك حتى عند السرعات شديدة الانخفاض. وفي جزءٍ ثاني لا يقل أهميةً عن الأول، كانت مراقبة السرعة وتقدير الكمِيات المختلفة التي يتعذّرُ الوصول إليها للمحرِك هدفًا رئيسيًا لهذه الأطروحة، حيث تم تطوير مراقب خطي مترابط قادر على ضمان تقدير متزامن لمختلف مقاوَمَات الألة الكهربائية. بينما تم تحقيق التحكم بدون مستشعر للسرعة من خلال العديد من الأساليب الحتمية والعشوائية مثل المراقب الضبابي التكيفي، التقنيات القائمة على أساس نهج وضع الانزلاق، والتقدير بواسطة مرشح كالمان الممتد. تم دراسة وتحليل كفاءَة كل طريقة فيما يتعلق بأداء التحكم في الحلقة المغلقة بدون لاقط سرعة، حيث أن النتائج التي تم الحصول عليها ستكون بمثابة أساس لدراسة مقارنة التي من خلالها يمكن تقييم مزايا وعيوب كل تقنية تمت دراستها.

Abstract : This work aims at contributing to the literature on the nonlinear control of three-phase induction motors with and without mechanical sensors. Several techniques were developed and verified either by simulation or by experimental validation using a test bench equipped with a dSPACE-RTI-1104 card. The indirect vector control with rotor flux orientation was adopted as a primary strategy for speed and current regulation. The optimization of global control was improved using two types of control strategies. The first one consisted in a hybrid control that allowed the combination of several regulators simultaneously through a regulation supervisor. The second strategy consisted in an advanced version of the Integral-Backstepping control, the variable gains property being incorporated into the various nonlinear regulators to ensure optimal control of quantities even at very low speed levels. In a second equally important part, speed observation and the estimation of the machine's different inaccessible quantities were taken as significant objectives for this thesis. An interconnected linear observer was developed to ensure the simultaneous estimation of machine resistances, while sensorless control was achieved through several deterministic and stochastic approaches such as the fuzzy-adaptive observer, observers based on sliding mode theory and estimation via extended Kalman filters. The effectiveness of each method in relation to the performance of closed-loop sensorless control was carefully studied and analyzed. Subsequently, the obtained results served as a basis for a comparative study in which the advantages and disadvantages of each technique studied were assessed.