République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITÉ BATNA 2

En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES
EN ELECTROTECHNIQUE

Option Commande

par

BEDDIAF YASSINE
Magister en Electrotechnique - Option commande – Université de Batna
Ingénieur d'Etat en Electrotechnique - Option Machines électriques - Université de Batna

VALIDATION EXPERIMENTALE D'ESTIMATEURS ET D'OBSERVATEURS ROBUSTES DE FLUX ET DE VITESSE POUR UNE MACHINE ASYNCHRONE

Thèse soutenue le : 06 / 12 / 2016 devant le jury :

K.CHAFAA	Président	Professeur	Univ. Batna-2
F. ZIDANI	Rapporteur	Professeur	Univ. Batna-2
S. DRID	Co-rapporteur	Professeur	Univ. Batna-2
L.CHERIFI ALAOUI	Examinateur	MCA-HDR	Univ. Picardie Jules Verne
A.KHEZZAR	Examinateur	Professeur	Univ. Constantine-2
BENCHOUIA.MED TOUFIK	Examinateur	Professeur	Univ. Biskra
S. CHAOUCH	Invitée	Professeur	Univ. Batna-2

LISTE DS PUBLICATIONS

Revues internationales

Y.Beddiaf, F.Zidani, Larbi.Chrifi.Alaoui and S.Drid « Modified Speed Sensorless Indirect Field-Oriented Control of Induction Motor Drive, » International Journal , Identification and control, Vol 25, No 4, 2016.

Y.Beddiaf, F.Zidani, Larbi.Chrifi.Alaoui and S.Drid « Novel speed Sensorless Indirect Field-Oriented Control of Induction Motor using PLL and EKF, » Journal of Electrical Engineering, www.jee.ro,

Y.Beddiaf, F.Zidani and Larbi.Chrifi.Alaoui « Robust Speed Sensorless Indirect Field-Oriented Control of Induction Motor Drive using LQR Controller, » International Journal of Sciences and Techniques of atomatic control & computer engineering, Vol 9, No1, pp 2013-2019, December 2015.

Conferences internationals

Y.Beddiaf, F.Zidani, Larbi.Chrifi.Alaoui and S.Drid, « Modified speed Sensorless Indirect field-Oriented Control of Induction Motor using PLL, » 15th international conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering - STA'2014, Hammamet, Tunisia, December 21-23, 2014.

Y.Beddiaf, F.Zidani and Larbi.Chrifi.Alaoui, « LQR-PI controller dedicated to the Indirect vector control without speed sensor for an asynchronous motor, » 16th international conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering - STA'2015, Monastir, Tunisia, December 21-23, 2015.

A la mémoire de mon frère ammar ce que je pleure et que je pleurerai à tout jamais, et c'est rien de le dire, la vie sans toi est fade. Difficile de prononcer ton prénom, parce que la blessure est encore béante et elle sera jusqu'au jour ou je te rejoindrai.

A Ma mère , A Mon père

A Ma femme Rachida

A mes enfants Aya, Amina et Mohamed Anes

A mes frères et sœurs

Et à tous ceux qui me sont chers

REMERCIEMENTS

Nous voici donc au moment des remerciements qui constituent la touche finale de ce rapport, bien que cette partie apparaisse paradoxalement au début. Au travers de ces quelques lignes il s’agit de souligner qu’une thèse n’est certainement pas un travail qui se mène seul et de se rappeler les bons moments forcément nombreux sur 6 ans.
Le travail présenté dans cette thèse a été effectué au sein de l’équipe Electrotechnique du laboratoire LSP-IE de l’université de Batna et du laboratoire des technologies innovantes LTI EA 3899-IUT de l’Aisne – France.

En premier lieu, j’adresse mes remerciements aux encadreurs de cette thèse, et particulièrement à Madame **Zidani Fatiha** , Professeur au Département de Génie Electrique (Electrotechnique) à l’université de Batna-2, d’avoir su diriger ce travail, ainsi que pour ces excellentes compétences scientifiques et remarques judicieuses. Ce manuscrit doit beaucoup à ses nombreuses et nécessaires précisions et corrections et ces conseils constructifs pour mener à bien un travail de recherche. Cela va avec la manière de mettre tout les avantages pour aboutir et réussir. Ces orientations m’ont profondément marquées et j’espère pouvoir continuer à en tirer les profits pendant la carrière à venir. Je lui suis particulièrement reconnaissant d’avoir toujours répondu présente, surtout pendant les moments cruciaux où des ambigüités semblaient difficiles à surmonter. Enfin, je dois lui reconnaitre sa vue perspicace sur les axes de recherche à suivre et sa détermination à mener les travaux de recherche jusqu’au bout.

Je tiens également à exprimer ma reconnaissance à Monsieur **Drid Said** , Co-encadreur de cette thèse qui a contribué à ce travail durant ces années de thèse, et surtout pour la mise en service du banc d’essai.

Je tiens ensuite à remercier Monsieur **Larbi - Chrifi Alaoui** d'avoir accepté d'être à la disposition durant les moments des stages que j'ai effectués au sein du laboratoire qu'il dirige (laboratoire des technologies innovantes LTI EA 3899-IUT de l'Aisne – France), et je le remercie aussi d'avoir accepté d'être membre de jury. Je remercie également les autres membres de jury : Je remercie également les autres membres de jury : Monsieur **K. Chafaa**, Professeur à l'université de Batna-2 d'avoir accepté de présider le jury, Monsieur **Abed-Elmalek. Khezzar**, Professeur à l'université de Constantine et Monsieur **Benchouia.Med-Toufik**, Professeur à l'université de Biskra.

Je pense aussi à Monsieur **Mohamed-Said Nait-Said** à qui je dois une partie de ce travail, je remercie aussi Madame **Souad Chaouch** , Professeur à l'université d Batna-2, pour l'honneur qu'elle m'a fait en acceptant d'être membre de jury (comme invitée).

Avant le clore de ces remerciements, je tiens beaucoup à remercier mes parents pour leur soutien moral et ma femme pour son inestimable soutien et son encouragement que j'ai toujours reçu de sa part, sans oublier son sacrifice envers moi pour aboutir à la finalisation de cette thèse.

Y.Beddiaf

Lab.LSPIE, 2016

VALIDATION EXPERIMENTALE D'ESTIMATEURS ET D'OBSERVATEURS ROBUSTES DE FLUX ET DE VITESSE POUR UNE MACHINE ASYNCHRONE

Mots Clés **M**achine **A**synchrone (MAS), **E**stimateurs et **O**bservateurs **R**obustes, **I**ndirect **F**ield **O**riented **C**ontrol, (IFOC), **C**ommande **S**ans **C**apteur ,**P**hased **L**ooked **L**oop (PLL), **L**inear **Q**uadratic **R**egulator (LQR), **P**latitude,**S**uperviseur à **L**ogique **F**loue,

Résumé- Dans le domaine de commande des machines asynchrones , la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Nous présentons Différentes techniques qui permettent de reconstituer cette grandeur de vitesse rotorique. Ces techniques reconstituent la vitesse à partir d'estimateurs et d'observateurs de flux et de vitesse. Nous avons ainsi avec cette démarche mis en œuvre et validé expérimentalement des observateurs (Filtre de Kalman, observateur à modes glissants, observateur de Kubota, observateur d'état d'ordre réduit, MRAS).

Cette thèse traite les différentes contributions apportées par l'exploitation des techniques (PLL , LQR, Platitude et la logique floue) quant à l'amélioration des performances de la commande sans capteur , dans ce même contexte et pour perfectionner l'MRAS classique, on a proposer une nouvelle approche de la technique MRAS. Les propositions exposées dans la thèse ont été validées expérimentalement en exploitant DSP 1104 (au sein du laboratoire des technologies innovantes LTI EA 3899-IUT de l'Aisne – France).

***Abstract* -** The removal of the mechanical speed sensors offers an economic interest and may improve the reliability in the fields of control applications. We present several kinds of methods for the reconstitution of the rotor speed of induction machines. The speed is reconstitute by estimators and flux observers, we have implemented this methods and validated experimentally the observers (Kalman filter, sliding mode observer, Kubota observer, state observer and a classic MRAS).

This thesis is devoted to present the different contribution using (PLL , LQR, Flatness theory and fuzzy logic) to improve the performances of sensorless control. The different contribution are implemented on a digital signal processor dSPACE-1104. Within The laboratory IUT of Soissons (French)).

Keywords- Induction Machine (IM), Estimator and Observer, Indirect Field Oriented Control, (IFOC), Sensorless Control ,Phased Looked Loop (PLL), Linear Quadratic Regulator (LQR), Flatness, Fuzzy Logic Supervisor,

SOMMAIRE

NOTATIONS ET SYMBOLES

C

C_e	Couple électromagnétique	*[Nm]*
C_l	Couple de charge	*[Nm]*

F

F	Coefficient de frottement	*[$Nmsrad^{-1}$]*

I

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

J

J	Moment d'inertie du rotor	*[Nms^2rad^{-1}]*

L

L_s	Inductance de fuite cyclique statorique	*[H]*
L_r	Inductance de fuite cyclique rotorique	*[H]*

M

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

P

P	Nombre de paires de pôles	[-]

R

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

T

T_e	Période d'échantillonnage	*[s]*
T_r	Constante de temps rotorique	*[s]*
T_s	Constante de temps statorique	*[s]*

V

$V_{a,b,c}$	Tension instantanées des phases de la machine	*[V]*
V_{sd}	Tension statorique suivant l'axe direct	*[V]*
V_{sq}	Tension statorique suivant l'axe en quadrature	*[V]*
$V_{s\alpha}$	Tension statorique suivant l'axe α	*[V]*
$V_{s\beta}$	Tension statorique suivant l'axe β	*[V]*

LETTRES GRECQUES

α, β	Axes correspondant au référentiel fixe par rapport au stator	*[-]*
σ	Coefficient de dispersion de Blondel	*[-]*
θ_s	Angle de Park	*[degré]*
ω_a	Vitesse angulaire de rotation du système d'axe dq	*[rads^{-1}]*
ω	Vitesse rotorique	*[rads^{-1}]*
ω_s	Pulsation statorique	*[rads^{-1}]*
ω_{sl}	Vitesse de glissement	*[rads^{-1}]*
$\rho = \varphi_{rd} = \varphi_r$	Flux rotorique suivant l'axe direct	*[Wb]*
φ_{rq}	Flux rotorique suivant l'axe en quadrature	*[Wb]*
φ_{sd}	Flux statorique suivant l'axe	*[Wb]*
φ_{sq}	Flux statorique suivant l'axe	*[Wb]*
$\varphi_{r\alpha}$	Flux rotorique suivant l'axe α	*[Wb]*
$\varphi_{r\beta}$	Flux rotorique suivant l'axe β	*[Wb]*
Ω	Vitesse mécanique du rotor	*[tr/min]*

NOTATIONS

*	Grandeur de référence
^	Grandeur estimée
s, r	Indices des axes statorique et rotorique

ACRONIMES

MAS Machine asynchrone

IRFOC Indirect Rotor Field Oriented Control (Commande vectorielle indirecte par orientation de flux)

DSP Digital Signal Processor

LQR Linear Quadratic Regulator (régulateur linéaire quadratique)

PLL Phased looked loop (Boucle à verrouillage de phase)

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins chère. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation des commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable.

Cependant de nombreux problèmes demeurent. Comme la variation des paramètres de la machine, la présence du capteur mécanique et le fonctionnement dégradé sont autant de difficultés qui ont émoulu l'empressement des chercheurs, comme en témoigne le nombre sans cesse grandissant des publications qui étudient le sujet.

En général, la commande de la machine asynchrone se divise en deux classes.

• Commande de faible coût et faible performance (par exemple la commande V/f).

• Commande à haute performance, exemple la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique (IRFOC : indirect rotor field oriented control) qui assure une dynamique élevée. La commande (IRFOC) requiert l'installation d'un codeur incrémental afin de mesurer la vitesse et/ou la position rotorique. L'association de ce codeur entraîne un surcoût qui peut être plus important que celui de la machine et surtout dans le cas des faibles puissances. Il faut de plus prévoir une place supplémentaire pour l'installation du codeur, chose qui n'est pas toujours souhaitable ou possible. Enfin, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui nécessite à son tour un Entretien particulier.

C'est à partir de cette constatation que l'idée d'éliminer le codeur incrémental est née et que les recherches sur la commande sans capteur de la machine asynchrone ont commencé et ne cesse de s'élargir.

Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but. Une grande partie des méthodes proposées est basée sur des observateurs dépendant du modèle de la machine asynchrone et des f.c.e.m. Malheureusement ces techniques échouent à se substituer au codeur incrémental dans le domaine des basses vitesses et aussi pendant la présence des perturbations comme l'application de la charge, cela consiste la problématique essentielle de ces techniques. D'autres recherches reposent sur l'apport de l'intelligence artificielle pour améliorer la commande de la machine et aboutir à une commande sans capteur.

Le premier objectif de cette thèse est l'investigation de plusieurs techniques d'estimation de la vitesse et d'observation de flux rotorique dans le but d'élaborer une commande sans capteur. Le deuxième objectif est de proposer une solution pour rendre la commande sans capteur plus performante en exploitant la théorie de la platitude, la technique Pll (Phase Locked Loop) et la régulation LQR. (Linear Quadratic Regulator).

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

Le chapitre 1 sera destiné en premier lieu à la modélisation de la machine asynchrone, puis on présentera sa commande vectorielle par orientation de flux rotorique à savoir la validation par simulation numérique et expérimentale.

Le chapitre 2 sera dédié à la présentation et la simulation numérique en boucle ouverte de plusieurs techniques d'observateurs déterministes et stochastiques ; des tests de robustesse seront effectués afin d'attester la convergence et la robustesse de ces différents observateurs de vitesse. Dans ce contexte une nouvelle approche permettant l'estimation de la vitesse basée sur la technique MRAS est proposée et validée par simulation numérique.

Le chapitre 3 abordera la validation expérimentale de certaines techniques d'observation de vitesse déjà présentées dans le chapitre 2. Ces techniques seront exploitées dans la commande vectorielle sans capteur. Afin d'améliorer la robustesse de cette commande sans capteur, on exploitera trois techniques permettant l'amélioration des performances de la commande sans capteur. La première technique sera consacrée à utiliser la théorie de la PLL (phased looked loop) pour estimer l'angle de Park ; la deuxième se basera sur la combinaison du contrôleur PI de vitesse avec un régulateur de type LQR. Quand à la troisième approche, on exploitera la théorie de la commande par platitude. Ces différentes approches seront validées par simulation numérique et expérimentalement en exploitant DSP 1104 (au sein du laboratoire des technologies innovantes LTI EA 3899-IUT de l'Aisne – France)

Le chapitre 4 sera destiné à mettre en exergue l'apport de la logique floue type-1 et type-2 à la réalisation d'un superviseur flou dédié à l'optimisation des paramètres du mécanisme d'adaptation de l'observateur de vitesse basée sur la technique MRAS. Ces approches flous seront validées expérimentalement sous également le DSP 1104 (au sein du laboratoire des technologies innovantes LTI EA 3899-IUT de l'Aisne – France)

Une conclusion générale clôturera le manuscrit afin de mettre en relief les différentes remarques concernant les résultats présentés dans cette thèse. Plusieurs perspectives seront également présentées.

Chapitre I

MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS

I.1 Introduction

La machine asynchrone à cage dont le rotor ne tourne pas à la vitesse du champ tournant dont la seule entrée électrique est au stator, pose des problèmes difficiles pour sa commande. La communauté scientifique et industrielle a imaginé bien des méthodes de commande afin de pouvoir la contrôler en couple, en vitesse ou en position. Dans notre cas on a choisi la commande vectorielle puisque elle garantie le couple à l'arrêt avec une dynamique et une précision mieux que la commande scalaire. La commande vectorielle est apparue avec les travaux de Blaschke [1]. Elle n'a cependant pas eu en tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composants analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'avènement des microcontrôleurs et des dispositifs permettant le traitement du signal (DSP), il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la machine asynchrone. Le nombre des publications et des brevets en témoigne [2-9], [67].

Si beaucoup de problèmes sont résolus, certains autres font encore l'objet de recherche. Quand on ne cherche pas à obtenir des performances élevées, même si les régulateurs du schéma de contrôle vectoriel ne sont pas réglés à l'optimum, le comportement global du système commande- convertisseur- machine parait satisfaisant. Dans ce chapitre on va présenter en premier lieu la modélisation de la machine asynchrone puis la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

I.2 Modélisation de la machine asynchrone

Dans cette section on s'intéresse aux différents modèles de la machine asynchrone qui permettent de faire l'étude et la conception des différents estimateurs et observateurs, que ce soit déterministes ou stochastiques.

I.2.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. L'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes :

- Entrefer constant ;
- Effet des encoches négligé ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- Pertes ferromagnétiques négligeables ;
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas pris en compte.

La machine est représentée à la figure (I.1) par ses six enroulements dans l'espace électrique, l'angle α repère l'axe fixe de la phase du rotor de référence "a, b, c" par rapport à l'axe fixe de la phase du stator de référence "A, B, C".

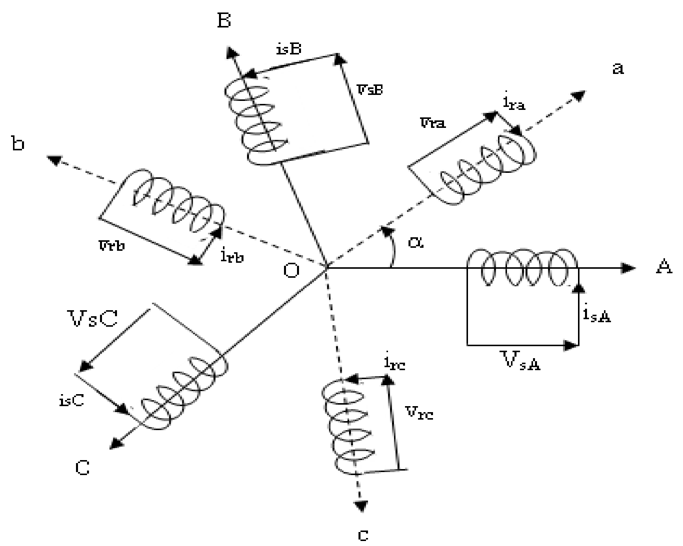


Figure (I.1) : Représentation schématique de la machine asynchrone triphasée.

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en appliquant la loi de faraday, nous pouvons écrire les équations électriques du stator et du rotor :

Pour le stator :

$$[V_s] = [R_s].[i_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \tag{I.1}$$

avec :

$$[V_s] = [V_{sA} \quad V_{sB} \quad V_{sC}]^T \tag{I.2}$$

$$[i_s] = [i_{sA} \quad i_{sB} \quad i_{sC}]^T \tag{I.3}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_{sA} \quad \varphi_{sB} \quad \varphi_{sC}]^T \tag{I.4}$$

Pour le rotor :

$$[V_r] = [R_r].[i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \tag{I.5}$$

$$[V_r] = [V_{ra} \quad V_{rb} \quad V_{rc}]^T \tag{I.6}$$

$$[i_r] = [i_{ia} \quad i_{ib} \quad V_{ic}]^T \tag{I.7}$$

$$[\varphi_r] = [\varphi_{ra} \quad \varphi_{rb} \quad \varphi_{rc}]^T \tag{I.8}$$

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s’écrivent :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}].[i_s] + [M_{sr}].[i_r] \tag{I.9}$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}].[i_r] + [M_{rs}].[i_s] \tag{I.10}$$

avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M.\begin{bmatrix} \cos(\propto) & \cos(\propto + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\propto - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\propto - \frac{2\pi}{3} & \cos(\propto) & \cos(\propto + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\propto + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\propto - \frac{2\pi}{3} & \cos(\propto) \end{bmatrix}$$

On obtient finalement le modèle de la machine asynchrone triphasée :

$$[V_s] = [R_s].[i_s] + [L_{ss}].\frac{d}{dt}[i_s] + [M_{sr}].\frac{d}{dt}[i_r] \qquad \text{(I.11)}$$

$$[0] = [R_r].[i_r] + [L_{rr}].\frac{d}{dt}[i_r] + [M_{rs}].\frac{d}{dt}[i_s] \qquad \text{(I.12)}$$

On remarque que les équations (I.11) et (I.12) sont très difficiles à résoudre donc l'étude et la conception des estimateurs et observateurs deviennent ainsi très compliquées, pour surmonter ce problème on fait appel à la transformation du système triphasé au système diphasé.

I.2.2 Transformation de Park

Le principe de la transformation de Park repose sur le passage du système triphasé au système diphasé. La condition de cette transformation est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales [11].

La matrice initiale de Park est définie par :

$$[P_o] = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

I.2.3 Transformation de Park modifiée

Cette seconde transformation repose sur l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique, on obtient finalement les matrices de passage direct et inverse suivantes [10] :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(I.14)}$$

I.2.4 Modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park

A partir de la figure(I.2), on peut déduire les équations de Park des grandeurs statoriques et rotoriques dans le référentiel (d, q). Pour plus de détail, on pourra se référer à [10], [11], [12], [13], [14].

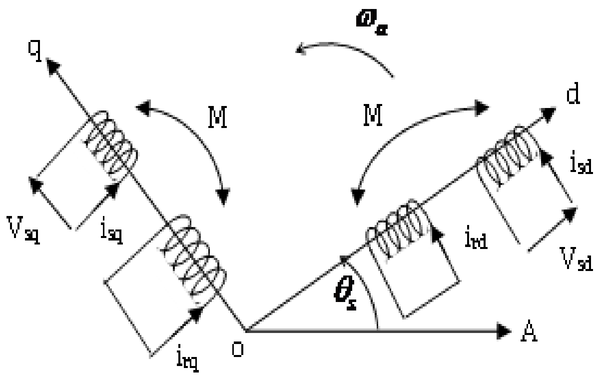


Figure (I.2) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone dans le référentiel biphasé

Les équations de tensions statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_a \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_a \varphi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_a - \omega)\varphi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_a - \omega)\varphi_{rd} \end{cases} \quad \text{(I.15)}$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad \text{(I.16)}$$

En utilisant les équations du système (I.16) et après arrangement les équations du système (I.15) peuvent êtres écrites sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_a i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r}\left(\frac{1}{T_r}\varphi_{rd} + \omega\varphi_{rq}\right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sq} - \omega_a i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r}\left(\frac{1}{T_r}\varphi_{rq} - \omega\varphi_{rd}\right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r}\varphi_{rd} + (\omega_a - \omega)\varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r}\varphi_{rq} - (\omega_a - \omega)\varphi_{rd} \end{cases} \tag{I.17}$$

avec : $R = R_s + \frac{M^2}{L_r} R_r$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e = \frac{3}{2}\frac{pM}{L_r}\left(\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}\right) \tag{I.18}$$

Et la vitesse rotorique est donnée par :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_l + f\omega) \tag{I.19}$$

I.2.5 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, ω_a est nulle, les équations du système (I.17) deviennent :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R}{\sigma L_s} i_{s\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r}\left(\frac{1}{T_r}\varphi_{r\alpha} + \omega\varphi_{r\beta}\right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R}{\sigma L_s} i_{s\beta} + \frac{M}{\sigma L_s L_r}\left(\frac{1}{T_r}\varphi_{r\beta} - \omega\varphi_{r\alpha}\right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}\varphi_{r\alpha} - \omega\varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r}\varphi_{r\beta} + \omega\varphi_{r\alpha} \end{cases} \tag{I.20}$$

I.2.6 Modèle de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant

En remplaçant ω_a par ω_s dans le système d'équations (I.15), il vient que :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{M}{\sigma L_s L_r}\left(\frac{1}{T_r}\varphi_{rd} + \omega\varphi_{rq}\right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R}{\sigma L_s} i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{M}{\sigma L_s L_r}\left(\frac{1}{T_r}\varphi_{rq} - \omega\varphi_{rd}\right) + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r}\varphi_{rd} + (\omega_s - \omega)\varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r}\varphi_{rq} - (\omega_s - \omega)\varphi_{rd} \end{cases} \tag{I.21}$$

I.2.7 Modèle d'observation de la machine asynchrone

L'étude du comportement de la machine et sa commande exigent une modélisation adéquate, afin de pouvoir estimer et observer les grandeurs telle que le flux, la vitesse et mêmes les résistances statorique et rotorique. Le modèle de la machine asynchrone décrite par le système d'équation (I.17) peut être représenté sous la forme d'état suivante :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU \\ Y &= CX \end{aligned} \tag{I.22}$$

On définie le vecteur d'état (X) par les composantes des courants statorique et flux rotorique, le vecteur d'entrée (U) par les composantes de tension statorique et le vecteur de sortie (Y) par les composantes du courant statorique.

Il vient que :

$$X = [\, i_{sd} \quad i_{sq} \quad \varphi_{rd} \; \varphi_{rq} \,]^T \quad ; \qquad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} ; \qquad Y = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

Les matrices A, B et C sont définies par :

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 & -\omega_a & a_2 & a_3\omega \\ \omega_a & -a_1 & -a_3\omega & a_2 \\ a_4 & 0 & -a_5 & (\omega_a - \omega) \\ 0 & a_4 & -(\omega_a - \omega) & -a_5 \end{bmatrix} \tag{I.23}$$

$$B = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.24}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.25}$$

avec :

$$a_1 = \frac{1}{\sigma L_s} R \; ; \; a_2 = \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \; ; \; a_3 = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \; ; \; a_4 = \frac{M}{T_r} \; ; \; a_5 = \frac{1}{T_r} \; ; \; a_6 = \frac{C_{cst}}{J} \; ; \; a_7 = \frac{f}{J} \; ;$$

$$a_8 = \frac{pM}{JL_r} \; ; \; b = \frac{1}{\sigma L_s} .$$

I.3 Commande vectorielle indirecte par orientation de flux de la machine asynchrone

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. En parlant d'orientation du flux rotorique, c'est plutôt le système d'axe (d-q) que l'on oriente de manière à ce que l'axe «d » soit en phase avec le flux comme le montre la figure (I.3), c'est-à-dire : $\varphi_{rd} = \varphi_r$ et $\varphi_{rq} = 0$.

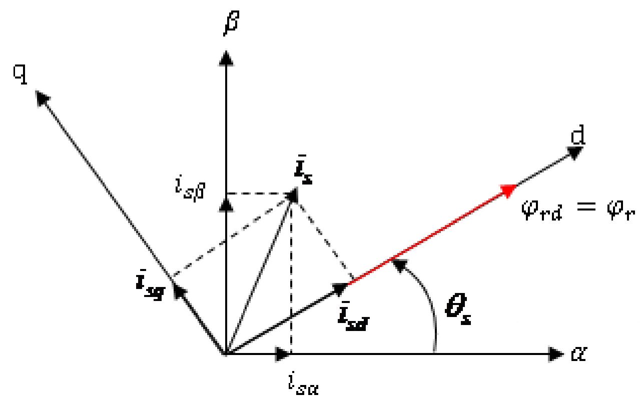


Figure I.3 : Représentation de l'orientation de repère (d, q).

I.3.1 Commande vectorielle pour une machine alimentée en courant

Pour une machine alimentée en tension, $\boldsymbol{V_{sd}}$ et $\boldsymbol{V_{sq}}$ représentent les variables de commande. Dans ce contexte, et pour $\varphi_{rq} = 0$, les équations (I.21) de la machine asynchrone dans le référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\boldsymbol{V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R.\, i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r}\left(\frac{1}{T_r}\varphi_{rd}\right)} \quad \text{(I.26)}$$

$$\boldsymbol{V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt}} + \mathrm{R}.\, \boldsymbol{i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r}(\omega \varphi_{rd})} \quad \text{(I.27)}$$

$$\boldsymbol{\frac{M}{T_r} i_{sq} = (\omega_s - \omega)\varphi_{rd}} \quad \text{(I.28)}$$

$$\boldsymbol{T_r \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \varphi_{rd} = M.\, i_{sd}} \quad \text{(I.29)}$$

$$\boldsymbol{C_e = \frac{3}{2}\frac{pM}{L_r}\left(\varphi_{rd} i_{sq}\right)} \quad \text{(I.30)}$$

L'expression (I.29) montre que l'évolution du flux rotorique suit celle du courant statorique. On remarque que l'expression du couple (I.30) est analogue à celle d'un moteur à courant continu à excitation indépendante car i_{sd} et i_{sq} sont des composantes continues ; on peut dire qu'avec l'orientation du flux, le contrôle du couple devient linéaire, et réglable par action sur i_{sq} lorsque le flux φ_{dr} est maintenu constant comme le montre l'équation (I.30) avec le flux φ_{rd} est remplacé par le flux de référence φ_r^* :

$$\boldsymbol{C_e} = \frac{3}{2}\frac{\boldsymbol{pM}}{\boldsymbol{L_r}}\left(\varphi_r^* \boldsymbol{i_{sq}}\right) \qquad \text{(I.31)}$$

I.3.2 Détermination de l'angle de Park

Pour que la vitesse ω_s du référentiel d'axe (d, q) soit effectivement celle du champ tournant, il est nécessaire d'assurer à tout instant la relation angulaire d'autopilotage issue de l'équation (I.28) :.

$$\boldsymbol{\omega_s} = \frac{\boldsymbol{M}}{\boldsymbol{T_r}}\frac{\boldsymbol{I_{sq}}}{\boldsymbol{\varphi_{rd}}} + \boldsymbol{\omega} = \boldsymbol{\omega_{sl}} + \boldsymbol{\omega} \qquad \text{(I.32)}$$

On intégrant (I.32), nous obtenons l'angle de park θ_s .

$$\theta_s = \int \omega_s \, dt \qquad \text{(I.33)}$$

I.3.3 Découplage par compensation

Pour une commande indirecte, nous fixons le flux rotorique direct $\boldsymbol{\varphi_{rd}}$ à une valeur de référence $\boldsymbol{\varphi_r^*}$, les équations de la machine asynchrone (I.26-I.30) devient :

$$\boldsymbol{V_{sd}} = \boldsymbol{\sigma L_s}\frac{\boldsymbol{di_{sd}}}{\boldsymbol{dt}} + \boldsymbol{R}.\boldsymbol{i_{sd}} - \boldsymbol{\omega_s \sigma L_s i_{sq}} + \frac{\boldsymbol{M}}{\boldsymbol{L_r}}\left(\frac{\boldsymbol{1}}{\boldsymbol{T_r}}\varphi_r^*\right) \qquad \text{(I.34)}$$

$$\boldsymbol{V_{sq}} = \boldsymbol{\sigma L_s}\frac{\boldsymbol{di_{sq}}}{\boldsymbol{dt}} + \mathrm{R}.\boldsymbol{i_{sq}} + \boldsymbol{\omega_s \sigma L_s i_{sd}} + \frac{\boldsymbol{M}}{\boldsymbol{L_r}}\left(\boldsymbol{\omega}\varphi_r^*\right) \qquad \text{(I.35)}$$

$$\frac{\boldsymbol{M}}{\boldsymbol{T_r}}\boldsymbol{i_{sq}} = (\boldsymbol{\omega_s} - \boldsymbol{\omega})\boldsymbol{\varphi_r^*} \qquad \text{(I.36)}$$

$$\boldsymbol{\varphi_r^*} = \boldsymbol{M}.\boldsymbol{i_{sd}} \qquad \text{(I.37)}$$

$$\boldsymbol{C_e} = \frac{3}{2}\frac{\boldsymbol{pM}}{\boldsymbol{L_r}}\left(\boldsymbol{\varphi_r^*}\ \boldsymbol{i_{sq}}\right) \qquad \text{(I.38)}$$

On peut définir une loi de découplage en introduisant de nouvelles variables de commande.

$$V_{sd}^{*} = V_{sd} + e_{sd} \tag{I.39}$$

$$V_{sq}^{*} = V_{sq} + e_{sq} \tag{I.40}$$

Par identification avec les équations (I.34-I.35), on obtient :

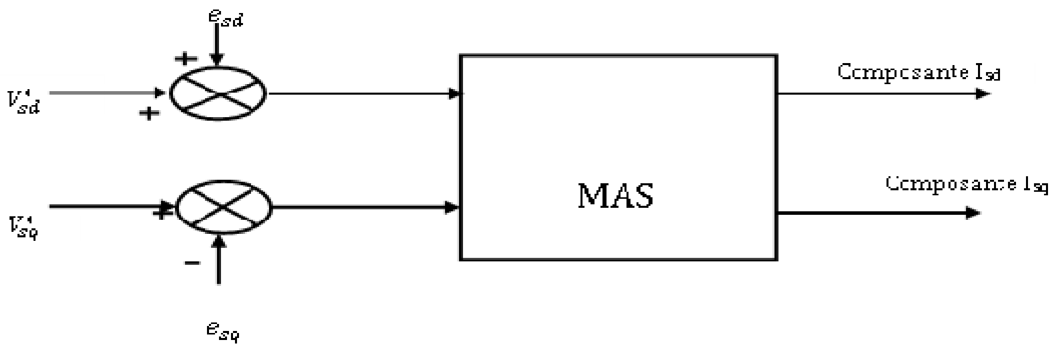
$$e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{T_r L_r} \tag{I.41}$$

$$e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \omega \frac{M}{L_r} \varphi^{*} \tag{I.42}$$

$$V_{sd}^{*} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R i_{sd} \tag{I.43}$$

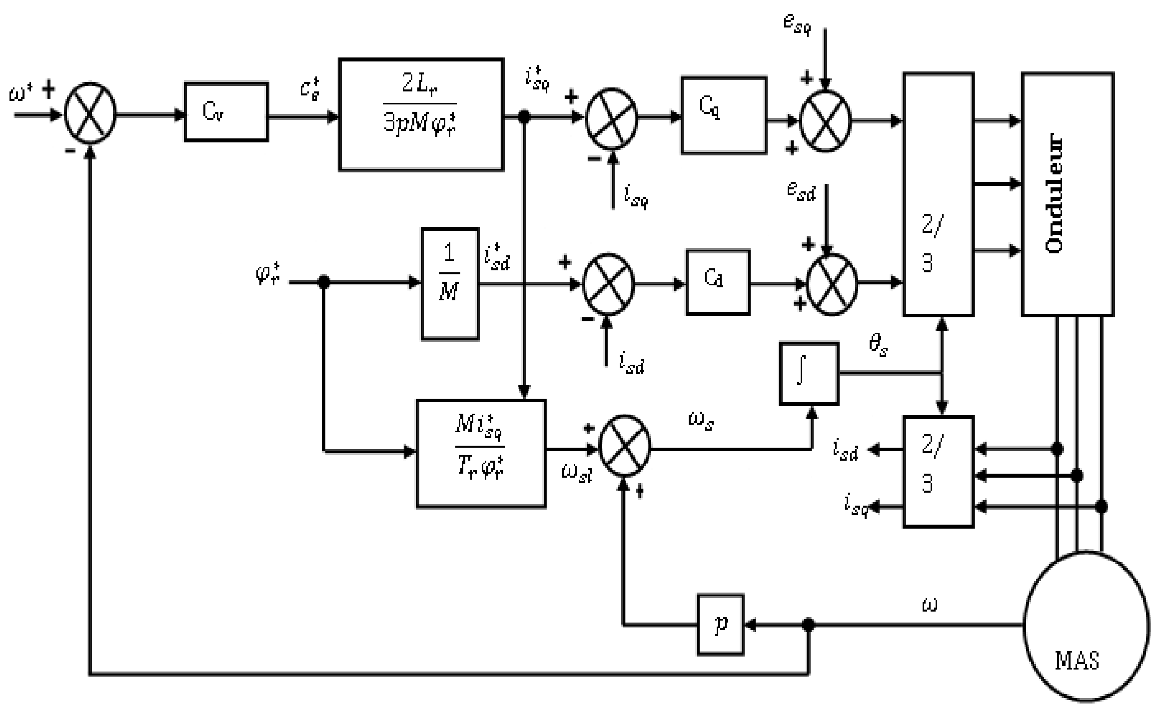
$$V_{sq}^{*} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + R i_{sq} \tag{I.44}$$

Les composantes de commande V_{sd} et V_{sq} sont reconstituées à partir des nouvelles composantes V_{sd}^{*}et V_{sq}^{*} comme le montre la Figure(I.4).



Figure(I.4) : Reconstitution des composantes de commande.

En boucle fermée, les composantes V_{sd}^{*} et V_{sq}^{*} sont issues à partir des boucles de régulation successivement des courants i_{sd} et i_{sq} . le courant i_{sd} est obtenu à son tour à partir de la boucle d'asservissement de la vitesse rotorique, la figure (I.5) montre le schéma bloc de la commande vectorielle indirecte à flux orienté.

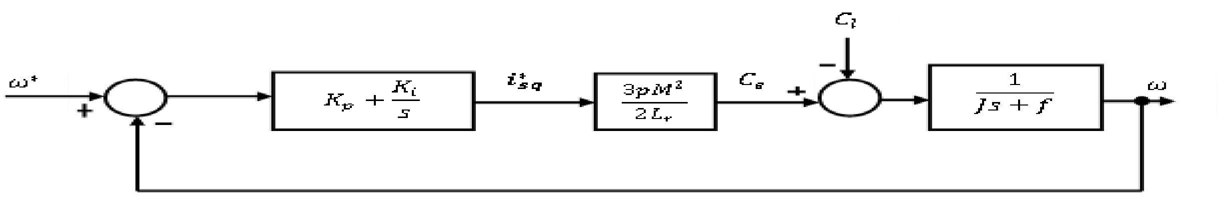


Figure(I.5) : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique.

I.3.4 Boucles de commande

- ***Régulateur de vitesse***

Le correcteur C_v fixera la dynamique désirée sur la vitesse de rotation, l'équation (I.38) montre que la grandeur $\boldsymbol{i_{sq}^*}$ constitue la consigne de la boucle de courant interne. La figure (I.6) illustre le schéma bloc de la régulation de vitesse.



Figure(I.6) : Schéma bloc de régulation de vitesse.

À partir de la figure(I.6), on peut écrire :

$$C_e = Ki_{sq}^* \tag{I.45}$$

$$i_{sq}^* = \frac{2L_rC_e}{3pM\varphi_r^*} \tag{I.46}$$

$$\varphi_r^* = Mi_{sd}^* \tag{I.47}$$

avec : $K = \left(\frac{3pM^2}{2L_r}\right) i_{sd}^*$

La fonction de transfert de la boucle de régulation de la vitesse rotorique est :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_i K}{Js^2 + (f + K_p K)s + K_i K} \tag{I.48}$$

La fonction de transfert (I.48) est de la forme :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} \tag{I.49}$$

Par identification :

$$\delta = \frac{f + K_p K}{2\sqrt{JK_i K}} \qquad \text{et} \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_i K}{J}}$$

Pour un échelon unitaire, la réponse est

$$\omega = \omega^* \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{1}{s}\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{1}{s}\frac{\omega_n^2}{(s + p_1)(s + p_2)} \tag{I.50}$$

Afin d'obtenir une réponse rapide sans dépassement, le système devrait être amorti de façon critique, c'est-à-dire. $\delta = 1$ Et $p_1 = p_2 = -\omega_n$ puis, l'équation (I.50) devient :

$$\omega = \frac{1}{s}\frac{\omega_n^2}{(s + \omega_n)^2} = \frac{1}{s} - \frac{\omega_n}{(s + \omega_n)^2} - \frac{1}{s + \omega_n} \tag{I.51}$$

Donc la réponse transitoire du système est donnée par :

$$\omega(t) = 1 - \omega_n t e^{-\omega_n t} - e^{-\omega_n t} \tag{I.52}$$

Le temps de réponse est obtenu lorsque la variable contrôlée atteint les 90% de la valeur désirée.

$$0.9 = 1 - \omega_n t e^{-\omega_n t} - e^{-\omega_n t} \tag{I.53}$$

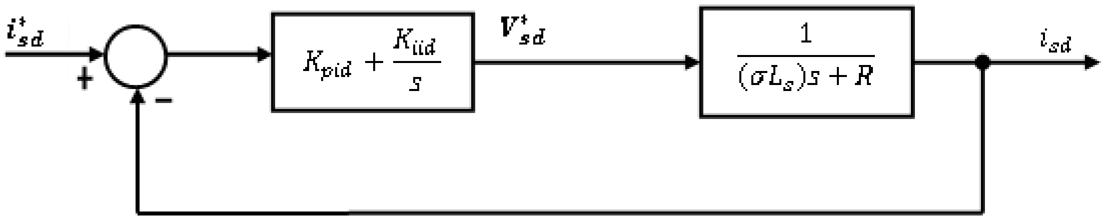
La solution de l'équation non linéaire ci-dessus donne les valeurs de la fréquence propre du système. Et enfin les paramètres du contrôleur peuvent êtres calculés par les équations ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{f + K_p K}{2\sqrt{JK_i K}} = 1 \\ \omega_n = \sqrt{\frac{K_i K}{J}} \end{cases} \tag{I.54}$$

Dans ce contexte, et pour assurer la rapidité sans dépassement ni oscillations, la fréquence propre du système doit être très faible.

- ***Régulateur de courant i_{sd}***

La composante de référence V_{sd}^{*} et obtenue à partir de la boucle de régulation du courant direct i_{sd}, ce pendant, l'équation (I.43) constitue le système à réguler ; Figure (I.7)



Figure(I.7) : Schéma bloc de la boucle de régulation du courant i_{sd} .

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$G_o = K_{pi}\left(s + \frac{K_{iid}}{K_{pid}}\right)\frac{1}{s}\,\frac{\frac{1}{\sigma L_S}}{\frac{R}{\sigma L_S}+s} \tag{I.55}$$

Pour assurer la stabilité du système, on utilise la méthode de compensation de pôles .
Ce qui conduit à :

$$\frac{K_{iid}}{K_{pi}d} = \frac{R}{\sigma L_S} \tag{I.56}$$

Par conséquent, la fonction de transfert en boucle fermée est :

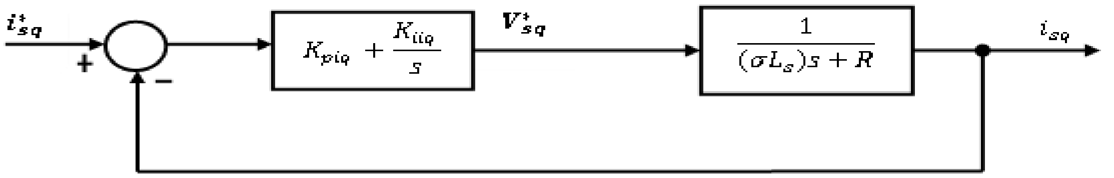
$$G_f = \frac{1}{\tau s+1} \tag{I.57}$$

Avec : $\tau = \frac{\sigma L_S}{K_{pi}}$

Les valeurs des paramètres du régulateur sont calculées selon la constante de temps .

- ***Régulateur de courant i_{sq}***

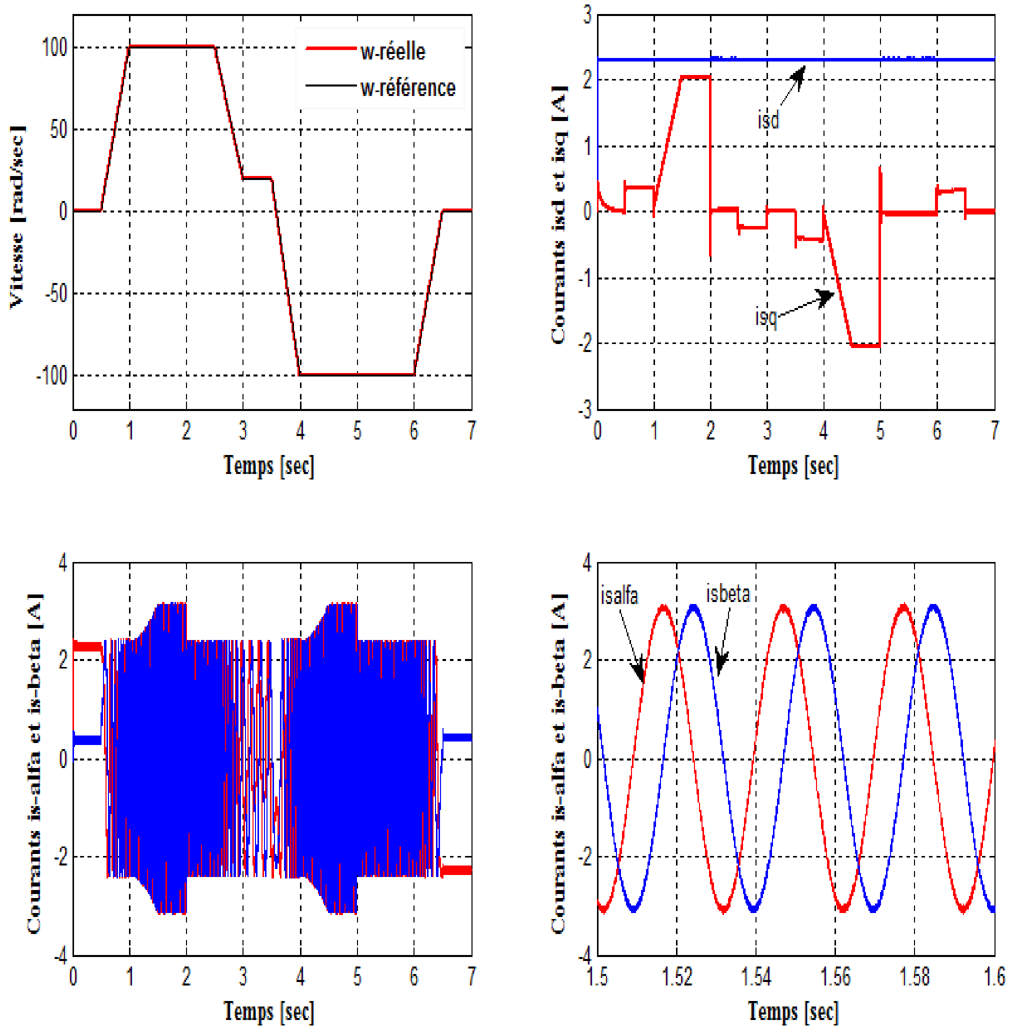
La régulation du courant $\boldsymbol{i_{sq}}$ se fait de la même façon que celle du courant $\boldsymbol{i_{sd}}$



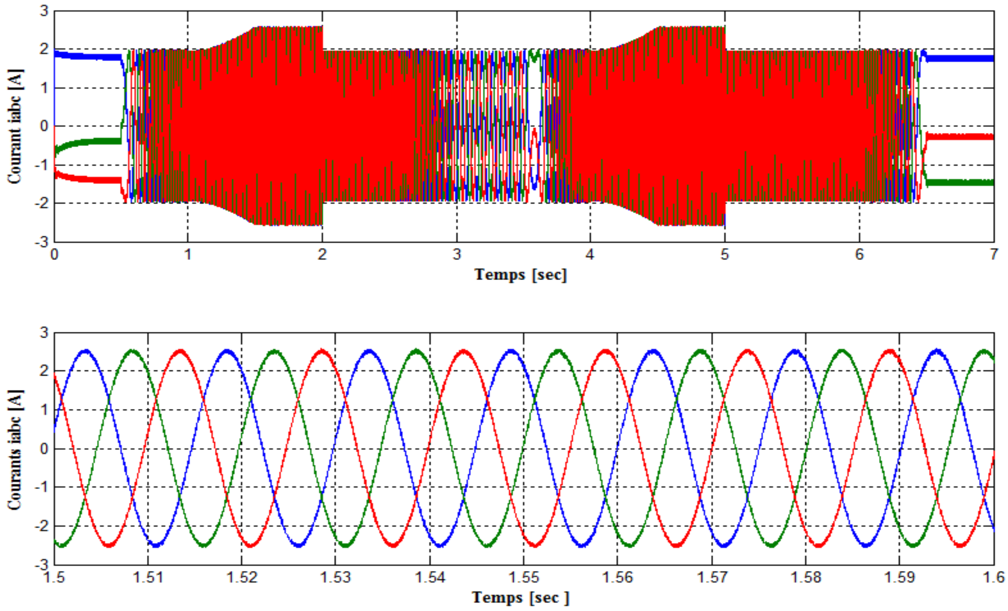
Figure(I.8) : Schéma bloc de la boucle de régulation du courant i_{sq} .

I.3.5.1 Résultats de simulation

La figure (I.9) montre les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique. On remarque bien que la vitesse suit le profil de la référence, et que la commande semble ne pas être influée par l'application de la charge. La courbe illustrant le courant isq confirme l'application de la charge. Enfin, d'après les résultats obtenues, on peut dire que la commande répond bien aux exigences de la machine vis-à-vis à l'appel de courant et à la vitesse de référence.



Figure(I.9.a) : résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique.



Figure(I.9.b) : Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique.

I.3.5.2 Validation expérimentale

Dans cette partie, nous présentons la structure matérielle qui permet de réaliser les différentes tâches devant être accomplies au préalable avant l'implantation de la commande vectorielle indirecte.

L'objectif est double. Il nous permettra, dans un premier temps, de présenter l'environnement expérimental installé, puis par la suite, d'adapter et de régler le comportement de la commande de la machine à l'environnement RTI (Real Time Interface) de la carte DS1104. Les nouvelles générations de microprocesseurs et notamment des processeurs de signal DSP (Digital Signal Processor) intègrent des unités de calcul à virgule flottante, ce qui élimine tous les problèmes liés aux erreurs de quantifications et au choix des facteurs d'échelle, erreurs qui sont souvent responsables de la détérioration des performances.

I.3.5.1 Description du banc d'essais

Le banc d'essai à été développé au laboratoire des technologies innovantes LTI EA 3899-IUT de l'Aisne – France) représenté sur la figure (I.10) est constitué des éléments suivants :

- **Le moteur asynchrone à cage** couplé d'un côté à un électro-frein à poudre qui constitue la charge, et de l'autre côté à un codeur incrémental pour la mesure de la vitesse.
- **Convertisseur statique AC/DC** (Onduleur) illustré par la figure (I.11), il est composé par les éléments suivants :

- Un module en pont redresseur ***SKD 51/14 » 400 V-AC/600V-DC.***
- Un onduleur à base d'**IGBT** (deux IGBT par bras) « *SKM 50GB123D* » avec drivers 0/15V DC « *SKHI 22 A-R*» pour commander chaque module.
- Un hacheur.
- L'ensemble des capacités électrolytiques de filtrage (1100 μF, 800V).

❖ **Chaine d'acquisition**

La chaine d'acquisition comporte :

Une carte électronique à deux capteurs de courants utilisé pour la mesure de deux courants de phases statoriques, le courant de la troisième phase est déduit par soustraction des deux premiers (lois des systèmes triphasés équilibrés). Un capteur de tension a été utilisé pour la mesure de la tension du bus continu (Vdc) à travers lequel se fera la reconstitution des tensions aux bornes du moteur en utilisant les signaux de commande de l'onduleur .

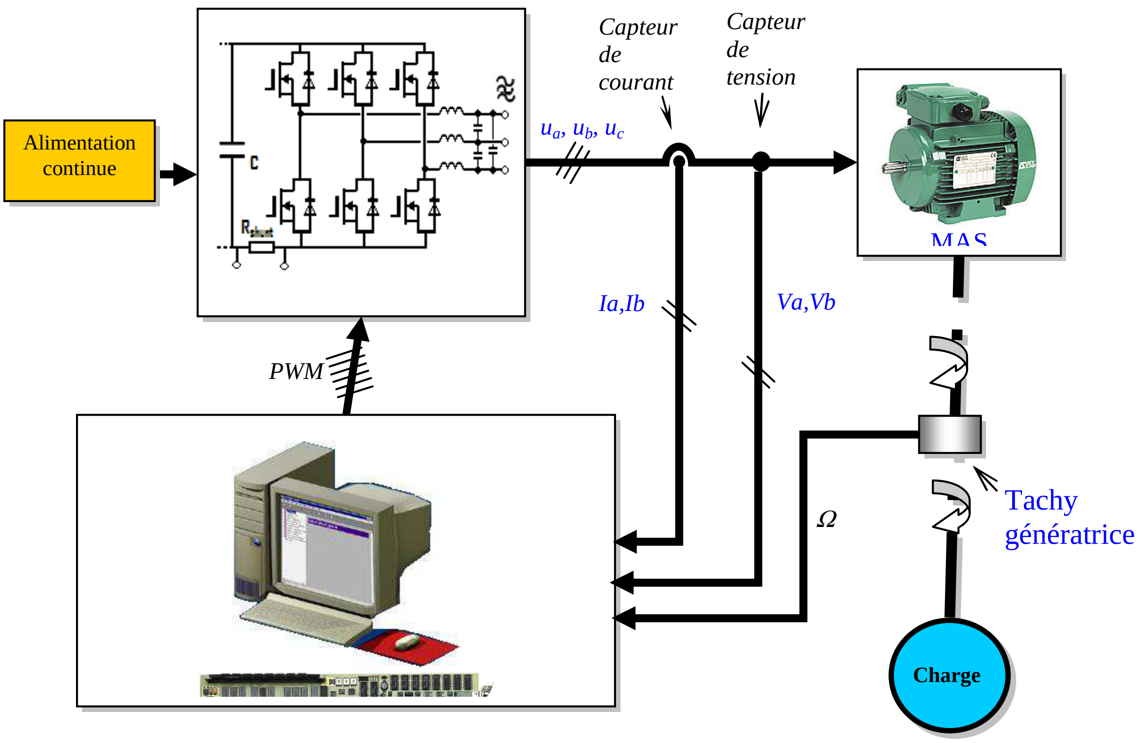


Figure (I.10) : Banc d'essai expérimental

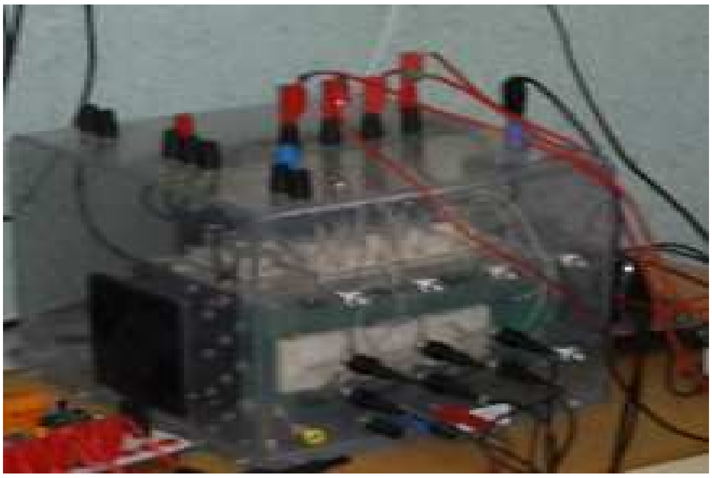


Figure (I.11) : Convertisseur statique AC/DC.

- **Carte dSPACE 1104**

La carte DS1104 de la figure (I.12) représente un système électronique conçu entre autre pour développer des systèmes de commande en temps réel. Ce système est relativement rapide grâce notamment à la présence de deux processeurs de signaux préalablement cités. Le temps réel du système permet d'une part de faire l'acquisition des mesures nécessaires et d'autre part d'élaborer la commande et de piloter le convertisseur de puissance. Le DS1104 présente les éléments suivantes :

- ***Processeur Maitre PPC***

L'unité principale de traitement, Motorola MPC8240, se compose :

- Un noyau Power PC 603 (Horloge interne à 250 MHZ).
- Un contrôleur d'interruption.
- Contrôleur synchrone de la mémoire DRAM.
- Plusieurs temporisateurs.
- Une interface PCI .

Le maitre PPC contrôle les unités d'entrée/sortie suivants :

- Unité des ADC (Analog Digital Converter) : Comportant (8) convertisseurs analogique / numérique (4 en 16bits, 4 en 12 bits).
- Unité des DAC (Digital Analog Converter) : comportant (8) convertisseurs numérique/analogique (16 bits).
- Unité d'entrée / sortie numérique (20 bits) .
- Interface du codeur incrémental (2).
- Interface série RS232 et RS285.

❖ ***Processeur esclave DSP***

Il est constitué d'un DSP (Digital Signal Processor), processeur TMS 320F240 de Texas instruments, ses caractéristiques principales sont :

- Fonctionnement à 25 MHz.
- mémoire utilisée pour la communication avec le maitre PPC.

Le DSP esclave fournit les dispositifs d'entrée/sortie suivants :

- Unité d'entrée /sortie numérique de synchronisation : qui permet de générer et mesurer des signaux PWM et des signaux carrés.
- Unité d'entrée /sortie numérique.
- Interface périphérique série (SPI : Serial Peripheral Interface).

Figure (I.12) : Carte dSPACE DS 1104.

➢ **Control Panel - CLP1104**

Les signaux entrants et sortants de la carte DSPACE passent par le control panel CLP1104 illustré par la figure (I.13) , cette carte joue le rôle d'interface entre la carte DSPACE et l'environnement extérieur.

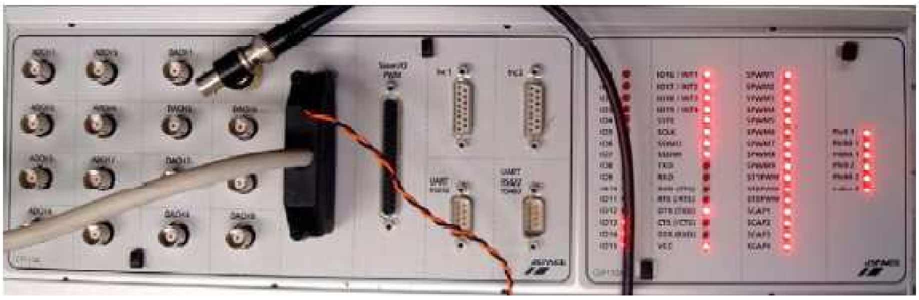


Figure (I.13) : Panneau de contrôle dSPACE DS1104.

- **Caractéristiques de la carte dSPACE DS 1104**

- ***Master PPC***

Le microprocesseur maître de la carte *DS1104 PowerPC 603e* «*Master PPC*» dont la fréquence de calcul est de *250 MHz* «*CPU*», contient une mémoire cache *2 x 16 KB*.
Le ***Maître PPC*** contrôle aussi les Entrées/Sorties suivantes de la carte *DS1104*:

convertisseur *A/N:* - 4 voies multiplexées de résolution *16bits*.

- 4 voies parallèles de résolution *12 bits*.

- Entrée de ±10 V.

convertisseur *N/A*: -8 voies de 16 bits de résolution.

-Sortie de ±10 V.

E/S numériques: *-20 bits* parallèle *E/S*.

- niveaux TTL output/input.

Interface codeur incrémental: -2 voies (*2*24bits*).

-Fréquence maximale à l'entrée de *1.65MHz*

Interface série: *RS232/RS422/RS485*

- ***Slave DSP***

Le processeur numérique de signal esclave de la carte *DS1104* est un sous-système *«Texas Instruments TMS320F240 DSP»* dont la fréquence de calcul est de *20 MHz*. Il possède une mémoire *flash de 32 KB* et un port double (*DPMEM*) utilisé pour la communication avec le maître *PPC*.

Le DSP esclave fourni également les *Entrées/Sorties* suivantes

- Une sortie *PWM*.
- Deux Interfaces série.
- Entrées/Sorties *14bits* numériques *TTL*.

❖ ***Interruptions***

La carte *DS1104* fournit l'accès à plusieurs systèmes tels que l'horloge, les périphériques externes. Le contrôleur d'interruption du Maître *PPC* détecte les interruptions qui proviennent de l'extérieur à une fréquence d'horloge de *64 MHz*.

❖ ***Mémoire***

La carte *DS1104* est équipée de deux catégories de mémoires:

- Mémoire globale: *32 Mbits* synchrone *DRAM* (*SDRAM*) pour les applications et les données.
- Mémoire flash: *8 Mbits*, divisée en 4 blocs de *2 Mbits* chacun dont *6.5 Mbits* utilisées pour une application spécifique ,avec *1.5 Mbits* réservées pour le microprogramme utilisant *8 bits* d'accès par le maître *PPC*.

❖ ***Horloges***

La carte *DS1104* est équipée de 6 circuits d'horloges pilotés par une horloge mère dont la fréquence est connue sous le nom de *BCLK*.

❖ ***Control Desk***

C'est un logiciel utilisé comme plate-forme sur laquelle une simulation est gérée, tout comme MATLAB. à partir de cet environnement, nous pouvons lire, écrire, configurer, suivre et automatiser la partie expérimentale, la figure (I.14) montre un exemple d'utilisation.

Le Sélecteur de fichiers affiche uniquement certains types de fichiers avec certaines extensions : .mdl (fichier de Modèle SIMULINK), .ppc (fichier Compilé d'objet pour être exécuté sur le DS1104) et .SDF (fichier de description du système). A noter que le fichier .SDF contient des références au fichier exécutable (de type soit .mdl ou .ppc) et au fichier de description variable (TRC). Cette interface permet aussi de créer et d'afficher des mises en page et d'éditer en texte ou en langage C.

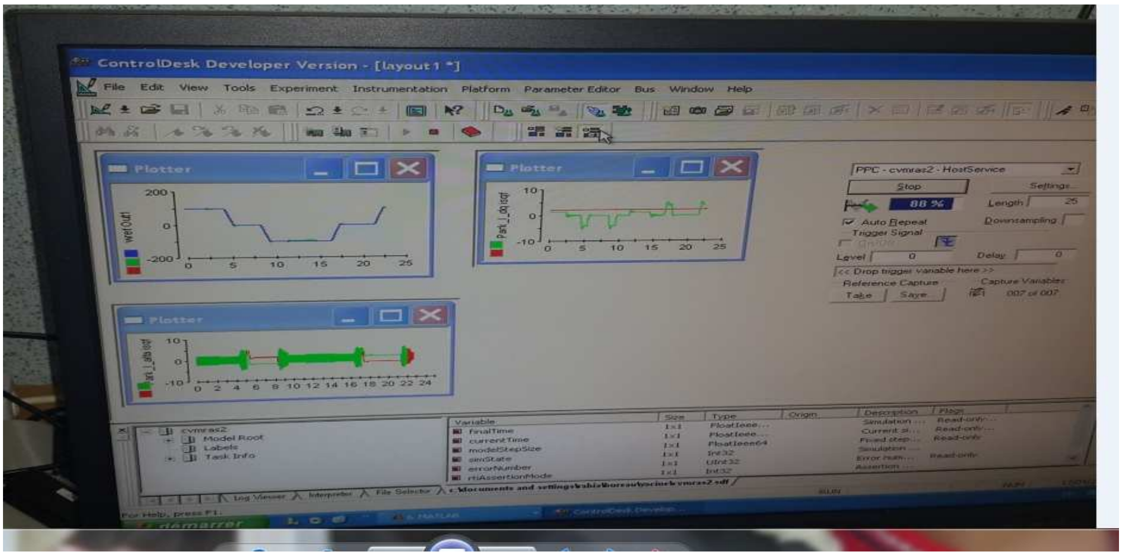


Figure (I.14) : Fenêtre de traitement avec ControlDesk.

I.3.5.2 Implantation de la commande vectorielle indirecte

L'implantation de la commande à été réalisée au laboratoire des technologies innovantes LTI EA 3899-IUT de l'Aisne – France) illustré sur la photo de la figure (I0.16).

L'implantation de la commande vectorielle indirecte est réalisée à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK. La génération du code nécessaire à l'implantation de cette commande sur la carte dSPACE est réalisée à travers l'interface RTI du logiciel SIMULINK. Le schéma de la commande est fourni ci-dessous figure (I.15). Cette opération est réalisée en temps réel avec une période d'échantillonnage fixée à 10^{-4} sec en utilisant Runge–Kutta d'ordre 4.

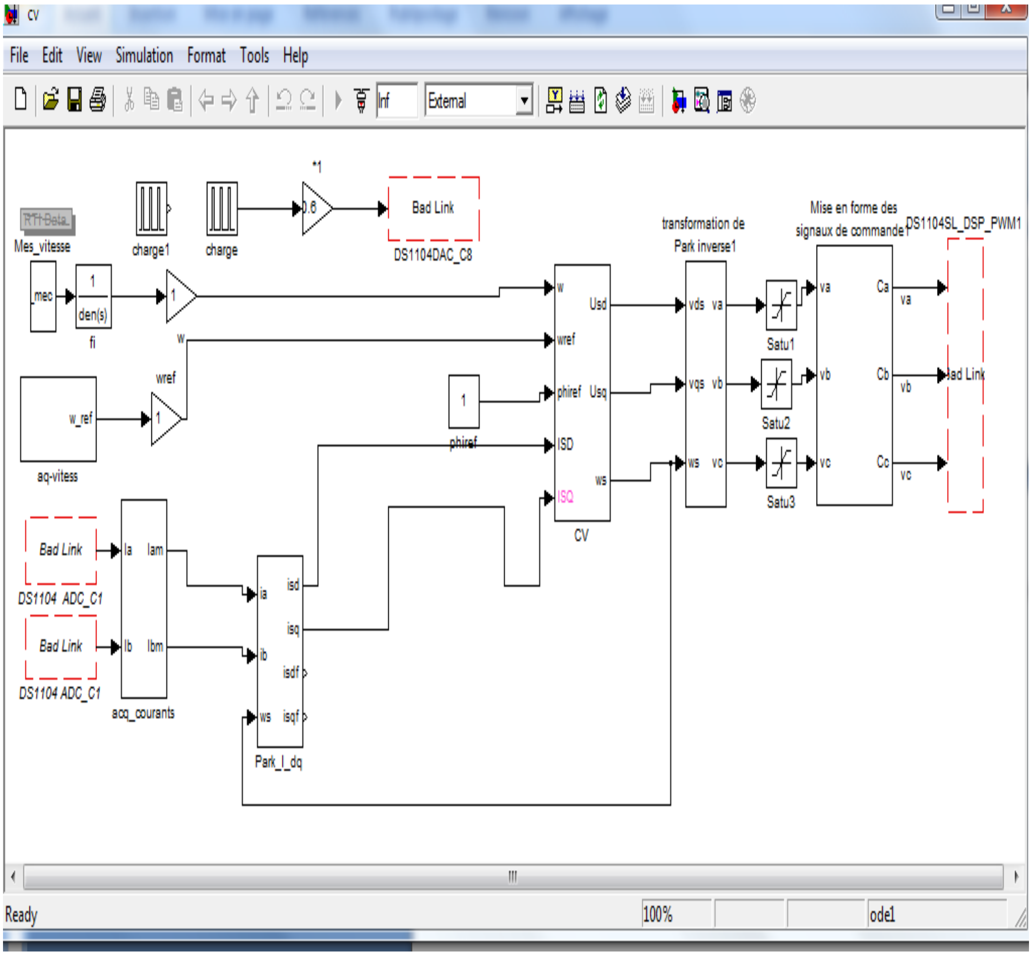


Figure (I.15) : Schéma de la commande vectorielle sous l'environnement Matlab/Simulink (l'interface RTI).

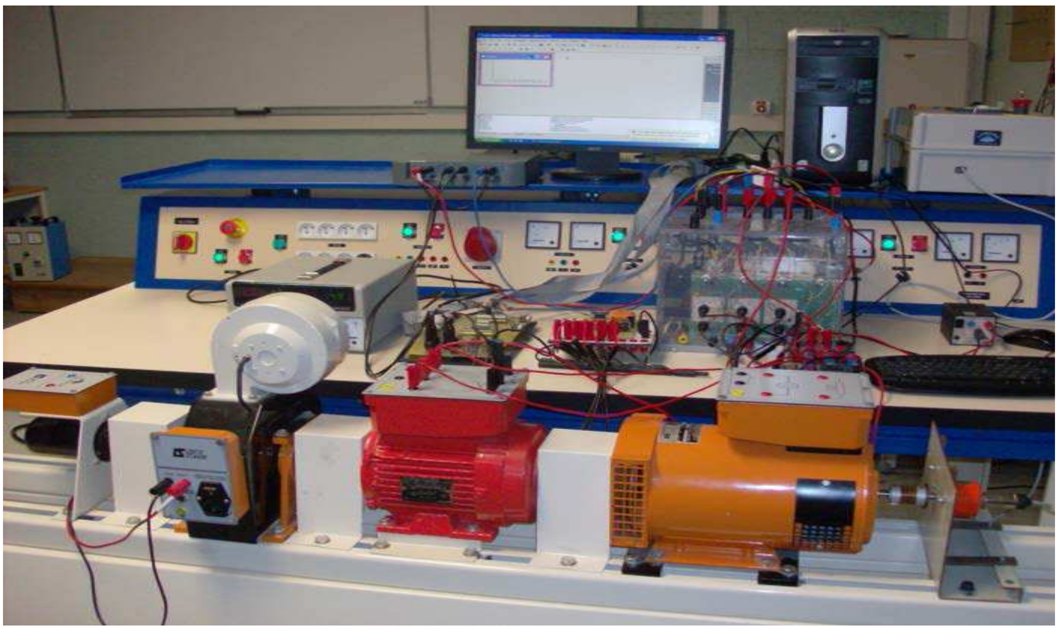
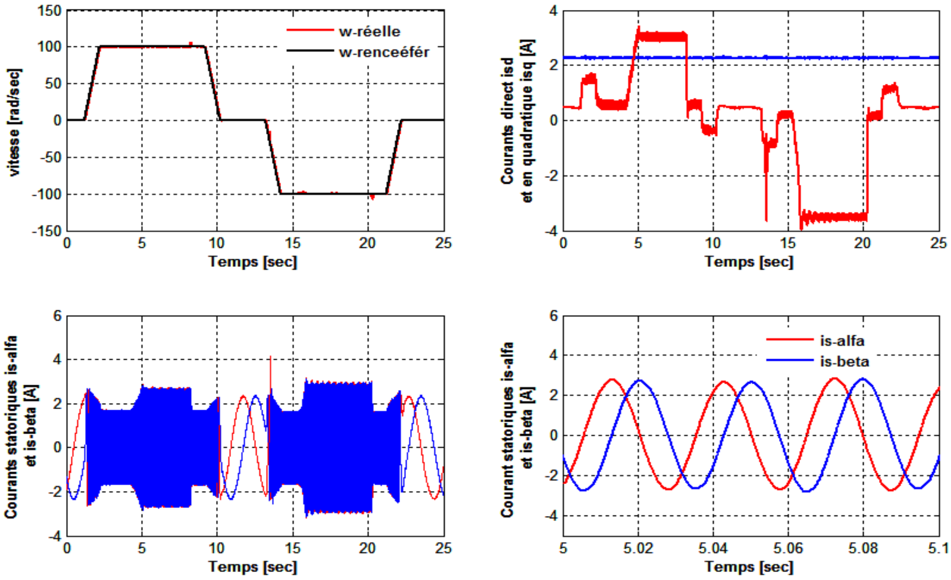


Figure (I.15) : Photo du banc d'essai à base DSpace 1104

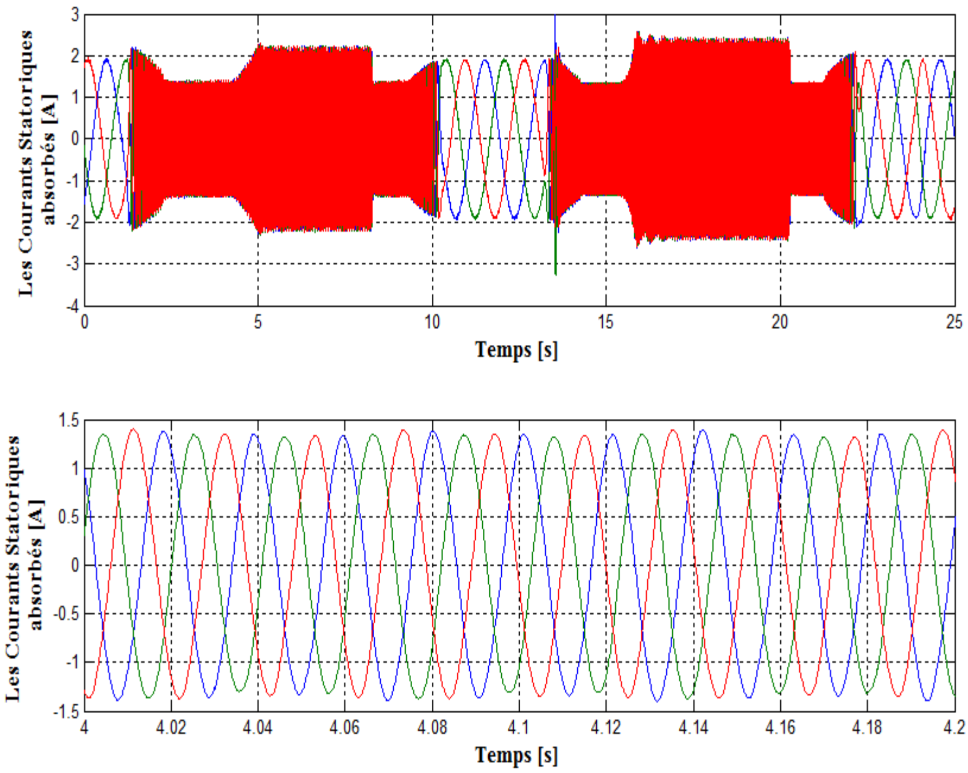
I.3.5.3 Résultats expérimentaux de la commande vectorielle indirecte

La vitesse, les courants statoriques diphasés $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$ et les courants triphasés i_{abc} expérimentaux sont fournis par les courbes de la figure (I.16) et (I.17), on remarque bien que le rejet de la charge se fait parfaitement, avec un appel de courant peut important (I=2.5 A) vis-à-vis la valeur du couple de charge appliqué (Cr=7.2 Nm), à vide on remarque un faible courant d'appel, cela est due à l'accouplement de la machine à la charge qui, incontestablement présente un frottement supplémentaire. Le courant direct i_{sd} qui est l'image du module du flux rotorique s'établit à sa valeur de référence qui est de (2.1 A) . De même, pour la vitesse, elle s'établit à 100 rad/sec (vitesse de référence). Quant aux courants absorbés, ils s'établissent à leur valeurs de 1.2 A dans le repère (α,β) après un bref passage transitoire, ils sont bien sinusoïdaux. La figure (I.17) montre que les courants triphasés i_{abc} sont équilibrés et bien sinusoïdaux.

Les gains pour le calibrage des courants sont donnés respectivement par ; gi_a= 19 pour l'entrée analogique DS1104 ADC-C5 et gi_b=19 pour l'entrée analogique DS1104ADC-C6. La vitesse mesurée (en rad/s), le gain de calibrage vitesse est gvit=12.56 à travers l'entrée analogique DS1104 ENC_POS_C1. Ainsi pour la charge le gain de calibrage est de 0.6 à travers l'entrée analogique DS1104 DAC_C1 Les résultats obtenus figures (I.16), correspondent à la tension U_{ond} =500 VDC.



Figure(I.16) : Caractéristiques de la vitesse et les courants(i_{sd} , i_{sq} , $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$)



Figure(I.17) : Caractéristiques des courants triphasés (i_{abc}).

I.4 Conclusion

Les résultats obtenus dans ce chapitre montrent clairement que l'on peut réaliser le découplage entre le flux et le couple en utilisant la technique de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Dans ce contexte, le calcul des paramètres des régulateurs devient plus au moins simple. Mais la robustesse de cette commande nécessite la connaissance du flux rotorique, ce dernier doit donc être évalué en introduisant un capteur de flux qui très couteux et assez compliqué, et d'autre part pour éliminer le capteur de vitesse qui constitue la pièce la plus chère du système, cela de point de vue coût et encombrement, on a recours à l'exploitation des observateurs et estimateurs de flux et de vitesse, l'étude de ces derniers feront l'objet du chapitre qui suit.

Chapitre II

APPLICATION DES ESTIMATEURS ET OBSERVATEURS DE VITESSE ET DE FLUX A LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 Introduction

Les différentes applications industrielles des variateurs asynchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statique et dynamique doivent êtres élevées. Pour assurer le bon fonctionnement de la commande il faut se disposer d'une excellente information provenant de la machine à contrôler. Cette information peut exiger des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux captés. Dans ces conditions et dans le cas où certaines grandeurs internes de la machine ne sont ni accessibles ni mesurables directement ces capteurs doivent êtres supprimés. Pour remédier la technique d'automatique telle que l'application des estimateurs et des observateurs des états (vitesse, flux) sont utilisées pour la reconstitution des variables dans les différentes structures de commandes dite performantes.

Ce chapitre présente le développement théorique des plusieurs observateurs déterministes et stochastiques. Puis ces observateurs seront validés par simulation numérique sous Matlab.

II.2 Observateurs déterministes

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état donc l'environnement est déterministe.

II.2.1 Observateur d'état d'ordre réduit

En se basant sur les travaux de la référence [15], l'observation utilisant le modèle (I.20) dont les courants magnétisants $i_{mr\alpha}$ et $i_{mr\beta}$ sont utilisés comme variable d'état, les courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ étant les variables d'entrée. La correction de l'observateur se fait à partir des variables Y et $\hat{Y}$ qui dépendent des vecteurs d'entrée et de sa dérivée.

$$\begin{cases} \dot{\hat{X}} = A\hat{X} + BU + G\left(Y - \hat{Y}\right) \\ \hat{Y} = DU + J_i\dot{U} + C\hat{X} \end{cases} \tag{II.1}$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & -\omega \\ \omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix};\ B = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix};\ G = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \\ -k_2 & k_1 \end{bmatrix}\ ;\ D = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix};\ J_i = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 \\ 0 & \sigma L_s \end{bmatrix}$$

$$C = \frac{M^2}{L_r}\begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & -\omega \\ \omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix};\ \hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{\imath}_{mr\alpha} \\ \hat{\imath}_{mr\beta} \end{bmatrix};\ U = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix};\ Y = \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix};\ \hat{Y} = \begin{bmatrix} \hat{V}_{s\alpha} \\ \hat{V}_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Dans le cas où la vitesse ω n'est pas mesurable. Elle est remplacée par sa valeur estimée $\hat{\omega}$, comme dans notre cas, elle est issue d'un estimateur de vitesse qu'on va élaborer par la suite.

L'équation d'état du système (I.20) est donnée par :

$$\dot{X} = AX + BU \tag{II.2}$$

$$Y = DU + J_i\dot{U} + CX \tag{II.3}$$

De l'équation (II.3) on a :

$$CX = Y - DU - J_i\dot{U} \tag{II.4}$$

Posons : $Z = CX$

L'équation (II.1) devient :

$$\dot{\hat{X}} = (A - GC)\hat{X} + BU + GZ \tag{II.5}$$

Posons : $A - GC = A_{obs}$

Il vient que:

$$\dot{\hat{X}} = A_{obs}\hat{X} + BU + GZ \quad \text{(II.6)}$$

A_{obs} Définit la dynamique de l'observateur qui est choisie en fonction de la vitesse de convergence de l'erreur d'observation vers la valeur nulle.

La matrice gain G est déterminée en utilisant la méthode de d'imposition des pôles. [16]

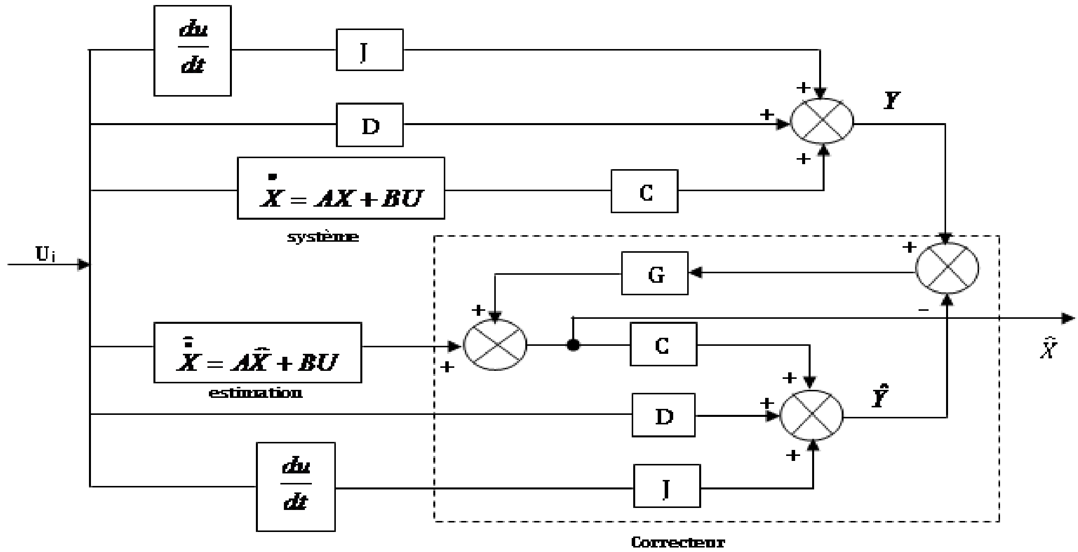


Figure (II.1) Schéma fonctionnel d'un observateur d'état d'ordre réduit.

II.2.1.1 Estimation de la vitesse

Nous pouvons utiliser l'équation du couple électromagnétique (I.18) pour modéliser un estimateur de vitesse à partir des flux rotoriques estimés par l'observateur comme le montre la figure (II.2).

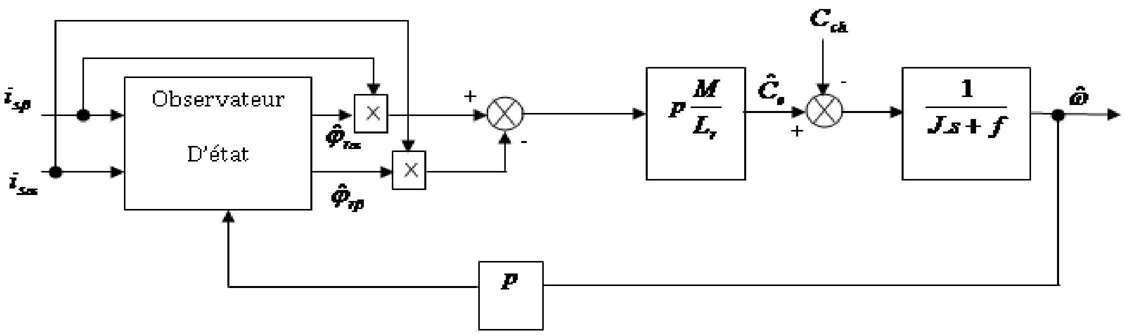


Figure (II.2): Estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l'aide d'un modèle Mécanique et l'observateur du flux rotorique.

II.2.1.2 Résultats de simulation

La simulation numérique de l'observateurs est effectuée en boucle ouverte. La vitesse estimée suit le profil ci-dessous qui permet le fonctionnement dans les deux quadrants. Notons que le présent test est effectué afin d'attester la fonction de poursuite ainsi que la robustesse de l'observateur en question. Comme il est illustré par la figure (II.3), la vitesse réelle suit parfaitement la vitesse imposée, une bonne poursuite est acquise indépendamment de la variation de la résistance rotorique.

La figure (II.6) montre l'allure du flux rotorique estimé, on constate que les flux $\hat{\varphi}_{r\alpha}$et $\hat{\varphi}_{r\beta}$ sont bien en quadrature et parfaitement sinusoïdaux, la robustesse est bien acquise.

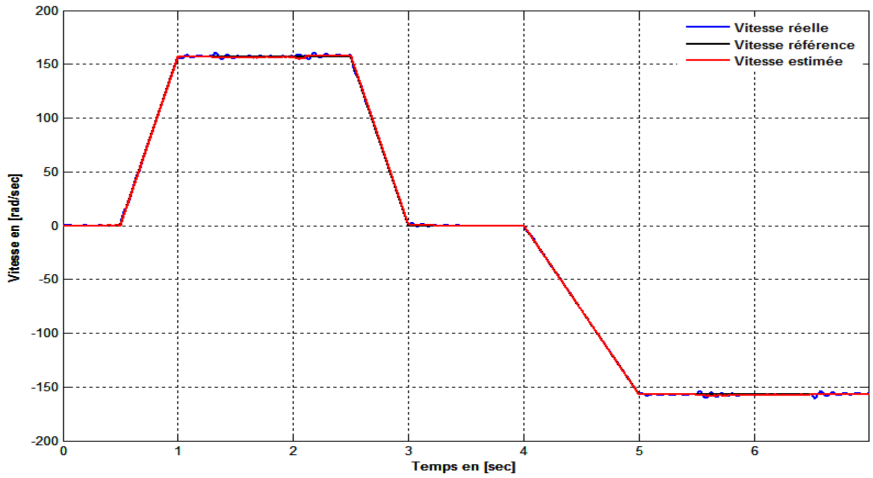


Figure (II.3) : Courbe de la vitesse réelle mesurée, de la vitesse estimée.

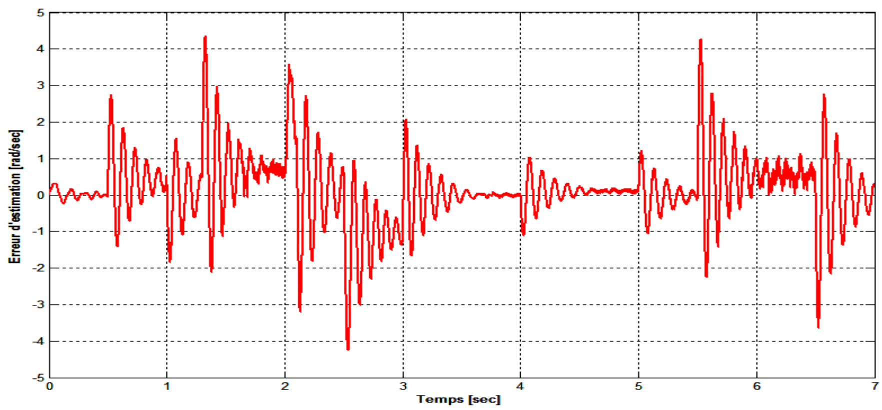


Figure (II.4) : Erreur d'estimation de la vitesse.

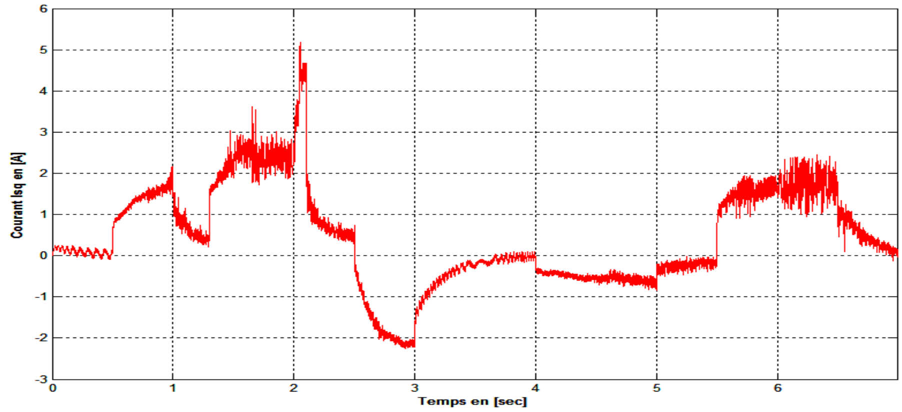


Figure (II.5) : Courant quadratique i_{sq}.

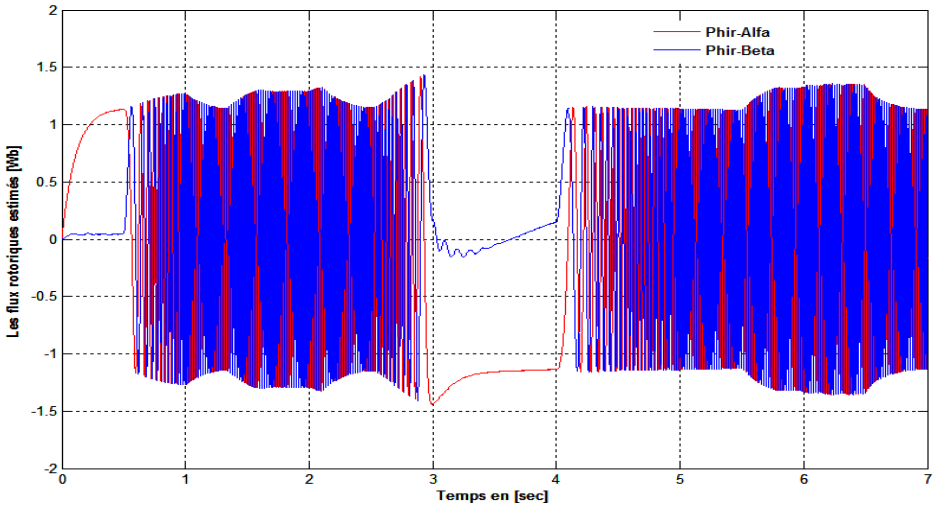


Figure (II.6) : Flux rotoriques observés $\hat{\varphi}_{r\alpha}\hat{\varphi}_{r\beta}$.

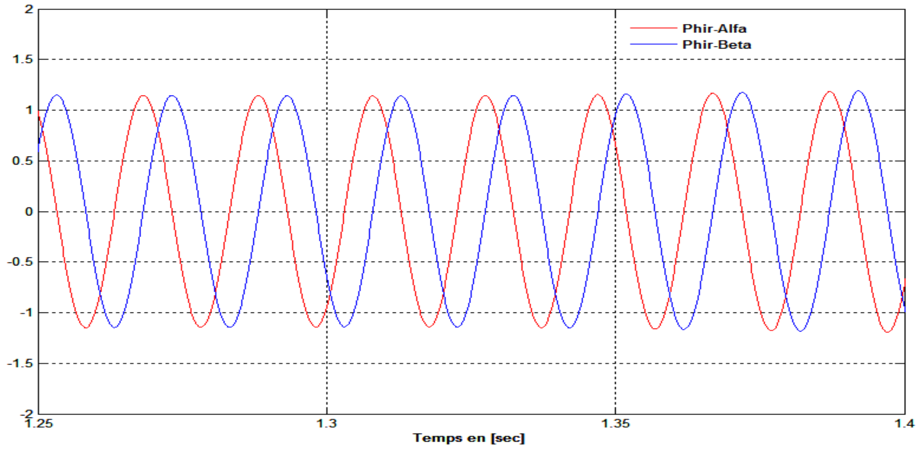


Figure (II.7) : Flux rotoriques estimés $\hat{\varphi}_{r\alpha}\hat{\varphi}_{r\beta}$. (Zoom).

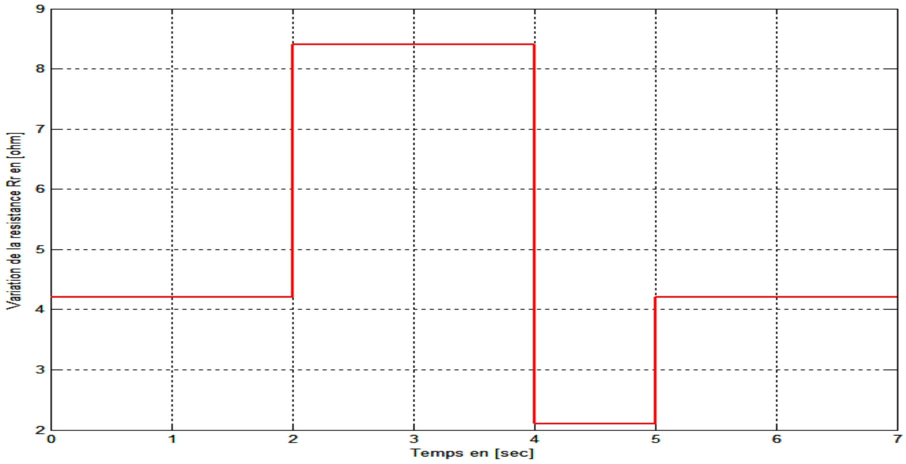


Figure (II.8) : Profil de variation de la résistance rotorique R_r.

II.2.2 Observateur de Kubota

L'auteur de cette méthode propose une estimation de la vitesse rotorique de la machine asynchrone basée sur la théorie de la commande adaptative figure (II.9). Pour se faire, considérons seulement les quatre équations du modèle de la machine données par le système d'équations (I.20), et supposons que seuls les courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont mesurés.

L'observateur n'est qu'une image du système original auquel on ajoute des gains correcteurs. L'observateur est donné par le système suivant [17- 18] :

$$\dot{\hat{X}} = \hat{A}\hat{X} + BU + Ge_{is} \quad \text{(II.7)}$$

avec:

$$[\hat{\imath}_{s\alpha}, \hat{\imath}_{s\beta}, \hat{\varphi}_{r\alpha}, \hat{\varphi}_{r\beta}] = [\hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \hat{x}_4]$$

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & -a_3 \\ 0 & a_1 & a_3 & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & -a_6 \\ 0 & a_4 & a_6 & a_5 \end{bmatrix}; B = \frac{1}{\sigma L_s}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix};\ G = \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \\ g_3 & -g_4 \\ g_4 & g_3 \end{bmatrix}; U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$a_1 = -\left\{\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right\}\ ; a_2 = \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}; a_3 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}p\hat{\omega} = K\omega\ ;\ a_4 = \frac{M}{T_r}; a_5 = \frac{-1}{T_r};\ a_6 = p\hat{\omega}$$

L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique qui n'est autre que la différence entre le vecteur d'état issu de l'observateur et celui issu du modèle du moteur et elle est donnée par :

$$\dot{\hat{X}} - \dot{X} = \left(\hat{A}\hat{X} - AX\right) + Ge_{is} \quad \text{(II.8)}$$

Les deux matrices $\hat{A}$ et A peuvent êtres décomposées de la manière suivante :

$$\hat{A} = A_1 + A_2\hat{\omega}$$
$$A = A_1 + A_2\omega$$

avec :

$$A_1 = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & a_2 \\ a_4 & 0 & a_5 & 0 \\ 0 & a_4 & 0 & a_5 \end{bmatrix} \quad ; \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -a_3 \\ 0 & 0 & a_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -a_6 \\ 0 & 0 & a_6 & 0 \end{bmatrix}$$

Posons : $\dot{e} = \dot{\hat{X}} - \dot{X}$; $e = \hat{X} - X$; $\Delta\omega = \hat{\omega} - \omega$; $\Delta A_2 = \Delta\omega A_2$

On obtient :

$$\dot{e} = (A_1 + GC)e - \Delta A_2 \hat{X} \tag{II.9}$$

Avec : $\Delta A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -K\Delta\omega \\ 0 & 0 & K\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p \\ 0 & 0 & p & 0 \end{bmatrix}$, $C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

Considérons la fonction de Lyapunov suivante: [1], [2]

$$V = e^T e + \frac{(\hat{\omega} - \omega)^2}{\gamma} \tag{II.10}$$

Avec γ une constante positive

La dérivée par-rapport au temps de (V) est donnée par :

$$\dot{V} = e^T\{(A_1 + GC)^T e + (A_1 + GC)\}e - 2a_2\Delta\omega(e_1\hat{x}_4 - e_2\hat{x}_3) + \frac{2}{\gamma}\Delta\omega\dot{\omega} \tag{II.11}$$

Avec : $e_1 = i_{s\alpha} - \hat{\imath}_{s\alpha}$; $e_2 = i_{s\beta} - \hat{\imath}_{s\beta}$

A partir de l'équation (II.11) on peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse rotorique en égalisant le deuxième terme et le troisième terme. On obtient :

$$\hat{\omega} = \left(\gamma \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\right) \int (e_1\hat{\varphi}_{r\beta} - e_1\hat{\varphi}_{r\alpha})dt \tag{II.12}$$

Pour améliorer la stabilité de l'observateur et faciliter l'implantation du mécanisme, on a utilisé la forme suivante :

$$\hat{\omega} = \left(K_p + \frac{K_I}{s}\right)(e_1\hat{\varphi}_{r\beta} - e_2\hat{\varphi}_{r\alpha}) \tag{II.13}$$

Les éléments de la matrice G sont choisis de façon à ce que le premier terme de l'équation (II.11) soit semi- défini négatif [17].

$$g_1 = (k-1)a_1$$

$$g_2 = -(k-1)\widehat{\omega}$$

$$g_3 = (k^2-1)\left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}a_1 + a_4\right) - \frac{1-\sigma}{\sigma M}(k-1)(a_1+a_5)$$

$$g_4 = -\frac{1-\sigma}{\sigma M}(k-1)p\widehat{\omega}$$

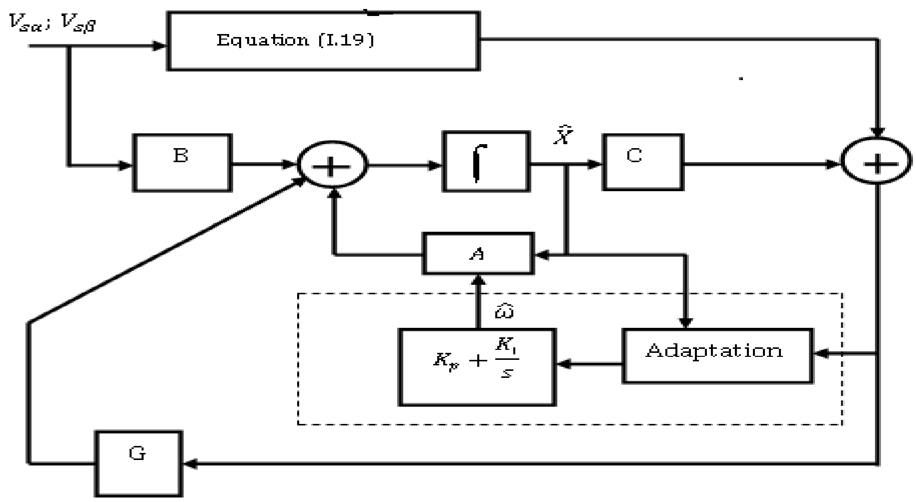


Figure (II.9) : Schéma en bloc de l'observateur de Kubota.

II.2.2.1 Résultats de simulation

Les résultats de simulation de l'association (MAS_ observateur Kubota) attestent une bonne poursuite comme il est indiqué par la figure (II.10) une bonne robustesse est réalisée en dépit de la variation de la résistance rotorique illustrée par la figure (I.12). on remarque sur la figure (II.11) que les flux rotorique estimés $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{r\beta}$ et sont bien sinusoïdaux et en quadratiques.

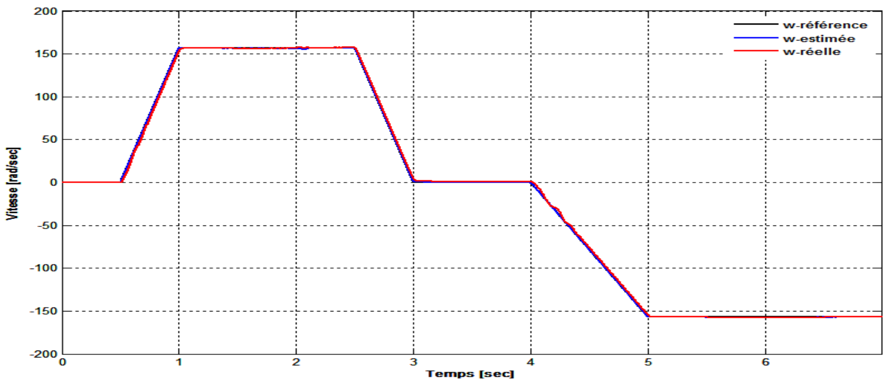


Figure (II.10.a) : Courbe de la vitesse réelle mesurée et de la vitesse estimée.

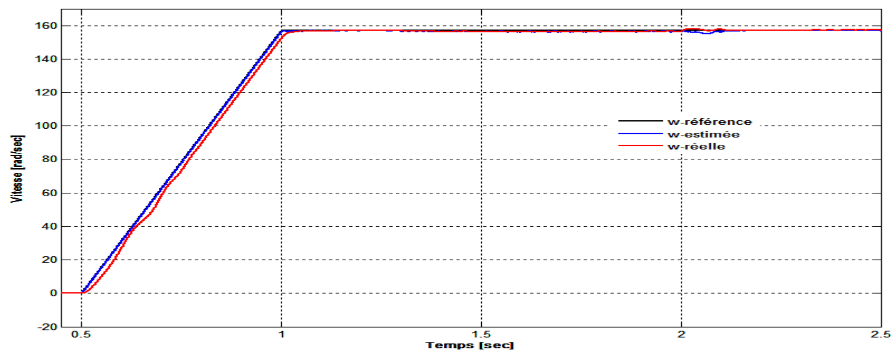


Figure (II.10.b) : Courbe de la vitesse réelle mesurée et de la vitesse estimée (Zoom).

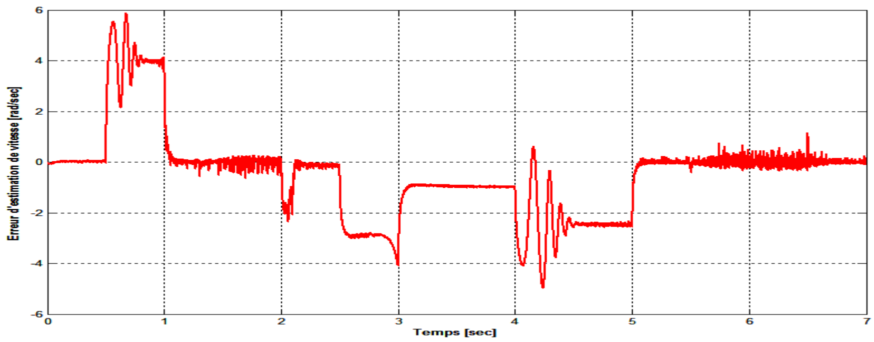


Figure (II.10.c) : Erreur d'estimation de la vitesse.

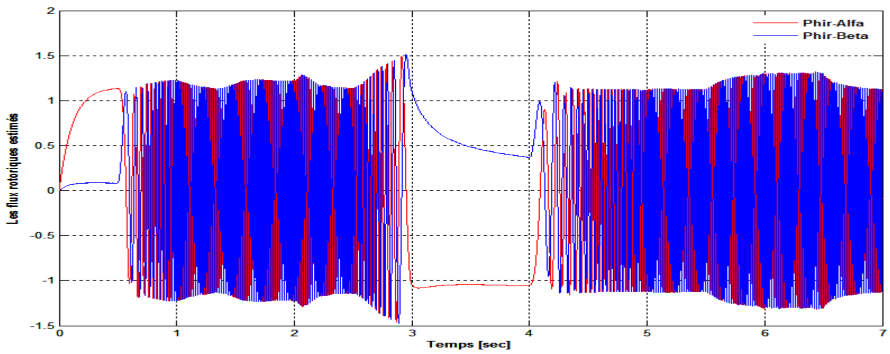


Figure (II.11.a) : Flux rotorique observé.

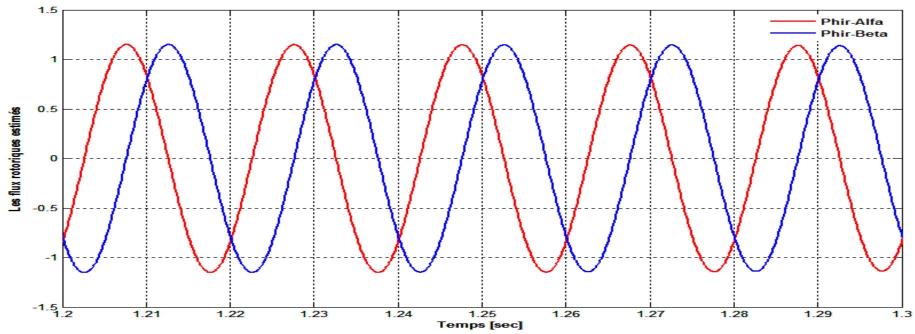


Figure (II.11.b) : Flux rotorique observé (Zoom).

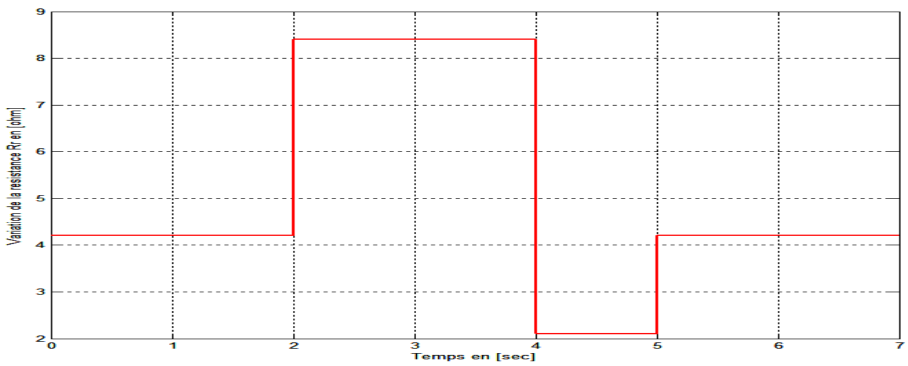


Figure (II.12) : Profil de variation de la résistance rotorique Rr

II.3 Observateur par mode glissant

L'observateur par mode glissant connait des évolutions importantes, plusieurs auteurs ont traités ce type d'observateurs dont on peut citer par exemple [19-29], [71]. La synthèse de cet observateur repose sur le modèle d'observation de la machine asynchrone comme le montre la figure (II.13), une simple fonction signe est utilisée pour déterminer si le vecteur d'état et de mesure sont proches. Donc l'objectif est de stabiliser les dynamiques d'erreur, ceci en respectant une certaine méthodologie.

- Définir une surface (S) sur la quelle l'erreur d'estimation de la sortie est stable et nulle.
- Etablir les conditions de glissement c'est-à-dire le calcul des gains à fin que toutes les trajectoires du système tendent vers une surface dite d'attraction, et restent stables (invariance).

Le modèle de la machine peut être représenté sous la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(X, U) \\ Y == H(X) \end{cases} \tag{II.14}$$

Ou $X \in R^n$ est le vecteur d'état, $U \in R^n$ est le vecteur commande, $Y \in R^r$ est le vecteur de sortie, on suppose que le système (II.14) est commandable est observable. Définissons l'observateur par mode glissant suivant :

$$\dot{\hat{X}} = f(\hat{X}, U) + G_g I_{sg} \tag{II.15}$$

avec :

$\hat{X} \in R^n$ est l'estimation de X.

$G_g \in R^n \times R^r$ est la matrice gain de l'observateur, elle doit être synthétisée de façon à stabiliser l'erreur $\tilde{X} = X - \hat{X}$

I_{sg} est le vecteur de dimension $r \times 1$

$$I_{sg} = sign(S) = [sign(s_1), sign(s_2), \dots \dots \dots . sign(s_r)]^T \tag{II.16}$$

avec

$$S = \Gamma.\left[Y - C(\hat{X})\right] = [s_1, s_2, \dots \dots .. s_r]^T \tag{II.17}$$

Où

Γ : est une matrice $n \times r$

Définissons maintenant la surface (S') de dimension $n - r$ telle que :

$$S' = \left\{\tilde{X} \in R^n /_{S(\tilde{X})=0}\right\} \tag{II.18}$$

On note que $\Gamma(s')$ peut être interprété comme étant l'intersection des (r) surfaces de glissement S_i , i$\in$ {1,…, r }; la procédure de base de la synthèse d'un observateur par mode de glissement consiste en deux étapes:

- Synthétiser la surface S' telle que les trajectoires d'erreurs, convergent vers des dynamiques d'estimations désirées stables.
- Déterminer la matrice gain (G_g) de l'observateur pour ramener $\tilde{X}$ vers S' (attractivité) et le maintenir sur cette surface pour le glisser vers l'origine (invariance).

La surface (S') est attractive si et seulement si $S_i.\dot{S}_i < 0 \,/ i \in \{1, \ldots \ldots . r\}$; cette condition définit la région dans laquelle le mode de glissement existe. Pendant le glissement, les dynamiques de l'erreur d'estimation sont réduites de l'ordre n à l'ordre $(n-r)$ (système équivalant d'ordre réduit [28-29].

Supposons que :

$$Y = H(X) = C.X \tag{II.19}$$

Il vient que:

$$S = \Gamma \cdot [CX - C\hat{X}] \tag{II.20}$$

$$\widetilde{I}_{sg} = (\Gamma C G_g)^{-1} \Gamma C.[f(X,U) - f(\hat{X},U)] \tag{II.21}$$

avec $\Gamma CG \in R^{r \times r}$

La dynamique équivalente est donnée par :

$$\dot{\tilde{X}} = (II - G_g (\Gamma C G_g)^{-1} \Gamma C)[f(X,U) - f(\hat{X},U)] \tag{II.22}$$

avec : $\Gamma C\hat{X} = 0$

A. Synthèse de l'observateur de flux par mode de glissement

Considérons la vitesse $\omega(t)$ une fonction bornée et dont sa dérivée par rapport au temps $\dot{\omega}(t)$ et aussi bornée, et soit η_1 et η_2 paramètres positifs telle que :

$$\begin{cases} |\omega(t)| \le \eta_1 \\ |\dot{\omega}(t)| \le \eta_2 \end{cases} \tag{II.23}$$

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = \gamma\hat{x}_1 + \dfrac{K}{T_r}\hat{x}_3 + K\omega(t)\hat{x}_4 + \alpha V_{s\alpha} + g_1.I_{sg} \\ \dot{\hat{x}}_2 = \gamma\hat{x}_2 + \dfrac{K}{T_r}\hat{x}_4 - K\omega(t)\hat{x}_3 + \alpha V_{s\beta} + g_2.I_{sg} \\ \dot{\hat{x}}_3 = \dfrac{M}{T_r}\hat{x}_1 - \dfrac{1}{T_r}\hat{x}_3 - \omega(t)\hat{x}_4 + g_3.I_{sg} \\ \dot{\hat{x}}_4 = \dfrac{M}{T_r}\hat{x}_2 - \dfrac{1}{T_r}\hat{x}_4 + \omega(t)\hat{x}_3 + g_4.I_{sg} \end{cases} \tag{II.24}$$

avec :

g_1, g_2, g_3, g_4 Les gains de l'observateur

$\alpha = \dfrac{1}{\sigma L_s}$, $\gamma = -\dfrac{R}{\sigma L_s}$, $K = \dfrac{M}{\sigma L_s L_r}$, $[x_1, x_2, x_3, x_4] = [I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}]$

$$\begin{cases} g_j = [g_{j1} \quad g_{j2}] \\ I_{sg} = \begin{bmatrix} sign(S_3) \\ sign(S_4) \end{bmatrix} \\ s_{ob} = \begin{bmatrix} S_3 \\ S_4 \end{bmatrix} = \Gamma \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix} \end{cases} \tag{II.25}$$

avec $j \in \{1,2,3,4\}$

et

$$\Gamma = \frac{1}{\beta(t)} \begin{bmatrix} \dfrac{K}{T_r} & -\omega(t)K \\ \omega(t)K & \dfrac{K}{T_r} \end{bmatrix} \tag{II.26}$$

avec :

$$\beta(t) = \left[\frac{K}{T_r}\right]^2 + K^2\omega(t)^2 \tag{II.27}$$

Le choix de Γ est fait pour faciliter le calcul des gains de l'observateur, Les dynamiques de l'erreur d'estimation sont données par :

$$\dot{e}_i = \dot{x}_j - \dot{\hat{x}}_j \tag{II.28}$$

donc

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dfrac{K}{T_r} e_3 + pK\,\omega(t)\, e_4 - g_1 I_{sg} \\ \dot{e}_2 = \dfrac{K}{T_r} e_4 - pK\,\omega(t)\, e_3 - g_2 I_{sg} \\ \dot{e}_3 = \dfrac{-1}{T_r} e_3 - p\,\omega(t)\, e_4 - g_3 I_{sg} \\ \dot{e}_4 = \dfrac{-1}{T_r} e_4 + p\,\omega(t)\, e_3 - g_4 I_{sg} \end{cases} \tag{II.29}$$

Pour avoir l'attractivité de la surface de glissement, il faut déterminer g_1 et g_2 assurant $S_{ob} = 0$

Alors g_3 et g_4 sont déterminés telle que le système d'ordre réduit obtenu quant $S_{ob} = \dot{S}_{ob}$ est localement stable. On obtient le résultat suivant:

Supposons que les variables d'état $x_3(t)$ et $x_4(t)$ sont bornés, considérons le système (II.29) avec les gains suivants [27] :

$$\begin{cases} [g_1 \quad g_2] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} = \Gamma^{-1}\Delta \\ et \\ [g_3 \quad g_4] = \begin{bmatrix} g_{31} & g_{32} \\ g_{41} & g_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (q_1 - \dfrac{1}{T_r})\delta_1 & -\omega(t)\delta_2 \\ \omega(t)\delta_1 & (q_2 - \dfrac{1}{T_r})\delta_2 \end{bmatrix} \end{cases} \tag{II.30}$$

où

$$\begin{cases} \delta_1 \rangle \rho_3 + |\hat{x}_3| + a_{\max}|e_1| + b_{\max}|e_2| \\ \delta_2 \rangle \rho_4 + |\hat{x}_4| + b_{\max}|e_1| + a_{\max}|e_2| \end{cases} \tag{II.31}$$

avec :

$$\begin{cases} a_{\max} = 2T_r K \eta_1 \eta_2 \\ b_{\max} = T_r^{\,2} \eta_2 (\dfrac{1}{K} + 2\eta_1^{\,2}) \end{cases} \tag{II.32}$$

$|x_3(t)| \le \rho_3$; $|x_4(t)| \le \rho_4$; q_1 , $q_2 > 0$; $\Delta = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$

- La surface de glissement est attractive et les erreurs $e_1(t)$ et $e_2(t)$ convergent vers zéro.
- La dynamique d'ordre réduit obtenue quant $S_{ob} \equiv \dot{S}_{ob} \equiv 0$ est donnée par [28] :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -q_1 e_3 \\ \dot{e}_4 = -q_2 e_4 \end{cases} \tag{II.33}$$

Où q_1, $q_2 > 0$, ce qui correspond à une stabilité exponentielle de e_3 et e_4, l'annexe illustre la preuve de ces deux résultats.

B. Estimateur de vitesse par mode de glissement

Considérons les dynamiques d'erreur de l'observateur de flux donné par l'équation (II.29) ce système peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\dot{e}(\omega) = A(\omega).e + G_g(\omega).I_{sg}(\omega) \tag{II.34}$$

avec

$$\dot{e}(\omega) = \begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \\ \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} ; \quad A(\omega) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dfrac{K}{T_r} & K\omega \\ 0 & 0 & -K\omega & \dfrac{K}{T_r} \\ 0 & 0 & \dfrac{-1}{T_r} & -\omega \\ 0 & 0 & \omega & \dfrac{-1}{T_r} \end{bmatrix} ; \quad G_g(\omega) = \begin{bmatrix} a_1.\delta_1 & a_2.\omega.\delta_2 \\ -a_2.\omega.\delta_1 & a_2.\delta_2 \\ \left(q_1 - \dfrac{1}{T_r}\right).\delta_1 & -.\omega.\delta_2 \\ .\omega.\delta_1 & \left(q_2 - \dfrac{1}{T_r}\right).\delta_2 \end{bmatrix}$$

Supposons maintenant que la vitesse rotorique ω est remplacée par son estimée $\hat{\omega} = \omega - \Delta\omega$, le système (II.34) devient [27] :

$$\dot{e}(\hat{\omega}) = A(\hat{\omega}).e + G_g(\hat{\omega}).I_{sg}(\hat{\omega}) \tag{II.35}$$

Avec

$$A(\hat{\omega}) = A(\omega) + \Delta A \tag{II.36}$$

$$G_g(\hat{\omega}) = G_g(\omega) + \Delta G_g \tag{II.37}$$

$$\mathrm{I}_{sg} = sign\begin{bmatrix} S_3 + \dfrac{a_2.e_2.\Delta\omega}{\beta} \\ S_4 + \dfrac{a_2.e_1.\Delta\omega}{\beta} \end{bmatrix} \tag{II.38}$$

et

$$\Delta A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -K.\Delta\omega \\ 0 & 0 & K.\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & .\Delta\omega \\ 0 & 0 & -.\Delta\omega & 0 \end{bmatrix} \tag{II.39}$$

$$\Delta G_g = \begin{bmatrix} 0 & -.K.\Delta\omega.\delta_2 \\ .K.\Delta\omega.\delta_1 & 0 \\ 0 & \Delta\omega.\delta_2 \\ -.\Delta\omega.\delta_1 & 0 \end{bmatrix} \tag{II.40}$$

L'idée c'est d'appliquer le critère de stabilité de lyapunov pour voir la convergence de l'erreur vers zéro, pour cela on choisit la fonction de lyapunov de la forme suivante [27] :

$$v = \frac{1}{2}e.e^T + \frac{1}{2\lambda}(\Delta\omega)^2 \tag{II.41}$$

La dérivée de l'équation (II.41) par- rapport au temps est :

$$\dot{v} = e^T.\dot{e}(\hat{\omega}) + \frac{1}{\lambda}\Delta\omega\dot{\hat{\omega}} \tag{II.42}$$

Remplaçons $\dot{e}(\hat{\omega})$ par sa valeur, alors l'équation (II.42) devient :

$$\dot{v} = e^T\left\{(A(\omega) + \Delta A).e - \left(G_g + \Delta G_g\right).I_{sg}(\omega)\right\} + e^T.G_g.I_{sg} - e^T.G_g.I_{sg} + \frac{1}{\lambda}\Delta\omega.\dot{\hat{\omega}}$$

Finalement on obtient :

$$\dot{v} = e^T\left(A(\omega).e - G_g.I_{sg}\right) + e^T\left(G_g.I_{sg} - (G_g + \Delta G_g).I_{sg}(\omega)\right) + \frac{1}{\lambda}.\Delta\omega.\dot{\hat{\omega}} + e^T.\Delta A.e \tag{II.43}$$

avec

$$e^T.\Delta A.e = \Delta\omega.\left\{p.K.\left(e_1.\hat{x}_4 - e_2.\hat{x}_3\right)\right\} + .K.\Delta\omega\left(e_2.x_3 - e_1.x_4\right) \tag{II.44}$$

On pose l'égalité suivante :

$$\frac{1}{\lambda}\Delta\omega.\dot{\hat{\omega}} + \Delta\omega.\{K(e_1.\hat{x}_4 - e_2.\hat{x}_3)\} = 0 \qquad \text{(II.45)}$$

A partir de l'équation (II.45) et si $\Delta\omega \neq 0$ une loi d'adaptation pour la vitesse rotorique est déduite

$$\dot{\hat{\omega}} = -\lambda.K..(e_1.\hat{x}_4 - e_2.\hat{x}_3) \qquad \text{(II.46)}$$

Pratiquement, et pour éviter l'intégration pure, on utilise la forme suivante :

$$\dot{\hat{\omega}} = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right)..(e_1.\hat{x}_4 - e_2.\hat{x}_3) \qquad \text{(II.47)}$$

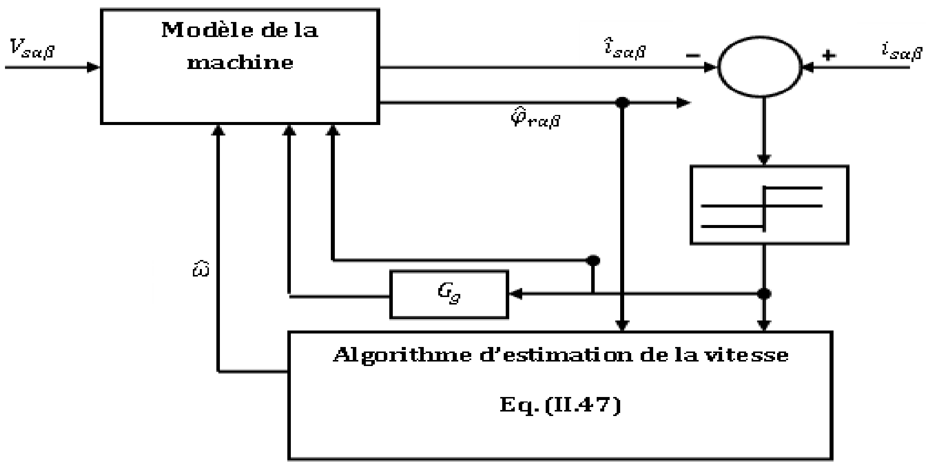
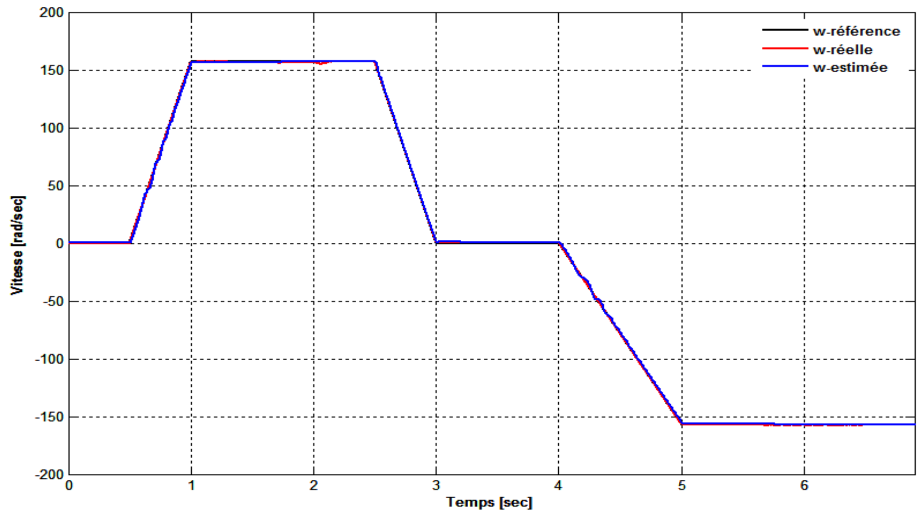


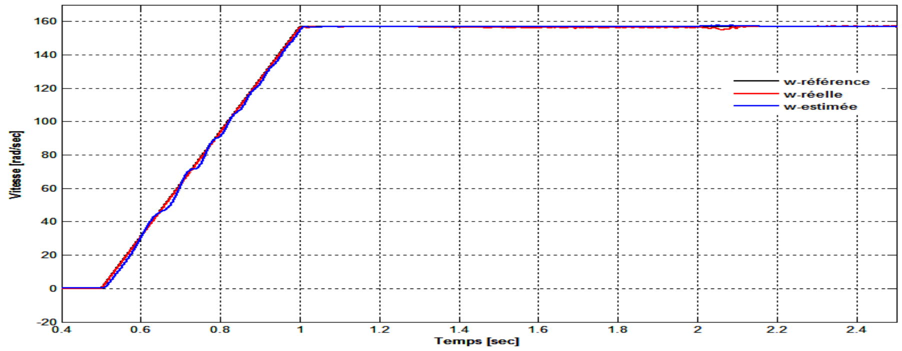
Figure (II.13) : Schéma bloc d'un observateur par mode glissant.

II.2.3.1 Résultats de simulation

La figure (II.15.a) illustre les deux composantes du flux rotorique ($\hat{\Phi}_{r\alpha}$, $\hat{\Phi}_{r\beta}$) ,ainsi que le module du flux rotorique estimé et son erreur d'estimation, on remarque une bonne estimation du flux rotorique même avec l'application de la charge à t= 1s. Les résultats représentés sont satisfaisants. La figure (II.14) montre l'évolution de la vitesse rotorique estimée et son erreur d'estimation par rapport à la vitesse de simulation réelle issue du modèle, les surfaces de glissement convergent vers zéros figure (II.15.c), ce qui prouve la convergence de l'observateur du flux.



Figure(II.14.a) : Courbe de la vitesse réelle mesurée et de la vitesse estimée.



Figure(II.14.b) : Courbe de la vitesse réelle mesurée et estimée (Zoom).

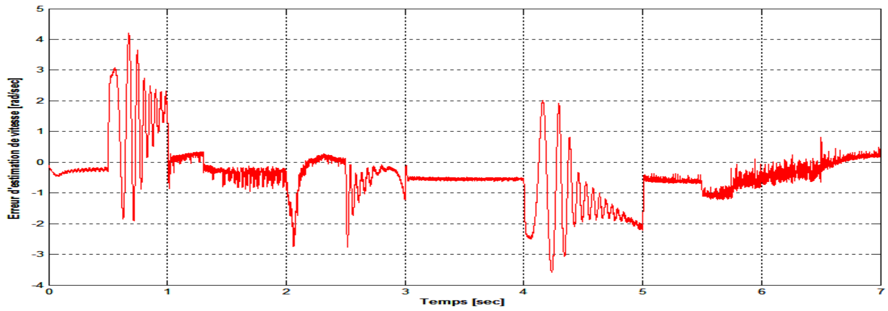
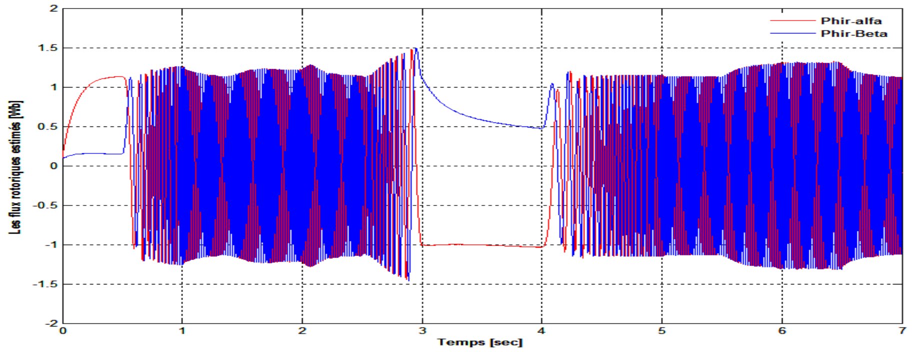


Figure (II.14.c) : Erreur d'estimation de vitesse.



Figure(II.15.a) : Flux rotorique observé.

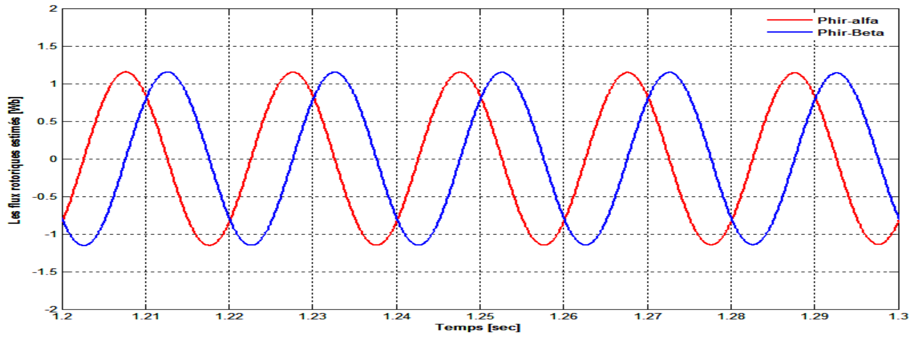


Figure (II.15.b) : Flux rotorique observé (Zoom).

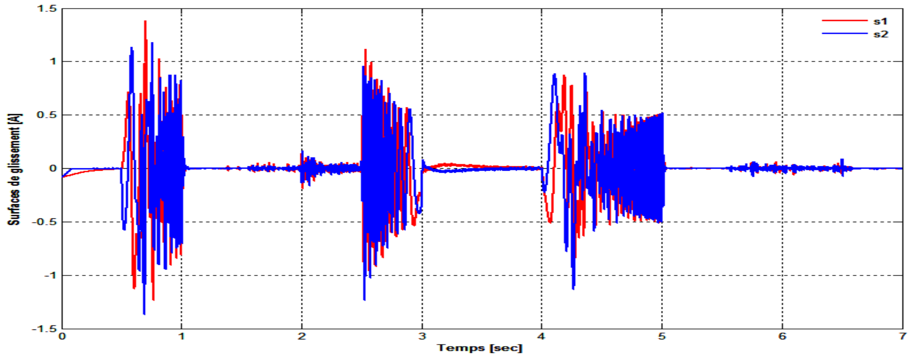
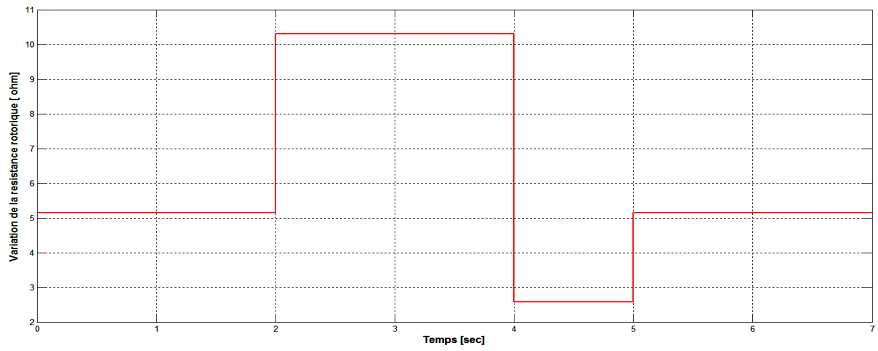


Figure (II.15.c) : Surfaces de glissement



Figure(II.16) : Profil de variation de la résistance rotorique Rr.

II.2.4 Observateur à système adaptatif par modèle de référence (MRAS classique)

Comme il est indiqué par le schéma de la figure (II.17), la technique MRAS est basée sur le modèle de référence (généralement c'est un modèle de tension) qui ne dépend pas de la vitesse rotorique et qui fournit un certain flux de référence, le modèle ajustable qui dépend directement de la vitesse (généralement c'est un modèle de courant), fournit un certain flux estimé. L'erreur entre ces deux modèles, injectée dans un mécanisme d'adaptation, permet l'estimation de la vitesse rotorique.

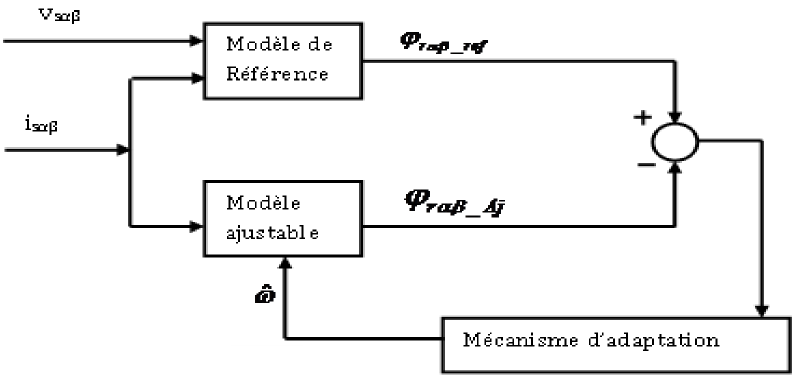


Figure (II.17) : Structure de la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique.

A partir des équations (I.20), on peut déduire deux modèles [2], [27], [30],[31] :

<u>Equation du modèle de référence</u>

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\varphi_{r\alpha\_ref} &= \frac{L_r}{M}.\left(V_{s\alpha} - R_s.I_{s\alpha} - \sigma.L_s\frac{d}{dt}I_{s\alpha}\right) \\ \frac{d}{dt}\varphi_{r\beta\_ref} &= \frac{L_r}{M}.\left(V_{s\beta} - R_s.I_{s\beta} - \sigma.L_s\frac{d}{dt}I_{s\beta}\right) \end{aligned} \qquad (II.48)$$

<u>Equation du modèle ajustable</u>

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\varphi_{r\alpha\_aj} &= \frac{M}{T_r}I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}.\varphi_{r\alpha\_aj} - \omega.\varphi_{r\beta\_aj} \\ \frac{d}{dt}\varphi_{r\beta\_aj} &= \frac{M}{T_r}I_{s\beta} - \frac{1}{T_r}.\varphi_{r\beta\_aj} + \omega.\varphi_{r\alpha\_aj} \end{aligned} \qquad (II.49)$$

On suppose que la vitesse rotorique (ω) est constante, en la remplaçant par sa valeur estimée ($\hat{\omega}$) dans le modèle ajustable, on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}\hat{\varphi}_{r\alpha\_aj} &= \frac{M}{T_r}I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}.\hat{\varphi}_{r\alpha\_aj} - \hat{\omega}.\hat{\varphi}_{r\beta\_aj} \\ \frac{d}{dt}\hat{\varphi}_{r\beta\_aj} &= \frac{M}{T_r}I_{s\beta} - \frac{1}{T_r}.\hat{\varphi}_{r\beta\_aj} + \hat{\omega}.\hat{\varphi}_{r\alpha\_aj} \end{aligned} \qquad (II.50)$$

La dynamique d'erreur entre les deux systèmes (II.49) et (II.50) est donc obtenue par :

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon_\alpha}{dt} &= \frac{-1}{T_r}\varepsilon_\alpha - \omega.\varepsilon_\beta - (\omega - \hat{\omega}).\hat{\varphi}_{r\beta\_aj} \\ \frac{d\varepsilon_\beta}{dt} &= \frac{-1}{T_r}\varepsilon_\beta + \omega.\varepsilon_\alpha + (\omega - \hat{\omega}).\hat{\varphi}_{r\alpha\_aj} \end{aligned} \qquad \text{(II.51)}$$

Avec : $\varepsilon_\alpha = (\varphi_{r\alpha\_aj} - \hat{\varphi}_{r\alpha\_aj})$; $\varepsilon_\beta = (\varphi_{r\beta\_aj} - \hat{\varphi}_{r\beta\_aj})$; $\varepsilon_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix}$

Le système (II.51) peut être écrit comme suit :

$$\frac{d\varepsilon_{\alpha\beta}}{dt} = A_\omega.\varepsilon_{\alpha\beta} - C_\omega \qquad \text{(II.52)}$$

Avec

$$A_\omega = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & -\omega \\ \omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad ; \quad C_\omega = \begin{bmatrix} 0 & (\omega - \hat{\omega}).\hat{\varphi}_{r\beta\_aj} \\ -(\omega - \hat{\omega}).\hat{\varphi}_{r\alpha\_aj} & 0 \end{bmatrix}$$

En appliquant le critère de popov de l'hyperstabilité, la loi d'adaptation proposée par [2] est :

$$\hat{\omega} = f_2(\varepsilon) + \int_0^t f_1(\varepsilon)d\tau \qquad \text{(II.53)}$$

Or le critère de popov exige la satisfaction de l'inégalité suivante :

$$\int_0^{t_1} \varepsilon^T C_\omega dt \geq -\gamma_0{}^2 ; \forall t_1 \geq 0 \qquad \text{(II.54)}$$

Où $\gamma_0{}^2$ constante positive. En utilisant la définition de $\hat{\omega}$, remplaçant ε et C_ω par leur valeurs, on obtient :

$$\int_0^{t_1}\left(\left[\varepsilon_\alpha.\hat{\varphi}_{r\beta\_aj} \quad -\varepsilon_\beta.\hat{\varphi}_{r\alpha\_aj}\right]\left[\omega - f_2(\varepsilon) - \int_0^t f_1(\varepsilon)d\tau\right]\right)dt \geq -\gamma_0{}^2 \qquad \text{(II.55)}$$

Pour résoudre cette équation on peut utiliser la relation suivante [27] :

$$\int_0^t K\left(\frac{d}{dt}f(t)\right)f(t)dt \geq \frac{-1}{2}K_m f(o)^2 \qquad \text{(II.56)}$$

$K_m>0$; $f(0)$ représente la condition initiale.

En utilisant cette relation on peut montrer que l'inégalité de popov est satisfaite par les fonctions suivantes :

$$\begin{aligned} f_1 &= K_i(\varepsilon_\beta.\hat{\varphi}_{r\alpha\_aj} - \varepsilon_\alpha.\hat{\varphi}_{r\beta\_aj}) = K_i(\varphi_{r\beta\_aj}.\hat{\varphi}_{r\alpha\_aj} - \varphi_{r\alpha\_aj}.\hat{\varphi}_{r\beta\_aj}) \\ f_2 &= K_p(\varepsilon_\beta.\hat{\varphi}_{r\alpha\_aj} - \varepsilon_\alpha.\hat{\varphi}_{r\beta\_aj}) = K_p(\varphi_{r\beta\_aj}.\hat{\varphi}_{r\alpha\_aj} - \varphi_{r\alpha\_aj}.\hat{\varphi}_{r\beta\_aj}) \end{aligned} \qquad \text{(II.57)}$$

Finalement la vitesse estimée $(\hat{\omega})$ est donc donnée par :

$$\hat{\omega}(t) = K_p(\Phi_{r\beta\_ref}.\hat{\Phi}_{r\alpha\_aj} - \Phi_{r\alpha\_ref}.\hat{\Phi}_{r\beta\_aj}) + K_i\int_0^t(\Phi_{r\beta\_ref}.\hat{\Phi}_{r\alpha\_aj} - \Phi_{r\alpha\_ref}.\hat{\Phi}_{r\beta\_aj})d\tau$$

Où K_p et K_i sont des constantes positives.

Pour améliorer la dynamique d'estimation de la vitesse rotorique, les auteurs de [18] ont proposé une nouvelle configuration de l'estimateur de vitesse représenté sur la figure (II.18) suivante :

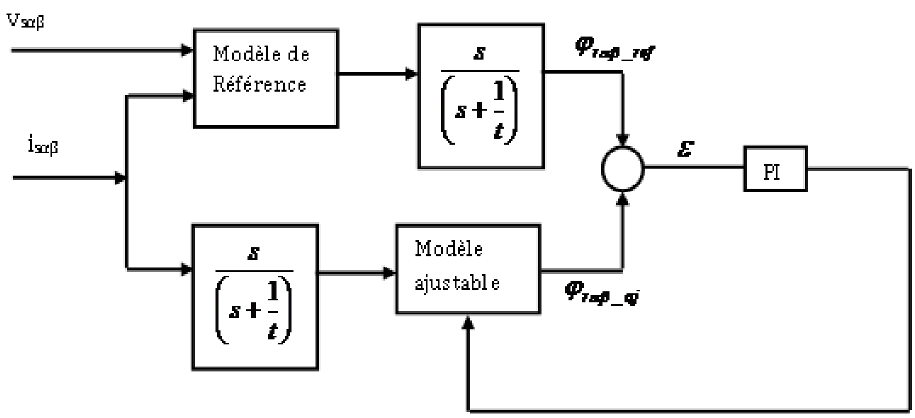
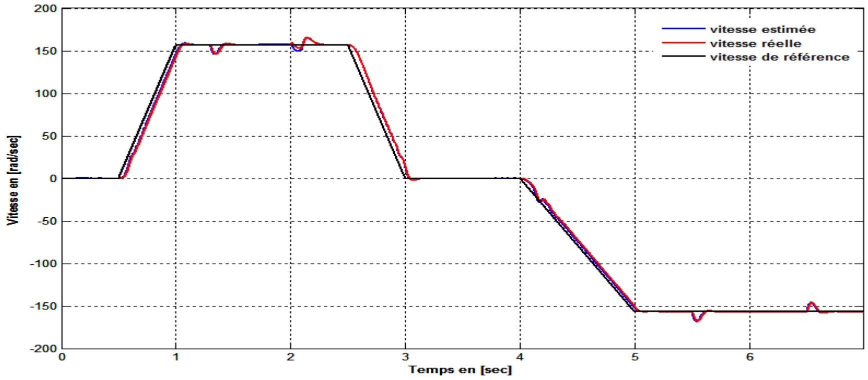


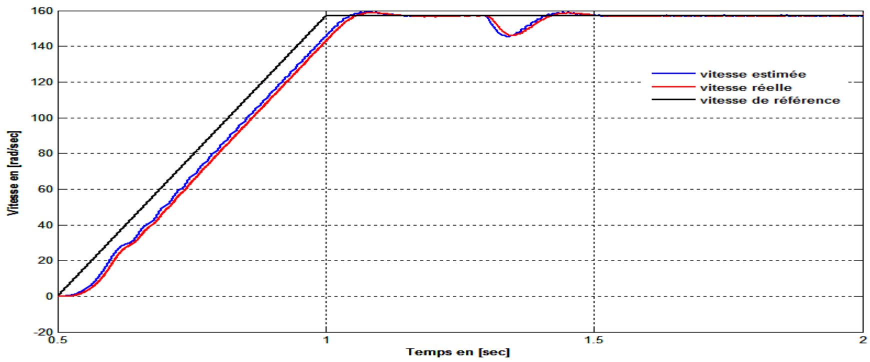
Figure (II. 17) : Structure modifiée de la technique MRAS pour l'estimation de la vitesse rotorique.

II.2.4.1 Résultats de simulation

L'application de cette méthode suppose que la vitesse rotorique est constante. La figure (II.18) illustre la vitesse et l'erreur d'estimation de la vitesse. Les deux composantes du flux rotorique sont illustrés dans la figure (II.19), elles sont biens sinusoïdales et en quadrature. On constate que cet algorithme fonctionne convenablement en boucle ouverte.



Figure(II.18.a) : Courbe de la vitesse réelle mesurée et la valeur estimée.



Figure(II.18.b) : Courbe de la vitesse réelle mesurée et estimée (Zoom).

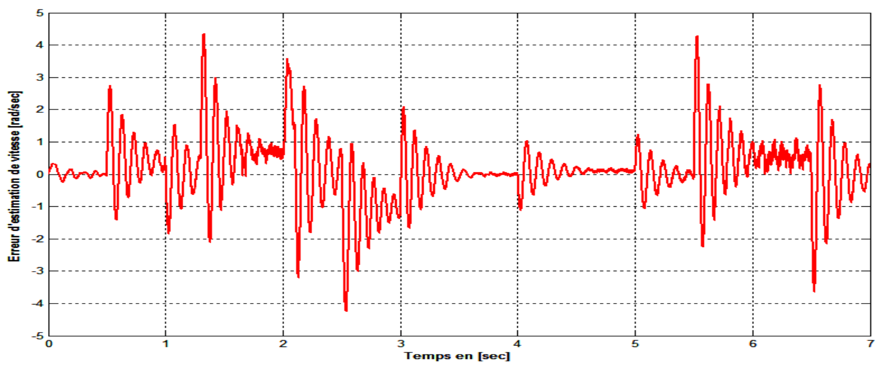
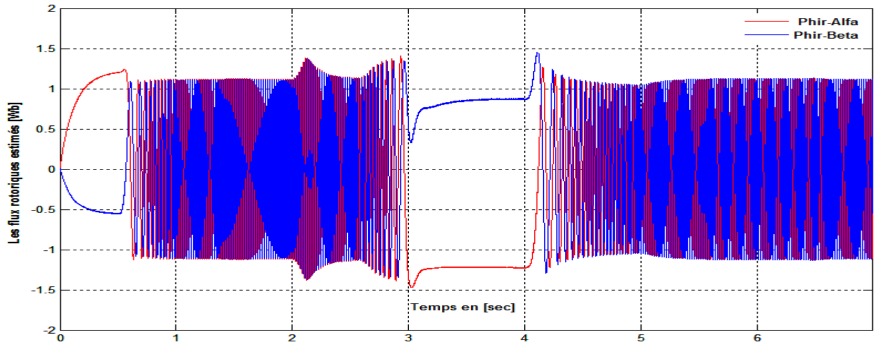
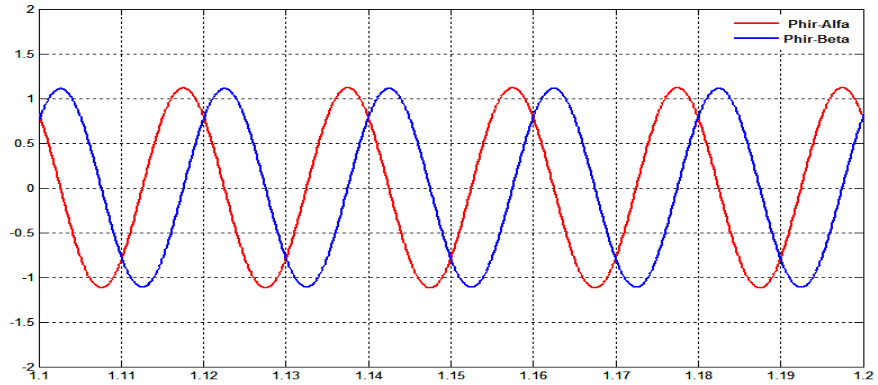


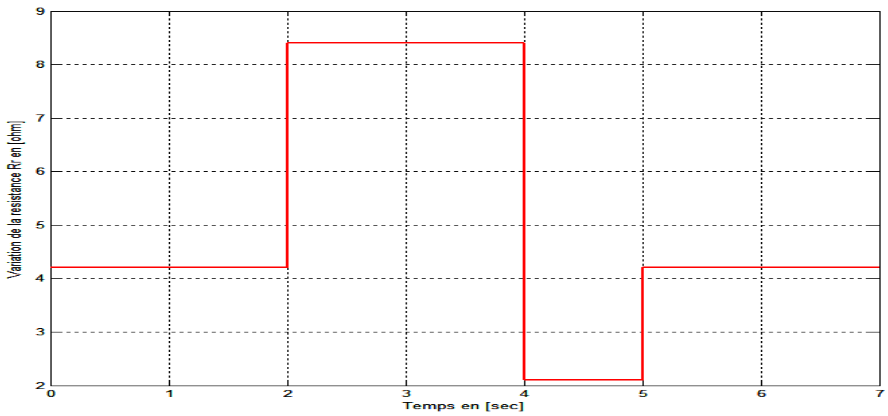
Figure (II.18.c) : Erreur d'estimation de vitesse.



Figure(II.19.a) : Flux rotorique observé.



Figure(II.19.b) : Flux rotorique observé (Zoom).

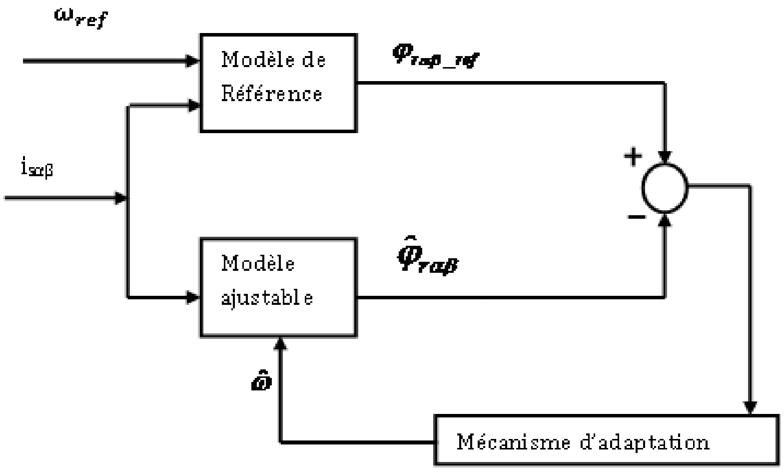


Figure(II.20) : Profil de variation de la résistance rotorique Rr.

II.2.5 Observateur de flux par la technique MRAS – améliorée (nouvelle approche)

L'observation et l'estimation de la vitesse par la technique MRAS conventionnelle, se confronte à certains problèmes liés à la présence de l'intégrateur pur au niveau du mécanisme d'adaptation causant des offsets en basses vitesses. Des nouvelles techniques de la MRAS ont étés présentées pour remédier à ces problèmes, comme (**emf-MRAS**) proposée par [32], MRAC basée sur la puissance réactive proposée par [33-35], MRAC basée sur le flux (**F-MRAC**) par [30], **Back-emf-MRAC** par [34], les auteurs [36] ont proposé un observateur mode glissant (**MRAS-SM),** les auteur de [68] ont proposé une MRAS spéciale basée sur les courants et les tensions**,** la MRAS basée sur la logique floue proposée par [69], et d'aure auteurs comme [70] ont proposé une MRAS basée sur des flux issus d'un observateur par mode glissant. Mais le problème de perte de performance en basse vitesse persiste toujours.

On présente dans cette partie une nouvelle approche de la MRAS basée uniquement sur le modèle de courant comme il est indiqué dans la figure(II.21).



Figure(II.21) : Schéma bloc de la nouvelle approche de la MRAS.

Les équations rotoriques sont données par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\emptyset_{r\alpha} + \frac{1}{T_r}\emptyset_{r\alpha} + \omega\emptyset_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt}\emptyset_{r\beta} + \frac{1}{T_r}\emptyset_{r\beta} - \omega\emptyset_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad \text{(II.59)}$$

avec : $\omega = p\omega_r$

$i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont les variables d'entrées mesurées.

Si on pose $\omega = \omega_{ref}$ alors les flux $\emptyset_{r\alpha}$ et $\emptyset_{r\beta}$ sont considérés comme références, le système (II.59) s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\emptyset_{r\alpha} + \frac{1}{T_r}\emptyset_{r\alpha} + \omega_{ref}\emptyset_{r\beta} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt}\emptyset_{r\beta} + \frac{1}{T_r}\emptyset_{r\beta} - \omega_{ref}\emptyset_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad \text{(II.60)}$$

De même, si on pose $\omega = \widehat{\omega}$, alors les flux $\emptyset_{r\alpha}$ et $\emptyset_{r\beta}$ sont considérés comme des variables estimées. Le système (59) devient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\widehat{\emptyset}_{r\alpha} + \frac{1}{T_r}\widehat{\emptyset}_{r\alpha} + \widehat{\omega}\widehat{\emptyset}_{r\beta} = \frac{M}{T_r}i_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt}\widehat{\emptyset}_{r\beta} + \frac{1}{T_r}\widehat{\emptyset}_{r\beta} - \widehat{\omega}\widehat{\emptyset}_{r\alpha} = \frac{M}{T_r}i_{s\beta} \end{cases} \qquad \text{(II.61)}$$

On définit l'erreur entre les systèmes (60) et (61) comme suit :

$$e = \begin{bmatrix} e_{r\alpha} \\ e_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} \qquad \text{(II.62)}$$

Ou sous la forme complexe suivante :

$$\bar{e} = e_{r\alpha} + je_{r\beta} \qquad \text{(II.63)}$$

Alors les systèmes d'équations (59), (60) et (61) peuvent êtres écrits sous forme complexe suivante:

$$\frac{M}{T_r}\bar{\imath}_s = \frac{d\overline{\varphi}_r}{dt} + \frac{\overline{\varphi}_r}{T_r} - j\omega\overline{\varphi}_r \qquad \text{(II.64)}$$

$$\frac{M}{T_r}\bar{\imath}_s = \frac{d\overline{\varphi}_r}{dt} + \frac{\overline{\varphi}_r}{T_r} - j\omega_{ref}\overline{\varphi}_r \qquad \text{(II.65)}$$

$$\frac{M}{T_r}\bar{\imath}_s = \frac{d\widehat{\varphi}_r}{dt} + \frac{\widehat{\varphi}_r}{T_r} - j\widehat{\omega}\hat{\overline{\varphi}}_r \qquad \text{(II.66)}$$

La soustraction entre (65) et (66) donne :

$$0 = \dot{\bar{e}} + \frac{1}{T_r}\bar{e} - j\omega_{ref}\overline{\varphi}_r + j\widehat{\omega}\hat{\overline{\varphi}}_r$$

$$= \dot{\bar{e}} + \frac{1}{T_r}\bar{e} - j\omega_{ref}\overline{\varphi}_r + j\widehat{\omega}\hat{\overline{\varphi}}_r + j\omega_{ref}\hat{\overline{\varphi}}_r - j\omega_{ref}\hat{\overline{\varphi}}_r$$

Donc :

$$\dot{\bar{e}} = -\left(\frac{1}{T_r} - j\omega_{ref}\right)\bar{e} + j\left(\hat{\omega} - \omega_{ref}\right)\hat{\bar{\varphi}}_r \qquad \text{(II.67)}$$

Ou bien, l'équation (II.67) peut être écrite sous la forme d'état suivante :

$$\dot{\bar{e}} = \bar{A}\bar{e} + \bar{W} \qquad \text{(II.68)}$$

Avec: $\bar{A} = -\left(\frac{1}{T_r} - j\omega_{ref}\right)$; $A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_{ref} \\ \omega_{ref} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$

$\bar{W} = j\left(\omega_{ref} - \hat{\omega}\right)\hat{\bar{\varphi}}_r$;

$$W = \Delta\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{bmatrix} \qquad \text{(II.69)}$$

L'équation (II.69), montre que l'erreur dynamique (II.68) présente un système non linéaire, donc on peut utiliser le théorème de lyapunov pour étudier la stabilité de ce système.

On définit la fonction candidate de lyapunov suivante:

$$V = e^T e + \frac{\left(\omega_{ref} - \hat{\omega}\right)^2}{2\gamma} \geq 0 \qquad \text{(II.70)}$$

avec : γ est une constante positive.

La dérivée temporelle de (II.70) donne :

$$\dot{V} = \frac{1}{2}\left(\dot{e}^T e + e^T \dot{e}\right) + \frac{1}{\gamma}\Delta\omega\frac{d(\Delta\omega)}{dt}$$

Remplaçons $\dot{\bar{e}}$ par sa valeur, on obtient:

$$\begin{aligned}\dot{V} &= \frac{1}{2}\left((Ae + \bar{W})^T . e + e^T(Ae + \bar{W})\right) + \frac{\Delta\omega}{\gamma}\frac{d(\Delta\omega)}{dt} \\ &= \frac{1}{2}\left(e^T A^T e + \bar{W}^T e + e^T A e + e^T \bar{W}\right) + \frac{\Delta\omega}{\gamma}\frac{d(\Delta\omega)}{dt}\end{aligned}$$

Ce qui donne :

$$\dot{V} = \frac{1}{2}(e^T(A^T + A)e + 2e^T\overline{W}) + \frac{\Delta\omega}{\gamma}\frac{d(\Delta\omega)}{dt} \tag{II.71}$$

D'autre part, nous avons :

$$\frac{1}{2}(A^T + A) = \frac{1}{2}\left(\begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega_{ref} \\ \omega_{ref} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_{ref} \\ -\omega_{ref} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}\right) = \frac{-1}{T_r}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} < 0$$

Donc le premier terme de l'équation (II.71) est négatif.

Si on annule le deuxième terme de l'équation (II.71), on obtient :

$$\boldsymbol{e^T\overline{W}} = -\frac{\boldsymbol{\Delta\omega}}{\boldsymbol{\gamma}}\frac{\boldsymbol{d(\Delta\omega)}}{\boldsymbol{dt}} \tag{II.72}$$

avec:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{e^T\overline{W}} &= \Delta\boldsymbol{\omega}[\boldsymbol{\varphi_{r\alpha}} - \boldsymbol{\widehat{\varphi}_{r\alpha}} \quad \boldsymbol{\varphi_{r\beta}} - \boldsymbol{\widehat{\varphi}_{r\beta}}].\begin{bmatrix} \boldsymbol{\widehat{\varphi}_{r\beta}} \\ -\boldsymbol{\widehat{\varphi}_{r\alpha}} \end{bmatrix} \\ &= \Delta\boldsymbol{\omega}(\boldsymbol{\varphi_{r\alpha}\widehat{\varphi}_{r\beta}} - \boldsymbol{\varphi_{r\beta}\widehat{\varphi}_{r\alpha}}) \end{aligned} \tag{II.73}$$

On remplace (II.73) dans (II.72), nous obtenons:

$$\frac{\boldsymbol{d\widehat{\omega}}}{\boldsymbol{dt}} = \boldsymbol{\gamma}(\boldsymbol{\varphi_{r\alpha}\widehat{\varphi}_{r\beta}} - \boldsymbol{\varphi_{r\beta}\widehat{\varphi}_{r\alpha}}) \tag{II.74}$$

Ce qui donne finalement :

$$\boldsymbol{\widehat{\omega}} = \boldsymbol{\gamma}\int(\boldsymbol{\varphi_{r\alpha}\widehat{\varphi}_{r\beta}} - \boldsymbol{\varphi_{r\beta}\widehat{\varphi}_{r\alpha}})\boldsymbol{dt} \tag{II.75}$$

En pratique, et pour augmenter la précision de l'estimation de la vitesse rotorique (II.75), nous proposons d'ajouter un gain proportionnel à l'équation (II.75).

$$\boldsymbol{\widehat{\omega}} = \boldsymbol{K_p}(\boldsymbol{\varphi_{r\alpha}\widehat{\varphi}_{r\beta}} - \boldsymbol{\varphi_{r\beta}\widehat{\varphi}_{r\alpha}}) + \boldsymbol{K_i}\int(\boldsymbol{\varphi_{r\alpha}\widehat{\varphi}_{r\beta}} - \boldsymbol{\varphi_{r\beta}\widehat{\varphi}_{r\alpha}})\boldsymbol{dt} \tag{II.76}$$

II.2.5.1 Résultats de simulation

Le profil de la vitesse de référence appliqué permet de tester la dynamique de l'observateur, a toute première vue, nous pouvons considérer la réponse en vitesse (figure(II.22)) comme très bonne, de point de vue dynamique, comme de point de vue de la précision obtenue en région établi. Le fonctionnement à vide ou en charge semble ne pas influencer l'observateur. On remarque que même dans la zone sensible (vitesse nulle) l'observateur fonctionne normalement, les flux estimés sont bien sinusoïdaux et leur amplitude égale à la valeur de référence (Figure(II.23)).

Une comparaison des résultats issus de l'observateur MRAS ordinaire et ceux issus de l'observateur MRAS proposé (MRAS améliorée) est montés sur la figure (II.24) , dans le cas de l'MRAS ordinaire on remarque une erreur statique sur le front montant et descendant. Mais dans le cas de l'MRAS proposée, on constate que cette erreur et presque nulle. On note aussi qu'a l'instant de l'application de la charge on a un faible pique de vitesse dans le cas de l'MRAS proposée par-rapport à l'MRAS ordinaire.

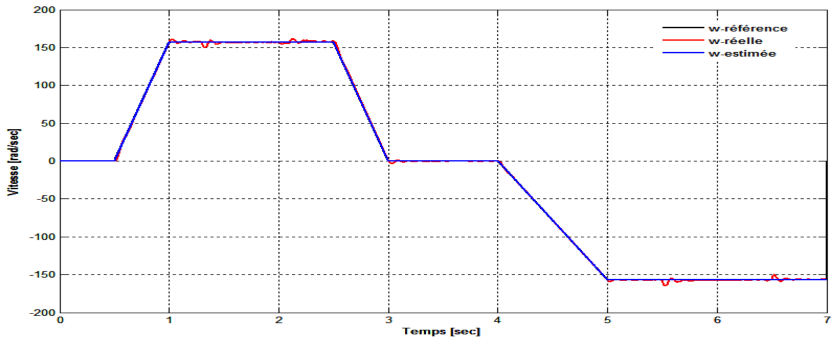


Figure (II.22.a) : Courbe de la vitesse réelle mesurée et la vitesse estimée.

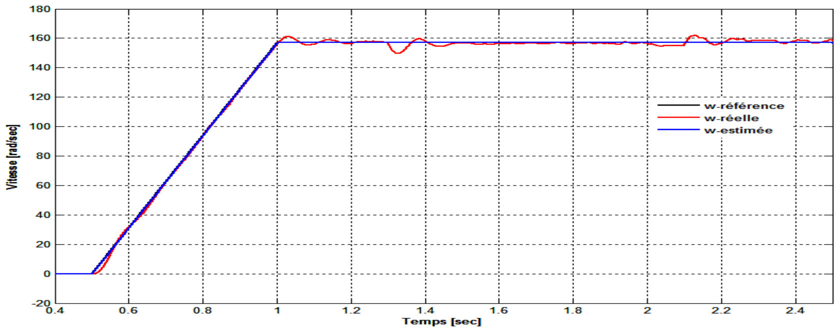
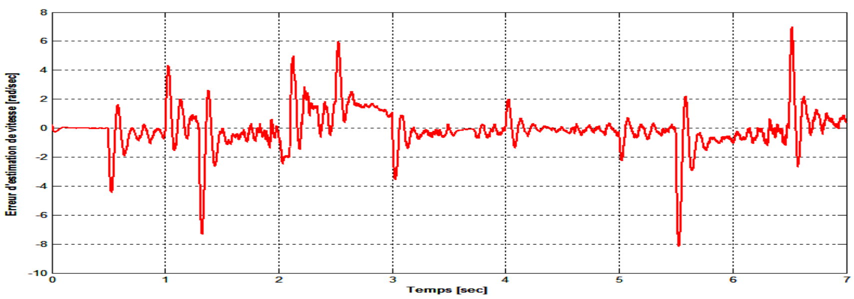
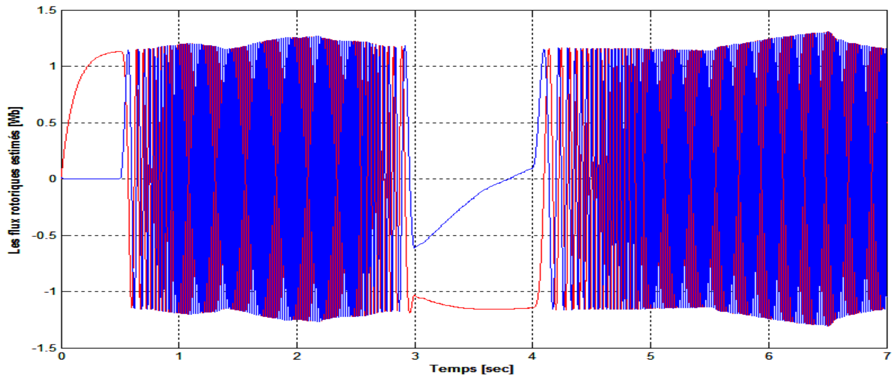


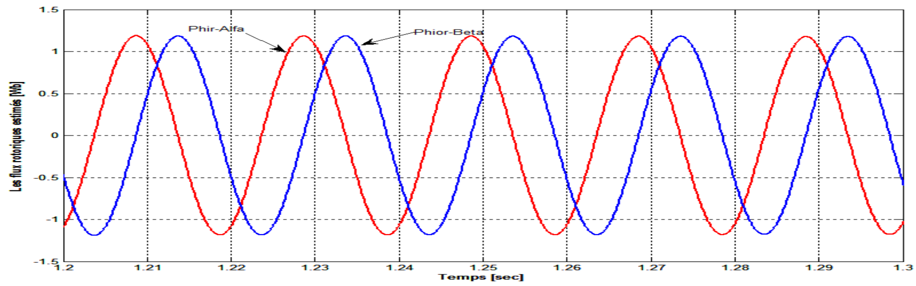
Figure (II.22.b) : Courbe de la vitesse réelle mesurée et estimée (zoom).



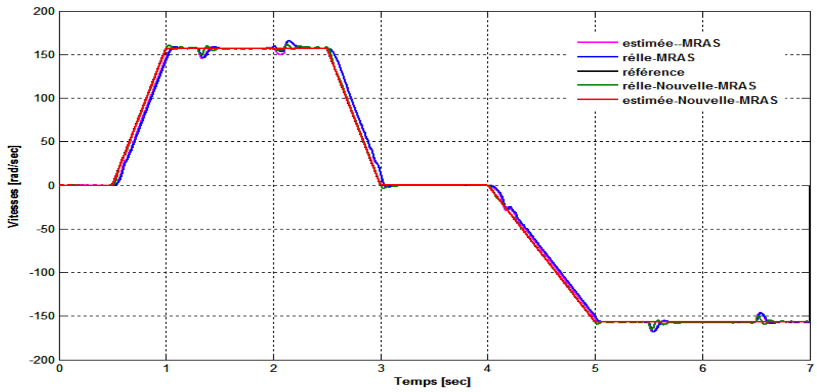
Figure(II.22.c) : Erreur d'estimation de vitesse.



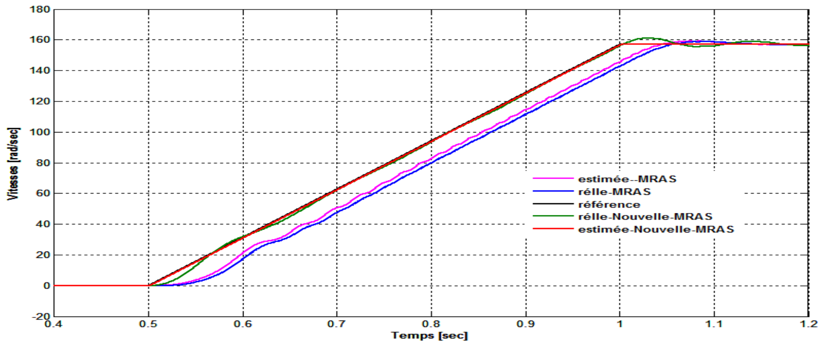
Figure(II.23.a) : Flux rotorique observé.



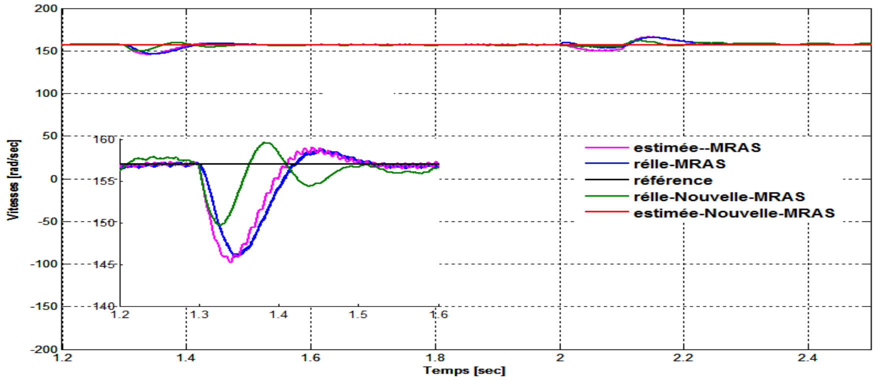
Figure(II.23.b) : Flux rotorique observé (zoom).



Figure(II.24.a) : Comparaison des vitesses issues de l'MRAS classique et l'MRAS proposée.



Figure(II.24.b) : Comparaison des vitesses issues de l'MRAS classique et l'MRAS proposée



Figure(II.24.c) : Comparaison des vitesses issues de l'MRAS classique et l'MRAS proposée

III.3 Observateurs stochastiques

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence de bruit dans le système ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

II.3.1 Filtre de Kalman

II.3.1.1 *Principe de base*

Dans la famille des observateurs, le filtre de Kalman présuppose la présence de bruits sur l'état et sur la sortie. La présence naturelle de bruits lorsqu'une machine asynchrone est pilotée par un onduleur représente un argument pour ce choix. Nous présenterons ici une structure du filtre de Kalman classique [16],[27]. Ses caractéristiques porteront sur l'observation du flux et de la vitesse rotorique [1], [36], [37], [38], [39]. Les seules grandeurs de mesures sont les courants statoriques. Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice K_f est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées, ainsi dans le stochastique on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits de mesure.

La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe.

Le modèle en vue de cette observation est celui défini dans le référentiel lié au stator et décrit par les équations (I.17) avec $\omega_a = 0$.

II.3.1.2 *Discrétisation du modèle*

Le filtre de Kalman est un algorithme récursif de traitement des données qui génère, à partir d'un ensemble de mesures bruitées, l'estimation des variables d'états d'un système dynamique. Etant donné que ce filtre doit être utilisé en temps réel, nous utilisons l'algorithme discret.

Pour cela on suppose que l'entrée de commande est constante entre les instants $(k-1)T_e$ et kT_e. Cette hypothèse fait introduire un échantillonnage / blocage de l'entrée dans le cas où la période d'échantillonnage est régulière [16]. Donc le modèle discret est exprimé par [16], [27] :

$$\begin{cases} X\left((k+1)T_e\right) = F.X(kT_e) + H.U(kT_e) \\ Y(kT_e) = C.X(kT_e) \end{cases} \tag{II.77}$$

Pour simplifier la notation on remplace (kT_e) par (k), le système (II.77) devient :

$$\begin{cases} X(k+1) = F.X(k) + H.U(k) \\ Y(k) = C.X(k) \end{cases} \tag{II.78}$$

Où la matrice F est déduite de la matrice de transition d'état $\phi(t)$ dans laquelle on remplace le temps t par la période d'échantillonnage T_e, on obtient ainsi :

$$\begin{cases} F = \phi(T_e) \\ H = \psi(T_e).B \end{cases} \tag{II.79}$$

Or la matrice de transition d'état est calculée par la transformée inverse de la Laplace

$$\phi(t) = L^{-1}\left((SI - A)^{-1}\right) \tag{II.80}$$

Tel que la matrice A est définie par l'équation (II.82)

La matrice $\psi(t)$ est donnée par :

$$\psi(t) = \int_0^{T_e} \phi(\tau)d\tau \tag{II.81}$$

En utilisant les équations (II.78), (II.79), (II.80) et (II.81) on obtient le modèle discret de la machine asynchrone suivant :

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) \\ I_{s\beta}(k+1) \\ \Phi_{r\alpha}(k+1) \\ \Phi_{r\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1+a_1T_e) & 0 & a_2T_e & a_3T_e\omega(k) \\ 0 & (1+a_1T_e) & -a_3T_e\omega(k) & a_2T_e \\ a_4T_e & 0 & (1+a_5T_e) & -T_e\omega(k) \\ 0 & a_4T_e & T_e\omega & (1+a_5T_e) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k) \\ I_{s\beta}(k) \\ \Phi_{r\alpha}(k) \\ \Phi_{r\beta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bT_e & 0 \\ 0 & bT_e \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \qquad \text{(II.82)}$$

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k+1) \\ I_{s\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{s\alpha}(k) & I_{s\beta}(k) & \Phi_{r\alpha}(k) & \Phi_{r\beta}(k) \end{bmatrix}^T \qquad \text{(II.83)}$$

Les équations (II.82) et (II.83) donnent la forme suivante :

$$\begin{cases} X(k+1) = A_d X(k) + B_d U(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) \end{cases} \qquad \text{(II.84)}$$

II.3.1.3 *Modèle stochastique non linéaire de la machine asynchrone*

Pour tenir compte des bruits du système ainsi que les bruits de mesures, on considère le modèle stochastique suivant [16], [27] :

$$\begin{cases} X(k+1) = f\big(X(k), U(k), k\big) + b_{rs}(k) \\ Y(k+1) = C_d X(k) + b_{rm}(k) \end{cases} \qquad \text{(II.85)}$$

Où $f\big(X(k), U(k), k\big)$ est définie par (II.82) et b_{rs} , b_{rm} sont respectivement les vecteurs de bruit sur le système (bruit d'état) et le bruit sur les mesures caractérisés par les propriétés suivantes :

- Leurs valeurs moyennes sont nulles :

$$\begin{aligned} E[b_{rs}(t)] &= 0 \\ E[b_{rm}(t)] &= 0 \end{aligned} \qquad \text{(II.86)}$$

- Leurs auto corrélation s'expriment par :

$$E\left[b_{rs}(t).b_{rs}(t)^T \right] = Q(t).\delta(t-\tau) \qquad \text{(II.87)}$$

$$E\left[b_{rm}(t).b_{rm}(t)^T \right] = \Re(t).\delta(t-\tau) \qquad \text{(II.88)}$$

δ est une fonction impulsion de Dirac , les matrices $Q(t)$ et $\Re(t)$, définies non négatives , sont symétriques et présentent les densité spectrales de puissance moyenne $b_{rs}(t)$ et $b_{rm}(t)$.

- Absence de corrélation entre $b_{rs}(t)$ et $b_{rm}(t)$:

$$E\left[b_{rm}(t).b_{rs}(t)^T\right] = 0 \qquad \text{(II.89)}$$

- Absence de corrélation entre les bruits et l'état initial :

$$E\left[b_{rs}(t).X_0(t)^T\right] = E\left[b_{rm}(t).X_0(t)^T\right] \qquad \text{(II.90)}$$

II.3.1.4 *Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état*

Les matrices de covariances des bruits de système et de mesure sont données comme suit :

$$\operatorname{cov} b_{rs}(k) = E\left\{b_{rs}(k).b_{rs}(k)^T\right\} = Q(k) \qquad \text{(II.91)}$$

$$\operatorname{cov} b_{rm}(k) = E\left\{b_{rm}(k).b_{rm}(k)^T\right\} = \Re(k) \qquad \text{(II.92)}$$

II.3.1.5 *Algorithme de Kalman*

Le filtre de Kalman peut être exécuté en utilisant le modèle stochastique non linéaire de la machine asynchrone décrit par l'équation (II.85). On distingue deux étapes principales pour la réalisation d'un filtre de Kalman, une phase de prédiction, et une phase de correction [1], [36], [37], [39]. Ces deux étapes sont introduites par une initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances. La figure (II.25) illustre le schéma de principe de la structure du filtre de Kalman.

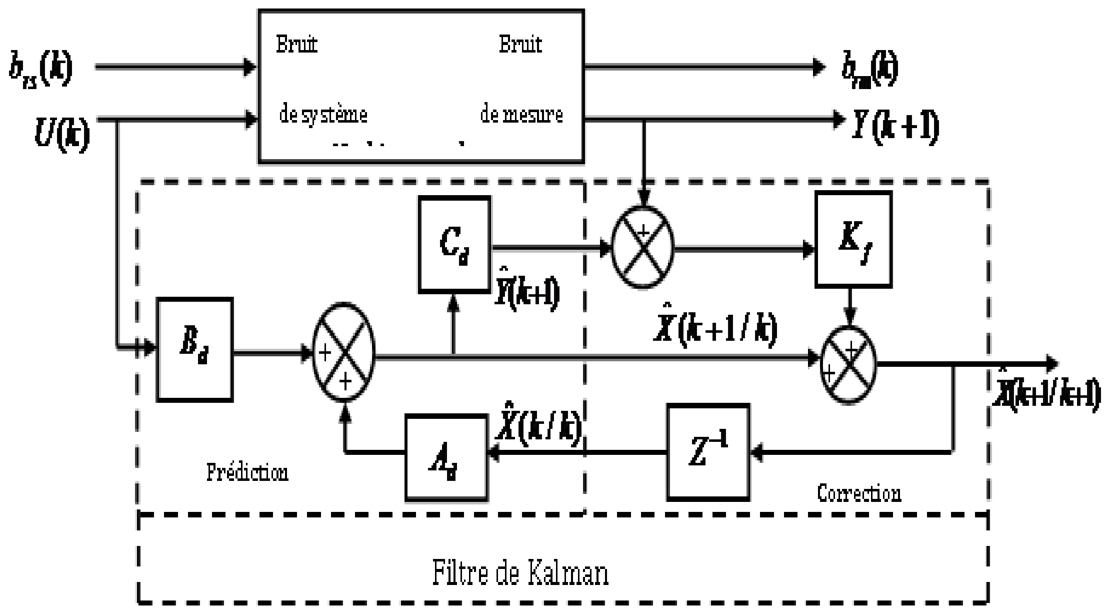


Figure (II.25) Schéma de principe du filtre de Kalman.

II.3.1.6 *Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariances*

L'état initial du système est une variable aléatoire d'espérance ou de (moyenne nulle) $\hat{X}_{0/0}$, de matrice de covariance $P_{0/0}$ connue, indépendante du bruit d'état et de mesure. Ces hypothèses peuvent êtres résumées en écrivons:

$$E\left\{\begin{bmatrix} X_0 \\ b_{rs0} \\ b_{rm0} \end{bmatrix}\right\} = \begin{bmatrix} \hat{X}_{0/0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \;,\; E\left\{\begin{bmatrix} X_0 \\ b_{rs0} \\ b_{rm0} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} X_0 \\ b_{rs0} \\ b_{rm0} \end{bmatrix}^T\right\} = \begin{bmatrix} P_{0/0} & 0 & 0 \\ 0 & Q_0.\delta & 0 \\ 0 & 0 & \Re_0.\delta \end{bmatrix} \qquad \text{(II.93)}$$

Où :

$P_{0/0} > 0$, $Q_0 > 0$, $\Re_0 > 0$

δ Est l'impulsion de Dirac

II.3.1.7 *Phase de prédiction*

Le bruit b_{rs} est une variable aléatoire indépendante. Les observations passées n'apportent donc aucune information sur sa valeur présente. En remplaçant b_{rs} par sa valeur moyenne nulle, on obtient le prédicateur :

$$\hat{X}(k+1/k) = A(k).\hat{X}(k/k) + B(k)U(k) \qquad \text{(II.94)}$$

Cette prédiction correspond à l'évolution qu'aurait l'état du système en l'absence de bruit. L'erreur de prédiction est alors :

$$X(k+1) - \hat{X}(k+1/k) = A(k)\left(X(k) - \hat{X}(k/k)\right) + b_{rs}(k) \qquad \text{(II.95)}$$

Si la prédiction est non biaisée, l'erreur de prédiction a pour covariance :

$$P(k+1/k) = E\left\{\left(X(k+1) - \hat{X}(k+1/k)\right).\left(X(k+1) - \hat{X}(k+1/k)\right)^T\right\} \qquad \text{(II.96)}$$

$$P(k+1/k) = A(k).P(k/k).A(k)^T + Q(k) \qquad \text{(II.97)}$$

Grâce à $\hat{X}(k+1/k)$ on peut déduire $\hat{Y}(k+1/k)$ par :

$$\hat{Y}(k+1/k) = C(k+1).\hat{X}(k+1/k) \qquad \text{(II.98)}$$

II.3.1.9 *Phase de correction*

Notre objectif est d'avoir une estimation récursive du vecteur d'état qui, à partir de l'estimation $\hat{Y}(k+1/k)$ nous fournit, si une mesure est disponible à l'instant $k+1$ noté $Y(k+1)$, une nouvelle estimation, compte tenu de cette dernière mesure. Il s'agit donc d'améliorer l'estimation de l'état en tenant compte de l'écart $Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k)$ par l'intermédiaire d'un gain $K_f(k+1)$, objet de la phase de correction.

Au cours de cette phase, on améliore la connaissance de $X(k+1)$ et $P(k+1)$ en remplaçant $\hat{Y}(k+1/k)$ par $\hat{Y}(k+1/k+1)$ et $P(k+1/k)$ par $P(k+1/k+1)$ pour tenir compte de la nouvelle mesure à l'instant $k+1$. Pour cela, on introduit un terme de correction sur la prédiction suivant l'équation récursive :

$$\hat{X}(k+1/k+1) = \hat{X}(k+1/k) + K_f(k+1).\left(Y(k+1) - \hat{Y}(k+1/k)\right) \qquad \text{(II.99)}$$

On choisit $K_f(k+1)$ de manière à minimiser la variance des erreurs d'estimation à posteriori. Cela revient à minimiser la trace de la matrice de covariance $P(k+1/k+1)$. Après calcul on obtient :

$$K_f(k+1) = P(k+1/k).C^T\left(C.P(k+1/k).C^T + \Re(k+1)\right)^{-1} \tag{II.100}$$

On actualise alors l'estimée de la covariance :

$$P(k+1/k+1) = \left(I - K_f(k+1).C\right).P(k+1/k) \tag{II.101}$$

Le filtre est initialisé par la variance des bruits d'état $Q(k)$ et de mesures $\Re(k)$, par l'état initial estimé. Ce filtre fournit une estimation optimale de l'état.

II.3.1.9 *Résultats de simulation*

Les résultats de simulation obtenus, lors de l'essai en boucle ouverte du filtre de Kalman, sont présentés par les figures (II.26-28). On montre les formes des deux composantes du flux rotorique ainsi que les courants statoriques estimés , la vitesse estimée et son erreur d'estimation. On constate l'installation correcte du flux rotorique, les allures des deux composantes du flux restent parfaitement en quadrature, et leurs amplitudes sont identiques. L'estimation de la vitesse rotorique se fait également d'une manière correcte. On note aussi une bonne estimation des courants statoriques et une bonne estimation de la vitesse.

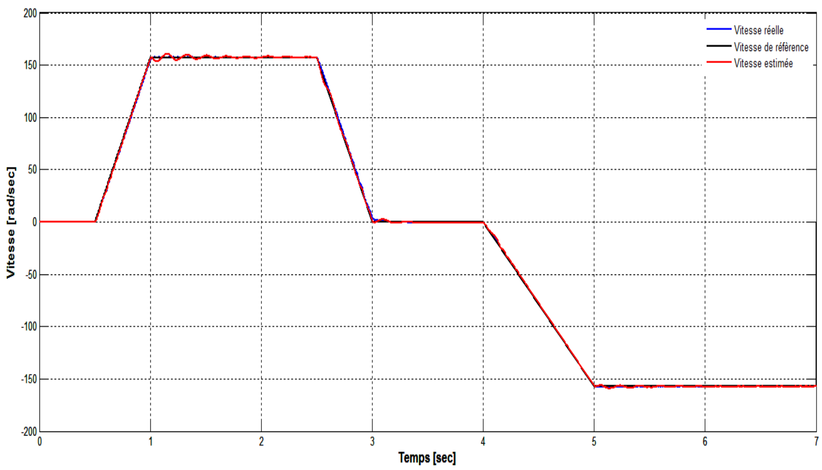


Figure (II.26.a) : Courbe de la vitesse réelle mesurée et la vitesse estimée.

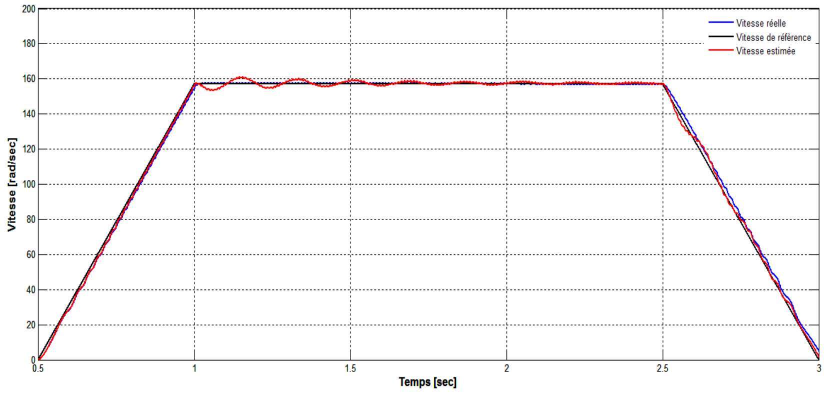
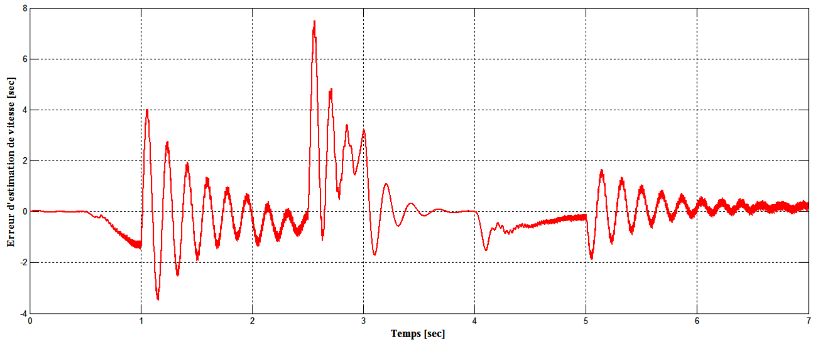


Figure (II.26.b) : Courbe de la vitesse réelle mesurée et la vitesse estimée (zoom).



Figure(II.26.c) : Erreur d'estimation de vitesse.

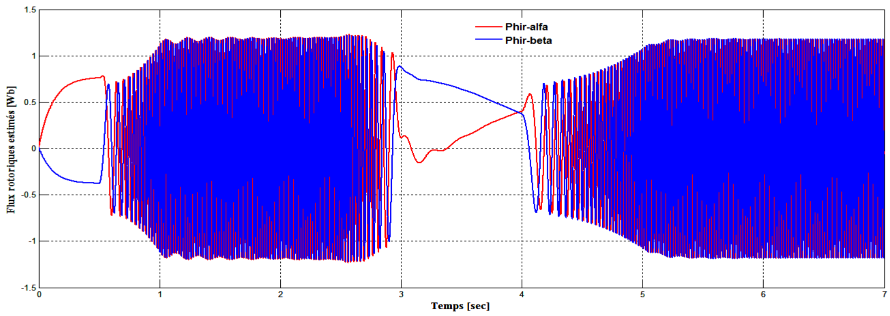


Figure (II.27.a) : Résultats de simulation des flux ($\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}$).

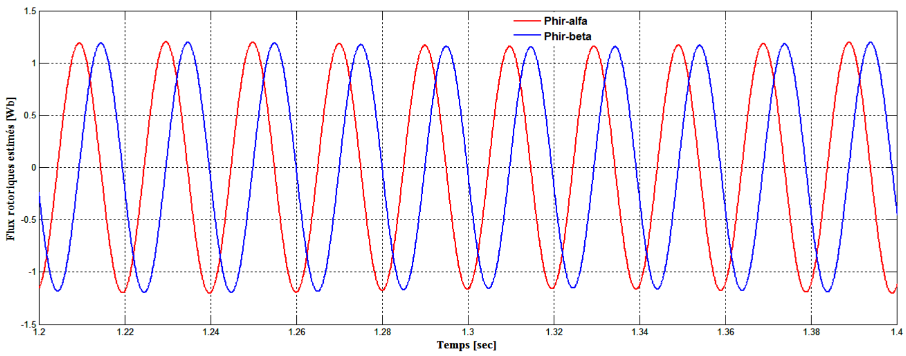


Figure (II.27.b) : Résultats de simulation des flux ($\hat{\Phi}_{r\alpha}, \hat{\Phi}_{r\beta}$) (zoom).

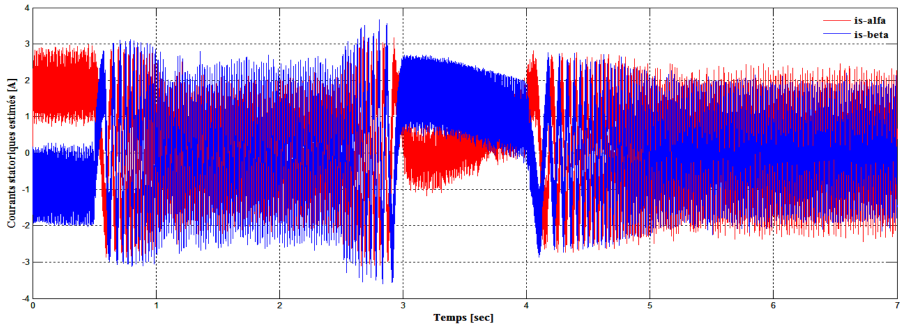


Figure (II.28.a) : Résultats de simulation des courants ($\hat{i}_{s\alpha}$, $\hat{i}_{s\beta}$).

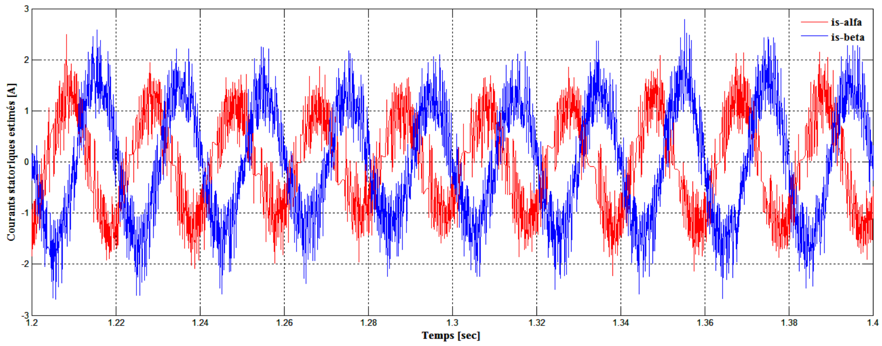


Figure (II.28.b) : Résultats de simulation des courants ($\hat{i}_{s\alpha}$, $\hat{i}_{s\beta}$) (zoom).

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs techniques d'observation du flux rotorique et de la vitesse ont été étudiées et simulées. Les résultats de simulation sont satisfaisants, la convergence est acquise, la stabilité est garantie également. Les observateurs présentés dans ce chapitre seront exploités par la suite dans la commande vectorielle de la machine asynchrone pour aboutir à une commande sans capteur.

Chapitre III
COMMANDE SANS CAPTEUR

III.1 Introduction

Des commandes à rendement élevé pour la machine asynchrone peuvent être mises en application au moyen de contrôleurs de vitesse/flux qui se basent sur des concepts d'orientation de flux. La commande vectorielle par orientation de flux est une Commande basée sur les courants, les flux et la vitesse mécanique. Des capteurs mécaniques employés pour mesurer la vitesse mécanique, réduisent la robustesse et la fiabilité d'entraînement de la machine asynchrone et augmentent son coût ainsi que la complexité des montages. Par conséquent, durant cette dernière décennie, les commandes sans capteur mécanique de la machine asynchrone (sans mesure de vitesse), sont devenues un sujet important et un attrayant champ de la perspective industrielle. Dans cette partie on va présenter la validation expérimentale de deux observateurs déterministe et stochastique (filtre de Kalman) incorporés au sein de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, ceci nous permettra de réaliser une commande sans capteur de vitesse. Dans le même contexte la robustesse de la commande sans capteur sera prise en considération ; trois théories de contrôle seront exploitées à savoir : la première technique PLL (phased looked loop) pour estimer l'angle de Park, la deuxième consistera à combiner le contrôleur PI avec un régulateur de type LQR, la troisième sera consacré à la commande par platitude,Le recours à la commande améliorée par l'utilisation de la PLL permettra d'assurer le suivi de la vitesse, de flux et de courant en assurant à chaque fois le maintien de l'autopilotage. En ce qui concerne la technique LQR-PI, l'apport consistera à améliorer les performances de la régulation de vitesse dans une commande vectorielle sans capteur. Quand à la commande par platitude cela permettra d'assurer des dynamiques stables pour les erreurs d'estimation de vitesse, des flux et des courants.

III.2 Commande vectorielle sans capteur

III.2.1 Commande vectorielle sans capteur à base d'observateur d'état

Les résultats expérimentaux de la commande vectorielle sans capteur mécanique associée à l'observateur d'état d'ordre réduit présenté au chapitre 2, sont présentés sur la figure (III.2). Le schéma Simulink utilisé sur la plate forme d'essai pour expérimenter cette commande est donné par la figure (III .1).

La machine asynchrone utilisée pour les tests expérimentaux est une machine à cage dont les caractéristiques sont citées en annexe.

III.2.1.1 Résultats expérimentaux

Dans la figure (III.2.a-b), on remarque que la poursuite de vitesse s'effectue d'une manière très acceptable. On note que la vitesse estimée coïncide avec la vitesse réelle et la vitesse de référence en particulier en régime établi.

Les flux estimés, figure (III.2.c-d), sont bien sinusoïdaux et en quadratures, on remarque bien sur la figure (III.2.e) que l'appel du courant durant l'application de la charge n'est très important.

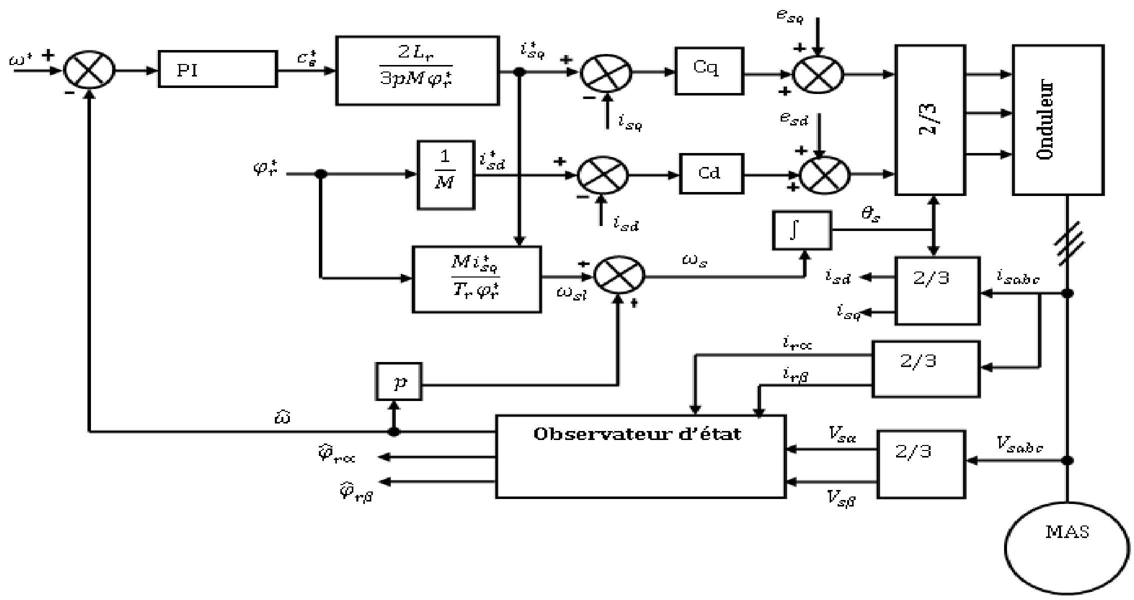


Figure (III.1) : Schéma de la commande sans capteur mécanique à base d'observateur d'état.

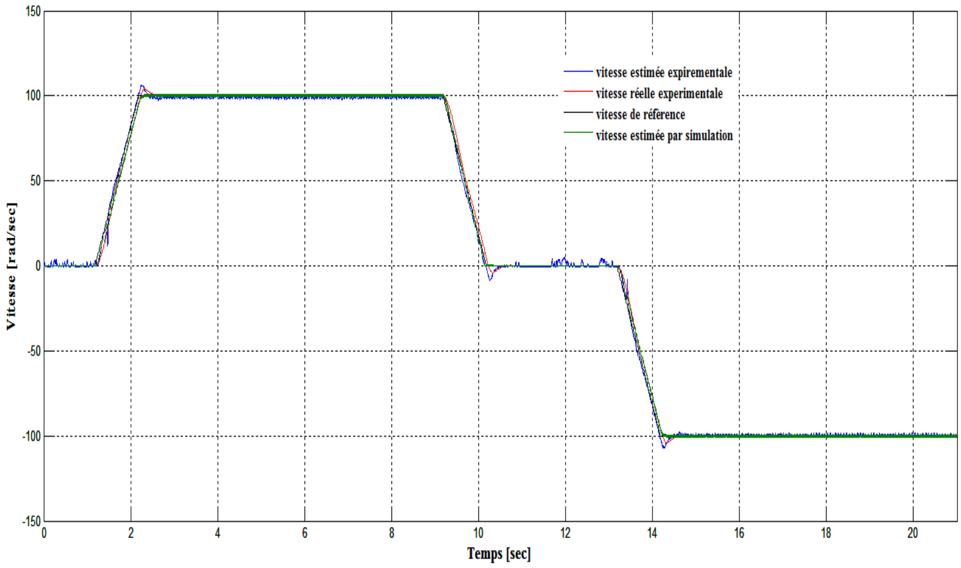


Figure (III.2.a) : Courbes de vitesse rotorique (Expérimentale et simulée).

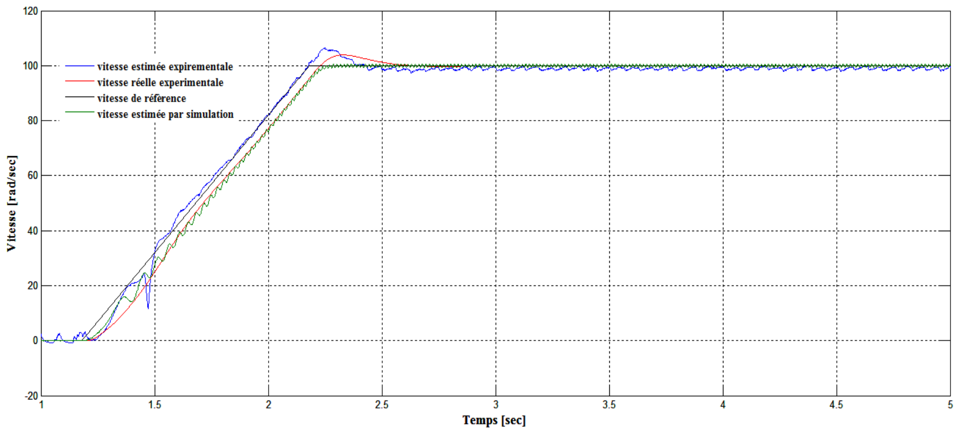


Figure (III.2.b) : Courbes de vitesse rotorique (Expérimentale et simulée), Zoom.

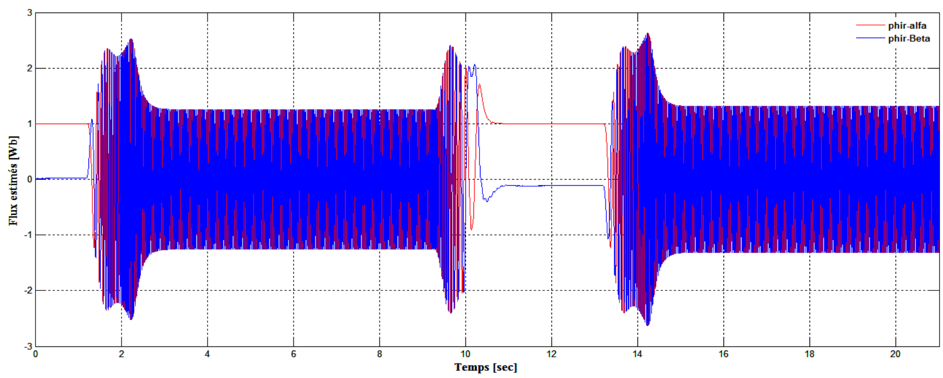


Figure (III.2.c) : Courbes des flux rotorique estimés $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{r\beta}$.

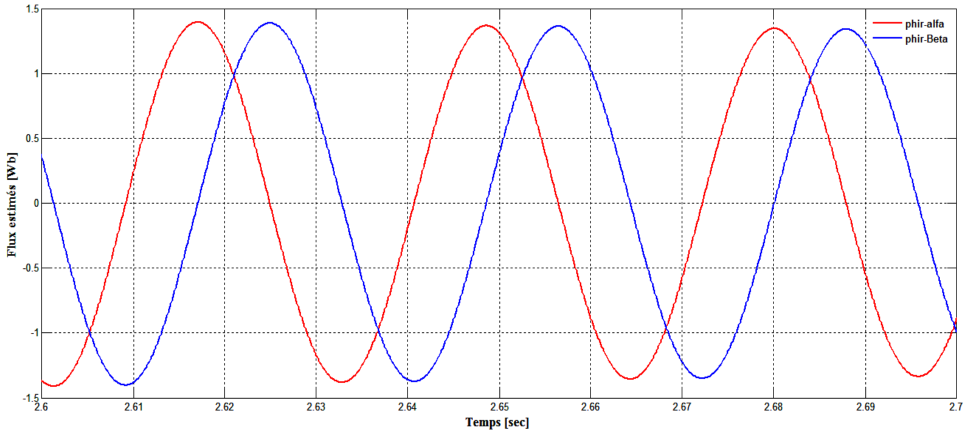


Figure (III.2.d) : Courbes des flux rotorique estimés $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{r\beta}$, Zoom .

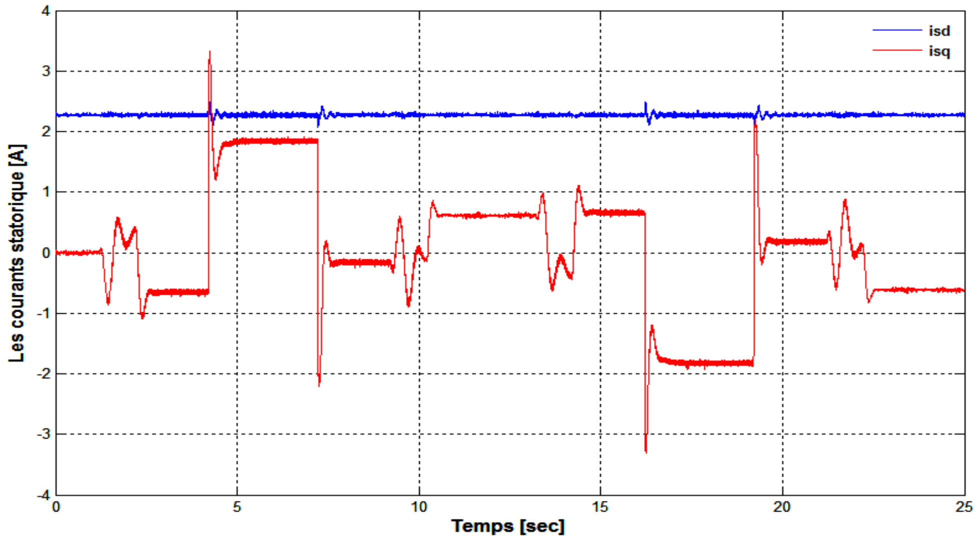


Figure (III.2.e) : Courbes du module de flux rotorique estimés $i_{sd}\ et\ i_{sq}$.

III.2.2 Commande vectorielle sans capteur avec la MRAS-améliorée (nouvelle approche)

Les résultats expérimentaux obtenus pour cette nouvelle approche basée sur la technique MRAS sont montrés sur les Figure (III.4a-c). Nous remarquons que lorsqu'on applique un offset durant le passage par la vitesse nulle, la vitesse estimée Figure (III.4a) est stable, et l'observateur semble ne pas être influencé par l'application de cette offset, il apparaît uniquement un petit écart statique, cela pendent l'application de la charge. Les flux estimés (Figure III.4c) sont parfaitement établis.

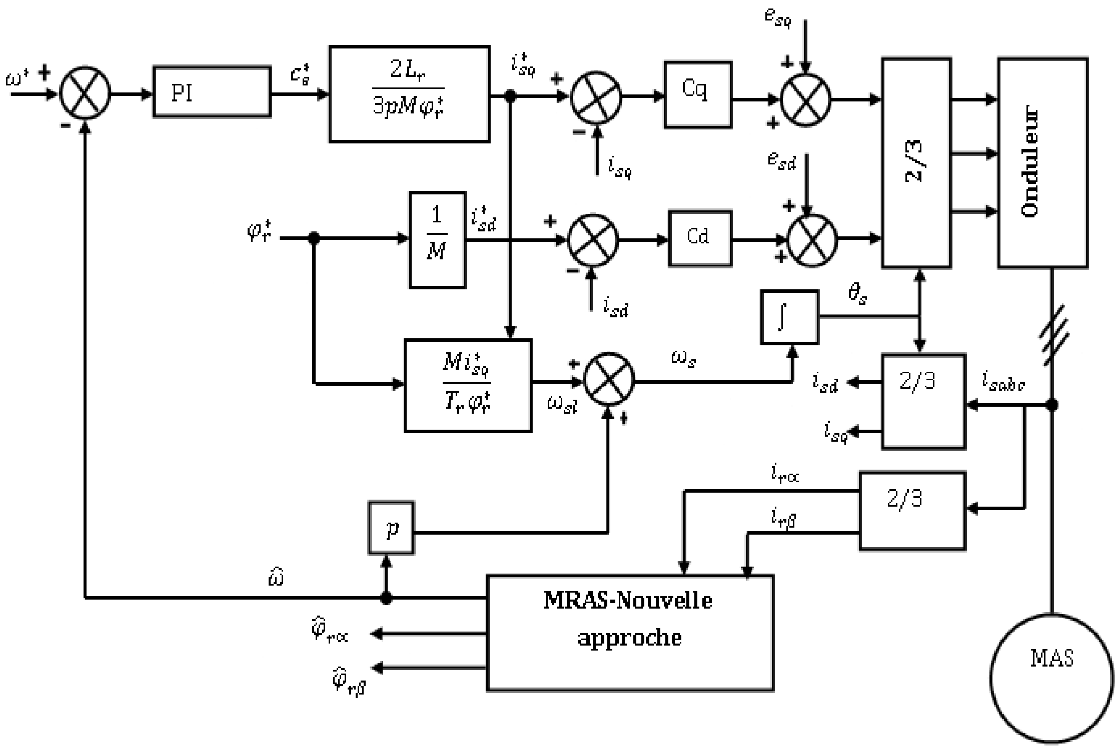


Figure (III.3) : schéma de la commande sans capteur mécanique par nouvelle MRAS.

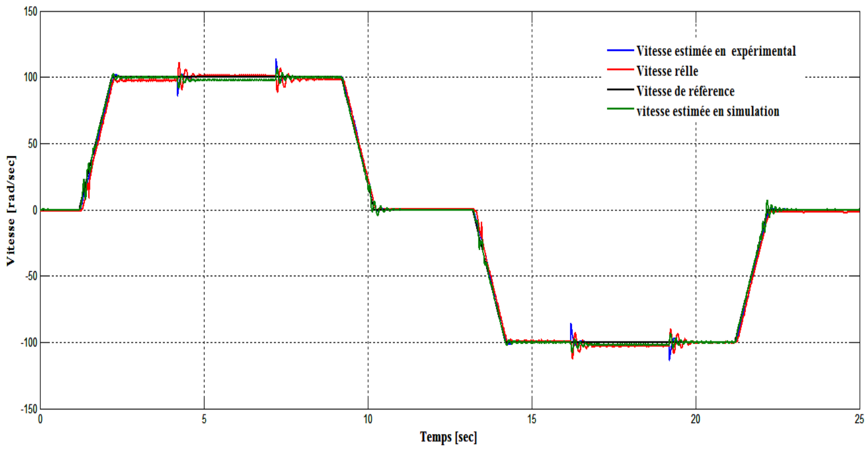


Figure (III.4a) : Courbes de vitesse rotorique (Expérimentale et simulée).

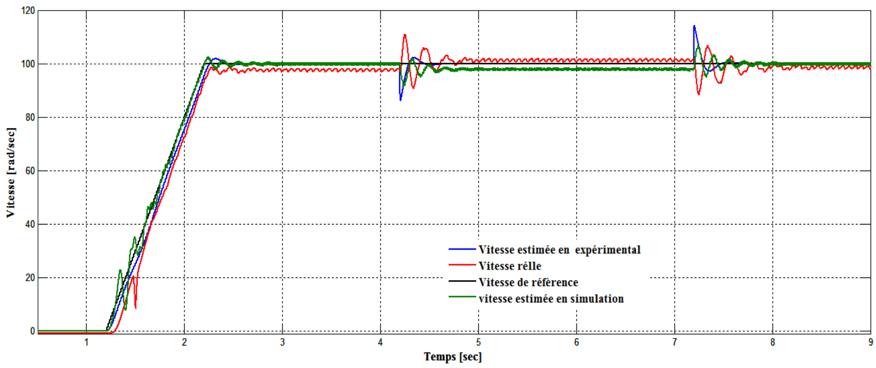


Figure (III.4a) : Courbes de vitesse rotorique (Expérimentale et simulée) Zoom.

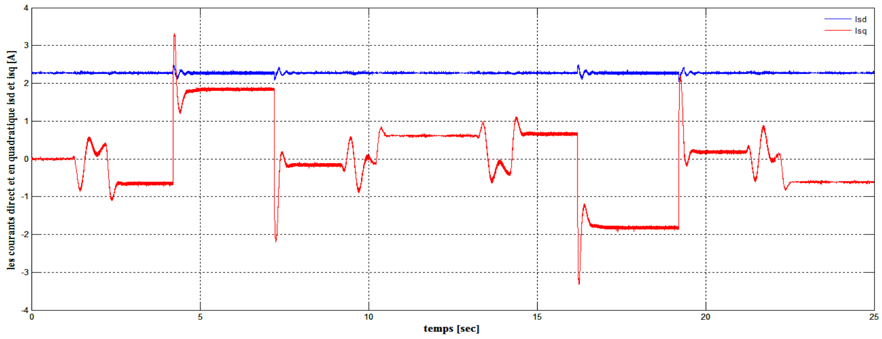


Figure (III.4b) : Courbes des courants statoriques i_{sd} et i_{sq}.

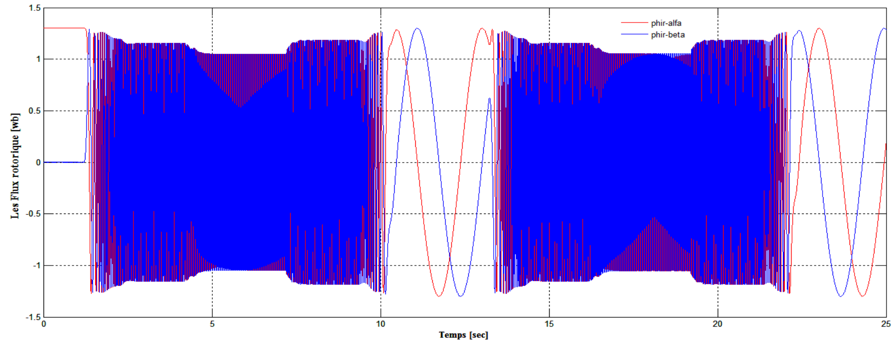


Figure (III.4c) : Courbes des flux rotorique estimés $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et$\hat{\varphi}_{r\beta}$.

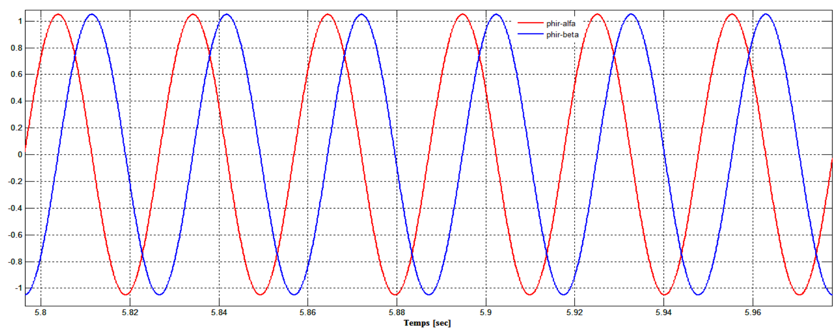


Figure (III.4c) : Courbes des flux rotorique estimés $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et$\hat{\varphi}_{r\beta}$ (Zoom).

III.2.3 Commande vectorielle sans capteur avec observateur stochastique (filtre de Kalman)

L'observateur stockastique, filtre de kalman est associé à la commande vectorielle afin de permettre l'estimation des grandeurs non mesurables ainsi que la vitesse mécanique. Les figures (III.5a-d) montrent respectivement l'allure des vitesses, des flux et des courants estimés et réels. Le profil qu'on a choisi nous permet de vérifier le bon comportement du filtre de Kalman. On note cependant un problème dans la zone des faibles vitesses et au moment de l'arrêt, on constate que la réponse du filtre de Kalman est très peu différente en transitoire de celle de référence.

De même, sur le plan expérimental le rejet de perturbation (application de la charge) n'est pas parfait comparé aux résultats obtenus par simulation numérique [65]. Probablement ces anomalies sont dues principalement au pas d'échantillonnage choisi (k=100) jugé insuffisant pour obtenir des performances meilleures que celles obtenues avec le DSP disponible au sein du laboratoire. Par contre, les flux et les courants statoriques s'établies correctement.

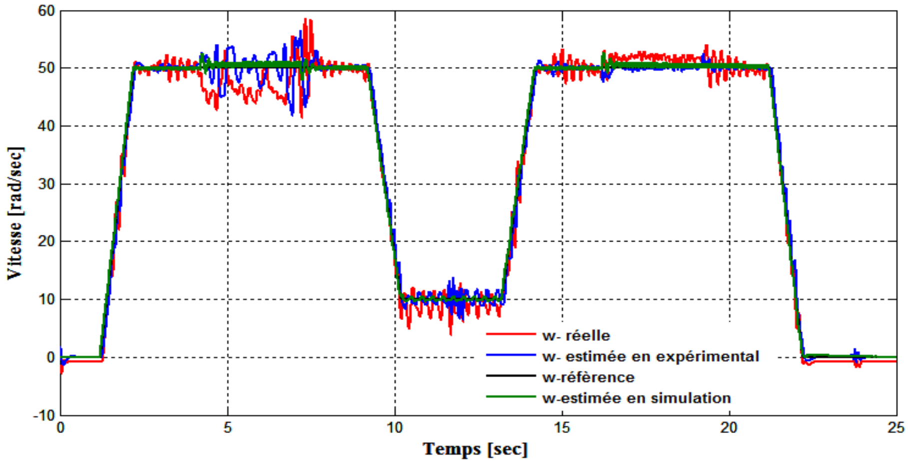


Figure (III.5a) : Courbes de vitesse rotorique (Expérimentale et simulée).

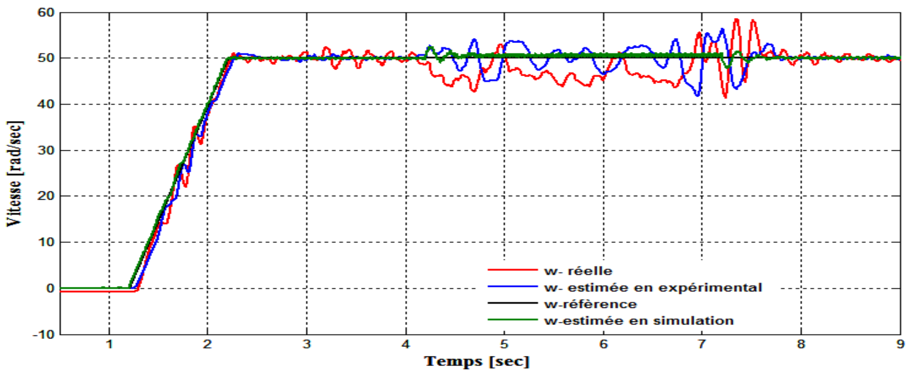


Figure (III.5a) : Courbes de vitesse rotorique (Expérimentale et simulée), Zoom.

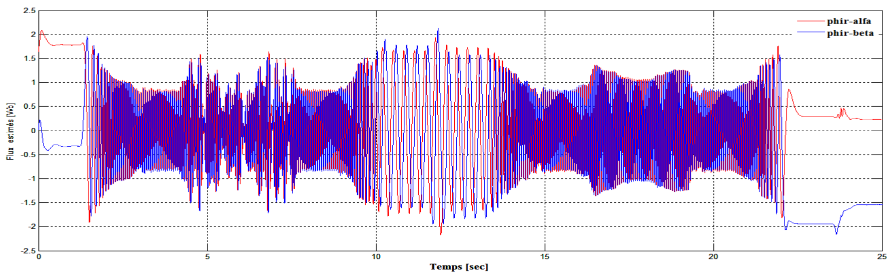


Figure (III.5c) : Courbes des flux rotorique estimés $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{r\beta}$.

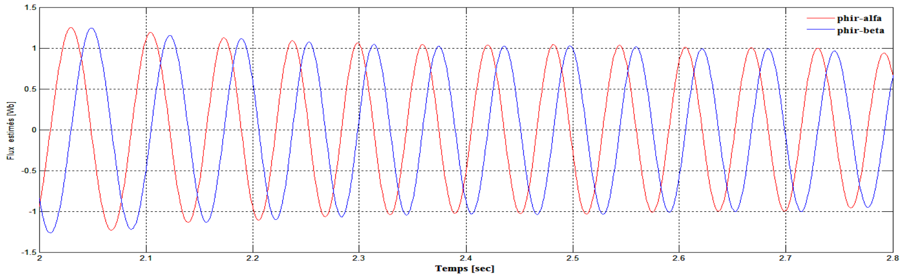


Figure (III.5c) : Courbes des flux rotoriques estimés $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{r\beta}$ Zoom.

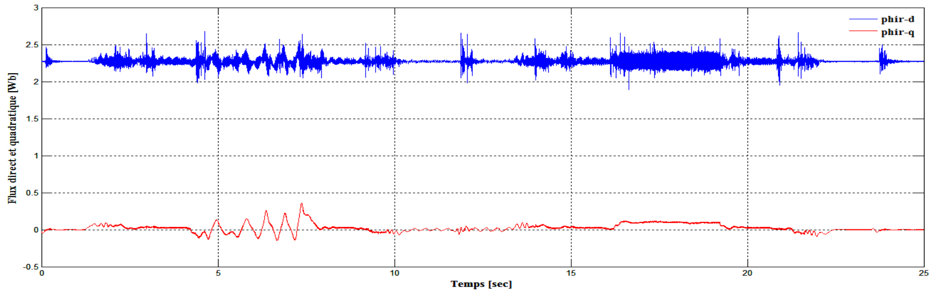


Figure (III.5c) : Courbes des flux rotoriques estimés $\hat{\varphi}_{rd}$ et $\hat{\varphi}_{rq}$.

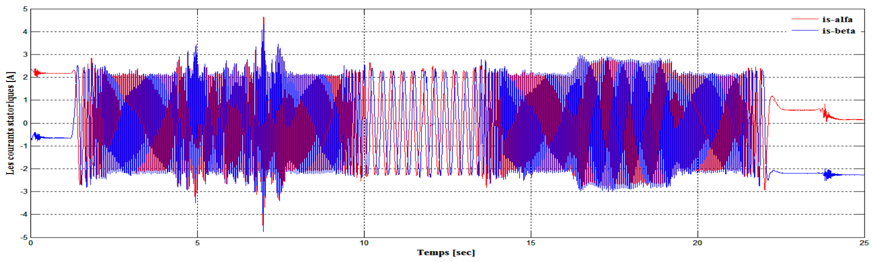


Figure (III.5d) : Courbes des courants statoriques estimés $\hat{\imath}_{r\alpha}$ et $\hat{\imath}_{r\beta}$.

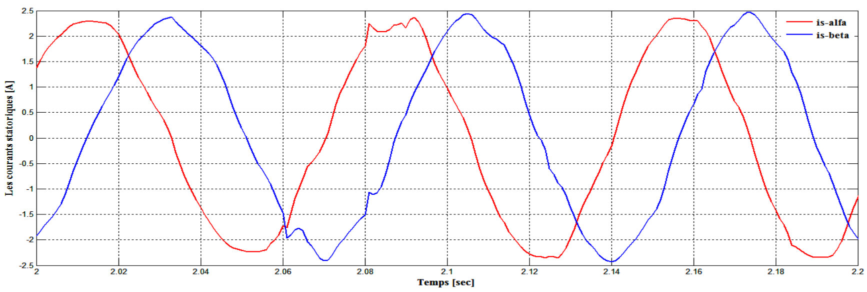


Figure (III.5d) : Courbes des courants statoriques estimés $\hat{\imath}_{r\alpha}$ et $\hat{\imath}_{r\beta}$ Zoom.

III.2.4 Commande vectorielle sans capteur : Estimation de l'angle de Park en utilisant l'approche PLL

Les technique d'observation citée dans plusieurs références, à savoir [41], [42],[43],[44],[45],[46],[47],[48,] dont la fréquence statorique est estimée à partir de la dérivée de la fonction Arctg de l'angle du flux statorique ou via une boucle à verrouillage de phase (PLL). A partir du modèle de la machine asynchrone exprimé dans le référentiel lié au rotor, nous pouvons estimer la fréquence de glissement en calculant la dérivée de la fonction Arctg de l'angle du flux rotorique. Dans les références citées ci-dessus, la vitesse rotorique est estimée à partir des équations en régime permanent de la machine asynchrone, ce qui limite le domaine d'application de cette technique. Dans la plupart des cas, le problème principal posé par ces techniques est l'utilisation de l'intégration pour obtenir soit le flux statorique où le flux rotorique. D'autant plus que le gain de la fonction intégrale à basse fréquence est très grand voir infini à la fréquence zéro, ces techniques ne sont pas efficaces en basses vitesses ce qui influent sur la robustesse de la commande.

Dans cette partie, la technique PLL est exploitée pour l'estimation directe de l'ange de Park θ_s [64]. L'objectif est d'aboutir à une commande vectorielle sans capteur avec un degré de robustesse acceptable et ceci en garantissant le maintien de l'autopilotage.

III.2.4.1 Théorie de la PLL

Les boucles à verrouillage de phase PLL (Phased Locked Loop) sont généralement utilisées dans le domaine de télécommunications, pour le traitement de l'information et de transmission des données. C'est un système qui permet de synchroniser la phase instantanée de deux signaux .

- ***Schéma fonctionnel d'une PLL***

Une boucle à verrouillage de phase utilisée en télécommunications comporte trois éléments: un comparateur de phase (CP), un oscillateur contrôlé en tension (VCO) et un filtre de boucle (correcteur). Le schéma fonctionnel de la PLL est représenté ci-dessous:

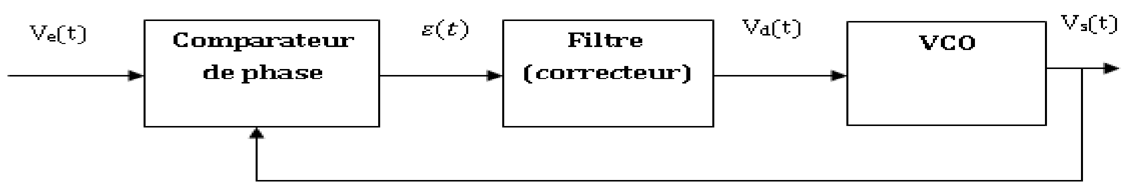


Figure (III.6) : Schéma fonctionnel de la PLL.

- ***Principe de fonctionnement***

On suppose que la PLL fonctionne correctement: les signaux $V_e(t)$ et $V_s(t)$ ont donc même fréquence ($F_e = F_s = F_{e1}$). Cette égalité de fréquence est obtenue par l'intermédiaire de la comparaison des phases des deux signaux $\Phi_e(t) - \Phi_s(t) = \Delta\Phi_1$, elle est fournie par le comparateur de phase. Si la fréquence du signal de référence augmente (ou diminue) alors le point A du vecteur représentant $V_e(t)$ va se décaler vers la gauche (ou vers la droite) comme le montre la figure (III.7). Le comparateur de phase va alors détecter une augmentation (ou diminution) du déphasage qui provoque une variation de la tension de commande $V_d(t)$. Cette variation de la tension agit alors sur le VCO en rendant de nouveau la fréquence de $V_s(t)$ identique à celle du signal $V_d(t)$ donc $F_e = F_s = F_{e2}$., qui correspond à une valeur de déphasage $\Delta\Phi_2$).

Le principe de fonctionnement est le même dans le cas où c'est la fréquence du signal issu du VCO qui s'écarte de celle du signal de référence $V_e(t)$ (à la suite d'une perturbation par exemple). L'erreur de phase qui en résulte provoque une variation de la tension de commande $V_d(t)$ qui entraine de nouveau l'égalité entre les deux fréquences, le VCO est de nouveau synchronisé sur l'oscillateur de référence.

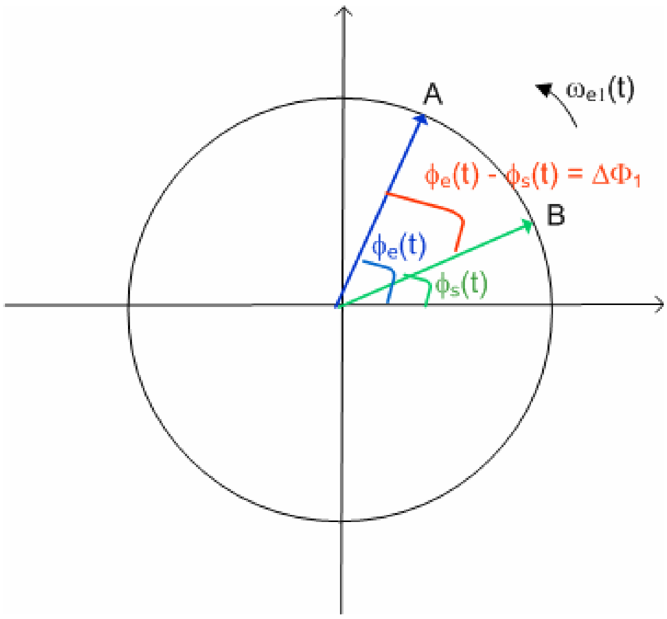


Figure (III.7) : représentation vectorielle de $\Phi_e(t), \Phi_s(t)$.

- ***Mise en équation de la PLL***

Un signal de la forme : $V_e(t) = V_e sin\Phi(t)$

La pulsation instantanée est donnée par : $w(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}$

Et la fréquence instantanée est donnée par : $f(t) = \frac{1}{2\pi}\frac{d\Phi(t)}{dt}$

Soit deux signaux :

$$V_1(t) = V_1 sin\Phi_1(t) \qquad (III.1)$$

$$V_2(t) = V_2 sin\Phi_2(t) \qquad (III.2)$$

avec : $\Phi_1(t) = w_1 t + \Psi_1$ et $\Phi_2(t) = w_2 t + \Psi_2$

Le déphasage $\Delta\Phi(t)$ de $V_1(t)$ par rapport à $V_2(t)$ correspond à la différence des deux phases instantanées :

$$\Delta\Phi(t) = (w_2 - w_1)t + \Psi_2 - \Psi_1 \quad \text{(III.3)}$$

Dans le domaine de Laplace, on peut écrire :

$$w(s) = s.\Phi(s) \quad \text{(III.4)}$$

$$f(s) = \frac{s\Phi(s)}{2\pi} \quad \text{(III.5)}$$

- ***Schéma bloc en grandeurs fréquence***

Le passage de la fréquence à la phase se fait en multipliant par ($\frac{2\pi}{s}$), figure(III.8). Le schéma bloc reste le même pour la fréquence et la phase, ce qui montre que la boucle permet également un asservissement en fréquence. Il faut noter que le système sera asservi ($f_e = f_s$) pour un écart de phase $\Delta\Phi = 0$.

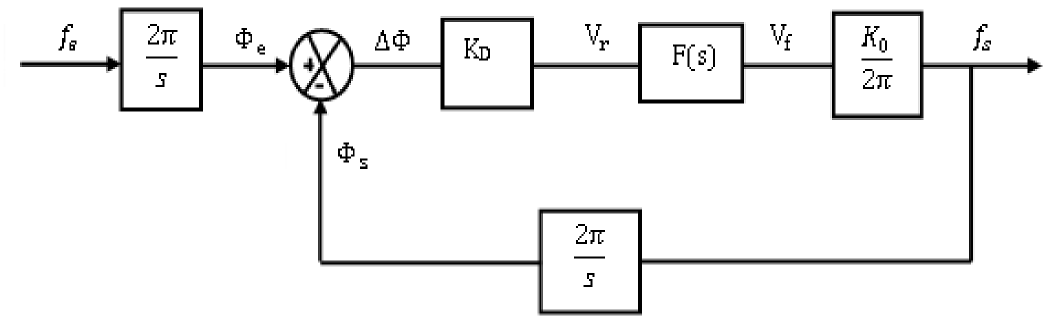


Figure (III.8) : Schéma bloc d'une PLL.

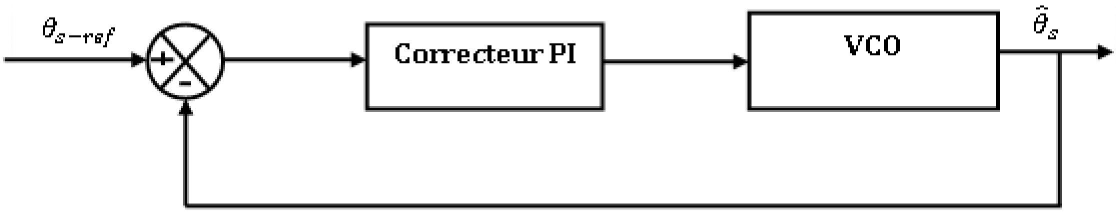
La fonction de transfert de la boucle fermée de la PLL s'écrit donc :

$$H(s) = \frac{(K_D K_0)/\tau}{s^2 + \frac{s}{\tau} + \frac{K_D K_0}{\tau}} \quad \text{(III.6)}$$

τ : est la constante de temps du filtre de premier ordre.

La fonction de transfert en boucle fermée de la PLL pour un filtre (correcteur) de premier ordre est donc caractéristique d'un système du deuxième ordre bien connu en asservissement. Les notions de bande passante, stabilité, précision et temps de réponse sont donc présentes dans l'étude d'une PLL et dépendent étroitement du coefficient d'amortissement du système, donc du choix du filtre.

Partant du principe de la PLL utilisée dans le domaine de télécommunication, une PLL est utilisée comme estimateur de l'angle de Park et incorporée dans la commande vectorielle. Pour le signal d'entrée, on a introduit l'angle de Park de référence défini par l'équation (III.7). La figure (III.9) montre le schéma bloc de la PLL qu'on a proposée.



Figure(III.9) : schéma bloc de la PLL proposée

Dans notre cas le VCO est représenté par la fonction de transfert suivante : $H(s) = \frac{K_0}{s}$

Avec : K_o est constante positive.

$$\theta_{s-ref} = \int \left(\frac{Mi_{sq-ref}}{T_r \emptyset_{ref}} + \boldsymbol{\omega}_{\mathbf{ref}} \right) dt \qquad \text{(III.7)}$$

La fonction de transfert de la boucle fermée est donnée par:

$$P(s) = \frac{(K_p.s + K_i).K_0}{s^2 + K_0 K_p.s + K_i K_0} \qquad \text{(III.8)}$$

K_p et K_i , sont les coefficients du correcteur, calculés à partir de l'étude de la stabilité et la précision du système.

La figure (III.10) illustre le schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur avec estimateur de l'angle de Park basé sur la technique de la PLL et l'association de la technique MRAS améliorée vue au chapitre précédent.

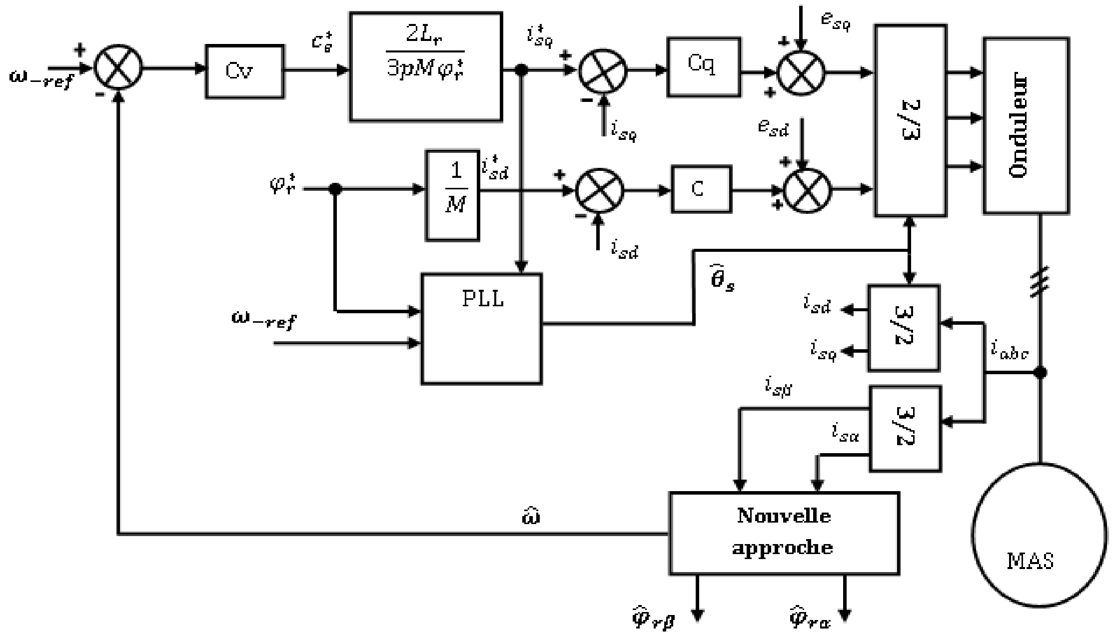
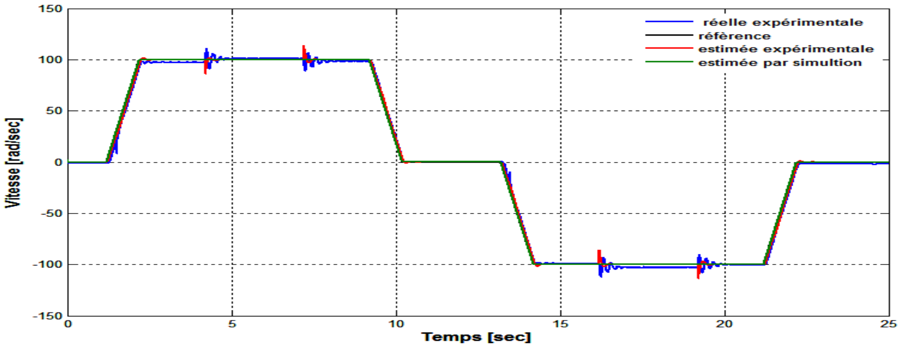


Figure (III.10) : Schéma bloc de la commande vectorielle sans capteur associée à la technique PLL.

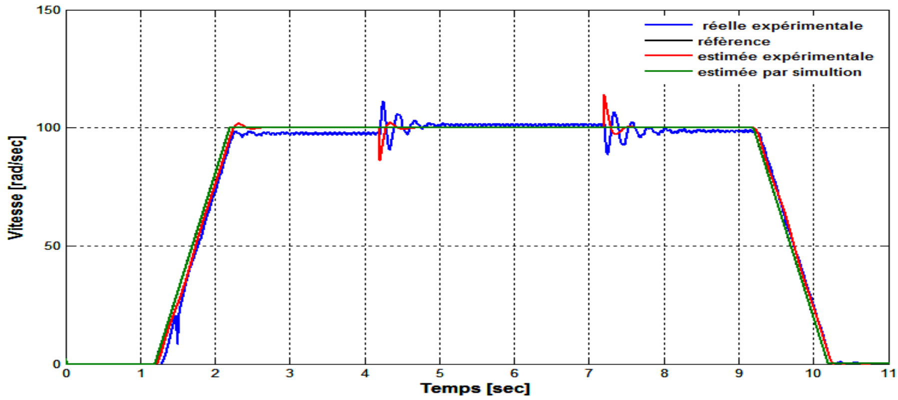
III.2.4.2 Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux sont présentés par les figure (III.11-15), on remarque, figure (III.11), que la vitesse rotorique s'établie d'une manière très convenable, et que la vitesse réelle mesurée et estimée suivent bien la référence. La poursuite de vitesse semble ne pas être influencée par l'application de la charge. Il est à signaler que la vitesse estimée en simulation est presque analogue à celle obtenue en expérimental.

D'après la figure (III.12), la composante du flux quadratique estimé $\hat{\varphi}_{rq}$ est nulle (conservation du découplage), ce qui atteste l'apport de la technique PLL en ce qui concerne l'amélioration de la robustesse de la commande sans capteur vis-à-vis la variation de la charge. Les flux rotoriques estimés sont bien sinusoïdaux, figure(III.13). A travers la figure (III.15) que l'évolution des courants statoriques est acceptable. Finalement l'estimation de l'angle de Park n'est pas influencée par l'application de la charge, l'estimation de cet angle issue des résultats expérimentaux coïncide avec celle obtenue par simulation numérique**.**



Figure(III.11a) : Vitesse rotorique (réelle et estimée).



Figure(III.11b) : Vitesse rotorique (réelle et estimée).

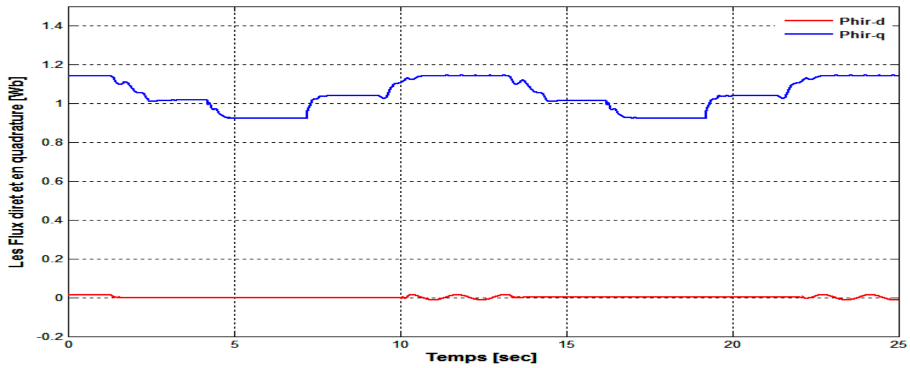


Figure (III.12a) : Courbe de flux $\hat{\varphi}_{rd}$ et $\hat{\varphi}_{rq}$.

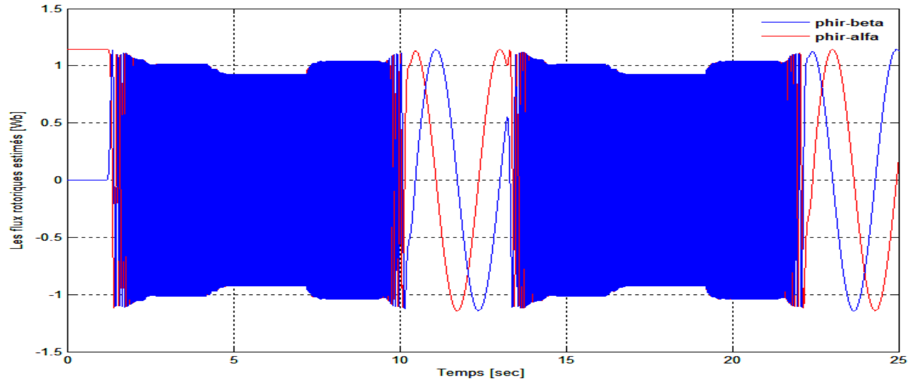


Figure (III.12b) : courbe de flux $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{r\beta}$.

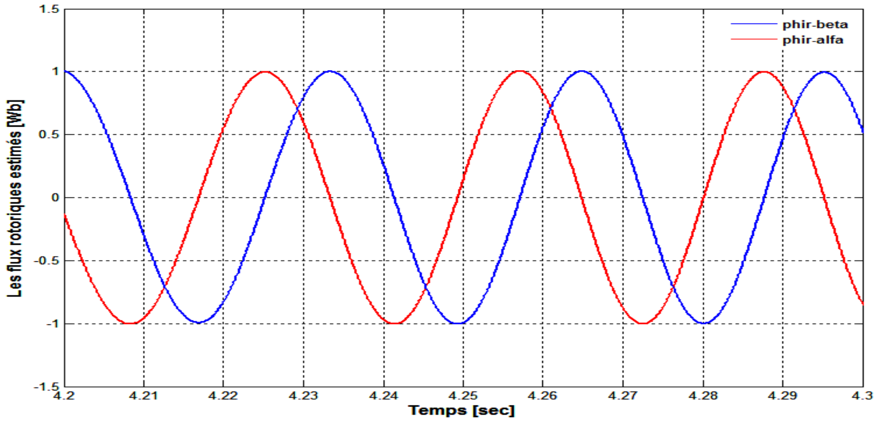


Figure (III.12) : Courbe de flux $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{r\beta}$, Zoom.

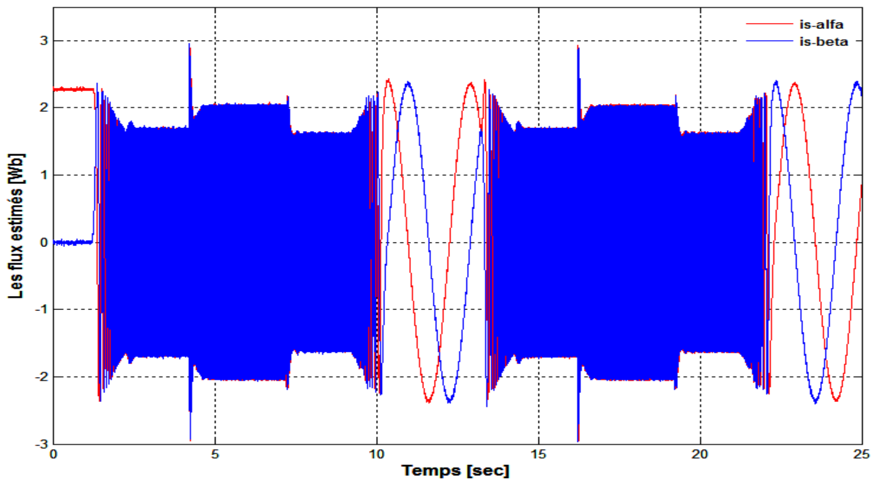


Figure (III.13) : Courbe de flux $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$.

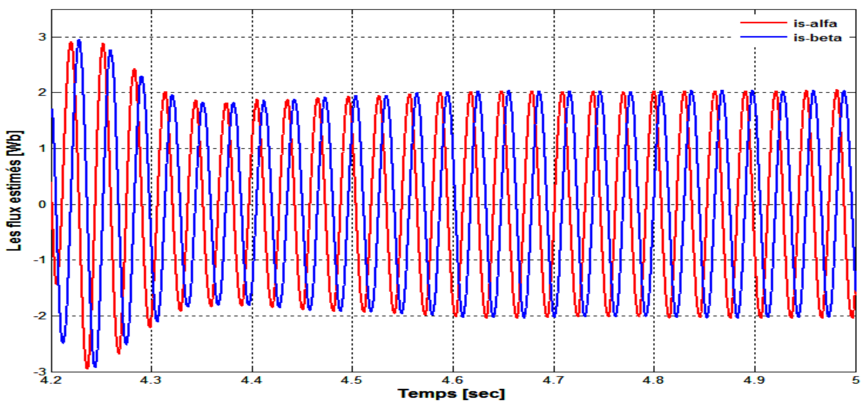


Figure (III.14) : courbe de flux $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ Zoom.

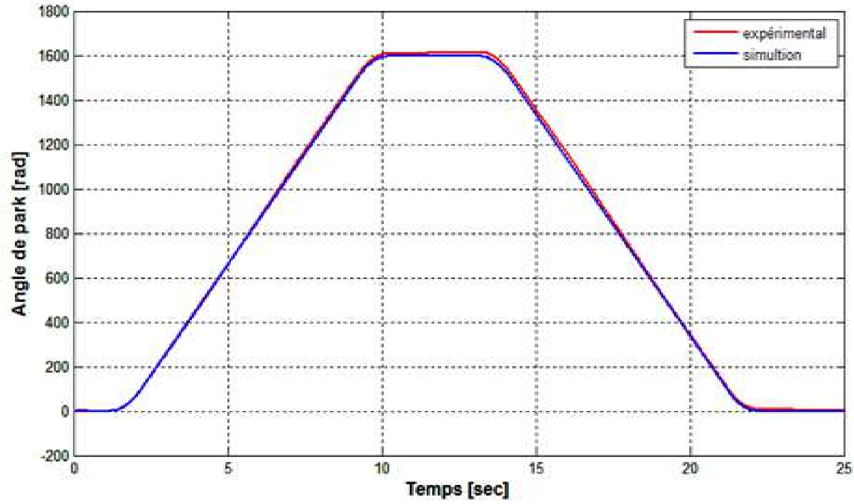


Figure (III.15) : Courbe de flux $\hat{\theta}_s$.

III.2.5 Amélioration des performances de la commande vectorielle sans capteur avec régulation hybride LQR-PI

III.2.5.1 Théorie de la commande linéaire quadratique LQR

La commande LQR (Linear Quadratic Regulator) minimise classiquement une fonction de coût quadratique, sous contraintes d'évolution du système considéré. On s'intéresse à la commande LQ à horizon infini. Le problème de cette technique réside dans la minimisation du critère de coût définie par [52], [53]:

$$J = \int_0^{\infty} (X^T Q X + U^T R U) dt \qquad \text{(III.9)}$$

avec :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \qquad \text{(III.10)}$$

Le critère est fini si le système (III.10) est stabilisable à tout moment t, c'est-à-dire à tout instant il existe un gain K(t) tel que les valeurs propres de (A-BK) soient à partie réelle négative, dans le cas d'un système linéaire à temps invariant (LTI), la commande optimale est à retour d'état statique [49] donnée par :

$$U^* = -KX \qquad \text{(III.11)}$$

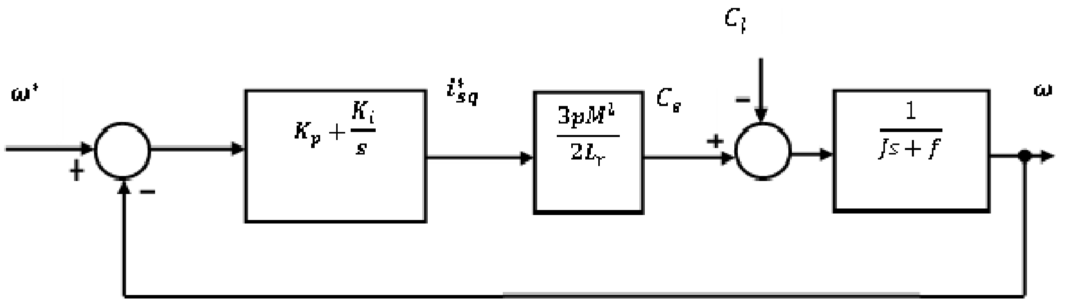
K est donné par:

$$K = R^{-1} B^T P \tag{III.12}$$

La matrice P vérifie l'équation algébrique de Riccati :

$$A^T P + PA - PBR^{-1} B^T P + Q = 0 \tag{III.13}$$

Appliquons maintenant cette théorie LQR pour élaborer un control optimal afin d'améliorer la poursuite en vitesse de la commande vectorielle sans capteur. Pour se faire, on considère la boucle de régulation de vitesse présentée au premier chapitre.



Figure(III.16) : Schéma bloc de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte avec ($C_l = 0$) est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{K_i K_T}{Js^2 + (f + K_p K_T)s + K_i K_T} \tag{III.14}$$

avec : $K_T = \left(\frac{3pM^2}{2L_r}\right) i^*_{sd}$

A partir de l'équation (III.14), on peut écrire :

$$\omega = \frac{1}{s}\left[-\frac{(f + K_p K_T)}{J}\omega + \frac{K_i K_T}{J}\omega^* + \frac{1}{s}\frac{K_i K_T}{J}(\omega^* - \omega)\right] \tag{III.15}$$

on pose :

$$X_1 = \frac{1}{s}\frac{K_i K_T}{J}(\omega^* - \omega) \tag{III.16}$$

$$X_2 = \frac{1}{s}\left[-\frac{(f + K_p K_T)}{J}\omega + \frac{K_i K_T}{J}\omega^* + X_1\right] \tag{III.17}$$

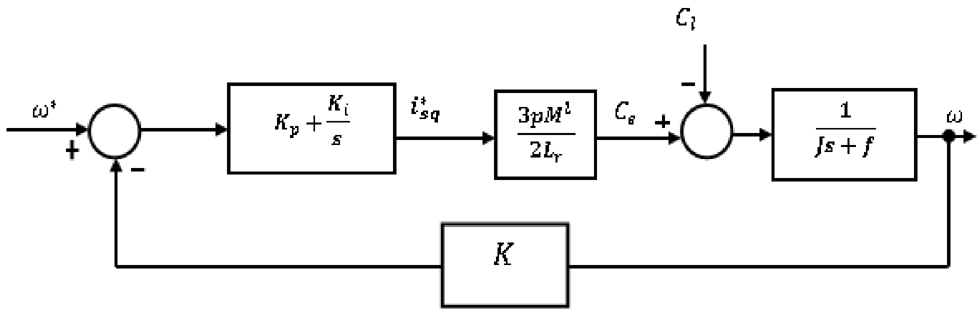
Les équations (III.16) et (III.17) peuvent êtres écrites sous la forme d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{(f+K_pK_T)}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \frac{K_iK_T}{J}\omega^* \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \qquad \text{(III.18)}$$

Par analogie les matrices A et B sont données par :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{(f+K_pK_T)}{J} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad B = \frac{K_iK_T}{J}\omega^* \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

La figure(III.17), montre le schéma bloc de régulation de la vitesse par le la technique LQR-PI, [66] .



Figure(III.17) : Schéma bloc de régulation de vitesse par LQR-PI.

- ***Robustesse de la commande LQR***

Pour déterminer les paramètres du PI et le gain K, on va analyser la robustesse de la commande LQR associée à un correcteur PI. A partir de l'équation de Riccati (III.13), faisons apparaitre les termes ($sI - A$) en ajoutant $PsI - sPI$ où I est la matrice unité :

$$A^TP + PA - PBR^{-1}B^TP + Q + PSI - SPI = 0 \qquad \text{(III.19)}$$

d'où :

$$P(SI - A) + (-SI - A^T)P + PBR^{-1}B^TP = Q \qquad \text{(III.20)}$$

On multiplie à droite par $(sI - A)^{-1}B$ et à gauche par $B^T(-sI - A^T)^{-1}$, on obtient :

$$B^T(-SI - A^T)^{-1}PB + B^TP(SI - A)^{-1}B + B^T(-SI - A^T)^{-1}PBR^{-1}B^TP(SI - A)^{-1}B$$

$$= B^T(-SI - A^T)^{-1}Q(SI - A)^{-1}B \qquad \text{(III.21)}$$

Cependant, d'après l'équation (III.12) on a, $B^T P = RK$ et $PB = K^T R$, l'équation (III.21) devient :

$$B^T(-SI - A^T)^{-1}K^T R + RK(SI - A)^{-1}B + B^T(-SI - A^T)^{-1}PBR^{-1}B^T P(SI - A)^{-1}B$$
$$= B^T(-SI - A^T)^{-1}Q(SI - A)^{-1}B \qquad \text{(III.22)}$$

On obtient finalement l'équation de la différence de retour :

$$(I + B^T(-SI - A^T)^{-1}K^T)R(I + K(SI - A)^{-1}B)$$
$$= R + B^T(-SI - A^T)^{-1}Q(SI - A)^{-1}B \qquad \text{(III.23)}$$

Faisons une analyse fréquentielle de l'équation (III.23), en remplaçant s par jw , et posant $H(jw) = (jwI - A)^{-1}B$. Il vient que :

$$(I + KH(jw))^H R(I + KH(jw)) = R + H^H(jw)QH(jw) \qquad \text{(III.24)}$$

avec : $(I + KH(jw))^H$ est le hermitien de $(I + KH(jw))$, c'est-à-dire le conjugué transposé, on en déduit l'inégalité de Kalman [48] :

$$(I + KH(jw))^H R(I + KH(jw)) \geq R \qquad \text{(III.25)}$$

D'après [48], en considérant le cas où $R = \rho I$ et en factorisant $Q = L^T L$. L'équation (III.24) s'écrit :

$$(I + KH(jw))^H(I + KH(jw)) = I + \frac{1}{\rho}\big(LH(jw)\big)^H\big(LH(jw)\big) \qquad \text{(III.26)}$$

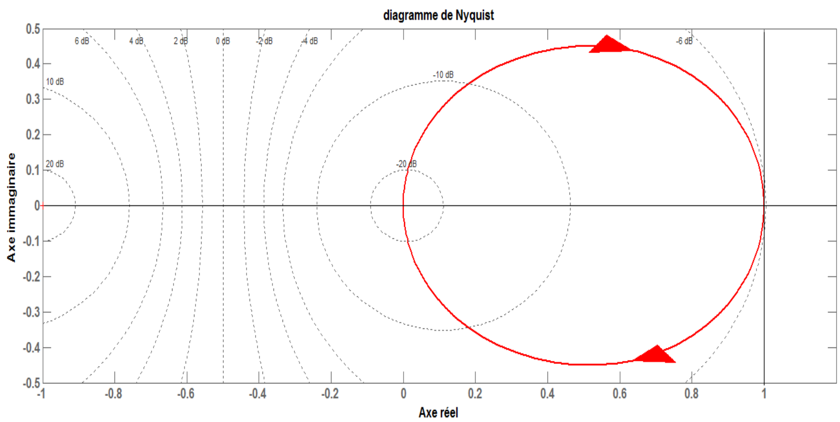
On déduit les valeurs singulières de $I + KH(jw)$:

$$\sigma_i\big(I + KH(jw)\big) = \sqrt{\lambda_i\Big(\big(I + KH(jw)\big)^H\big(I + KH(jw)\big)\Big)}$$
$$= \sqrt{\lambda_i I + \frac{1}{\rho}\big(LH(jw)\big)^H\big(LH(jw)\big)}$$

$$= \sqrt{1 + \frac{1}{\rho}\sigma_i{}^2(LH(jw))} \geq 1 \qquad \text{III.27)}$$

avec : (ρ , σ_i) sont des constantes positives.

Le résultat (III.27) est vérifié par le lieu de Nyquist de la boucle fermée de régulation de la vitesse illustré par la figure (III.17). On déduit que la commande LQ présente la propriété de robustesse suivante : sa marge de Gain est unitaire.



Figure(III.17) : Diagramme de Nyquist du système en boucle fermée.

Le test de la technique LQR-PI proposée est effectué sur la commande vectorielle avec et sans capteur. Pour la commande sans capteur, on a utilisé le schéma de la commande vectorielle associé à un observateur d'état d'ordre réduit, le schéma Simulink utilisé par la plate forme d'essai expérimentale est donné par la figure(III.18).

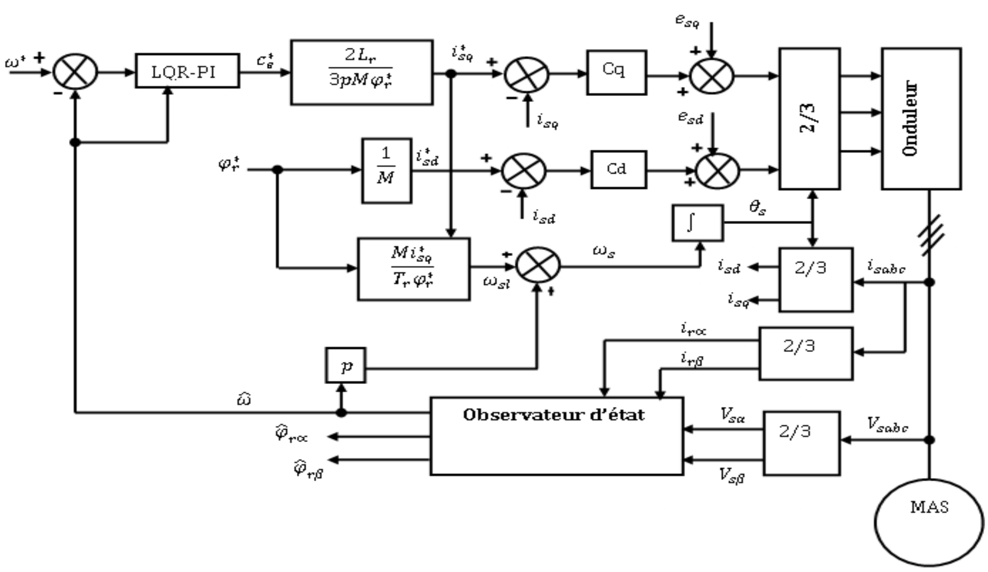


Figure (III.18) : Schéma bloc de CV sans capteur avec le régulateur LQR-PI.

III.2.5.2 Résultats expérimentaux

- ***Commande vectorielle avec capteur mécanique***

L'analyse des résultats expérimentaux de la commande avec capteur associé au régulateur LQR-PI, montre la faisabilité de la méthode. On remarque sur la figure (III.19.a), que la vitesse réelle « mesurée » suit bien la référence.et que la poursuite de vitesse semble ne pas être influencée ni par l'application de la charge à t = 6s ni par l'inversion du sens de rotation. Les courants d'appel $i_{s\alpha}$et $i_{s\beta}$ sont sinusoïdaux et ne présentent pas de pic de fortes valeurs au régime transitoire, figure (III.19.b), le rejet de perturbation s'effectue d'une manière douce.

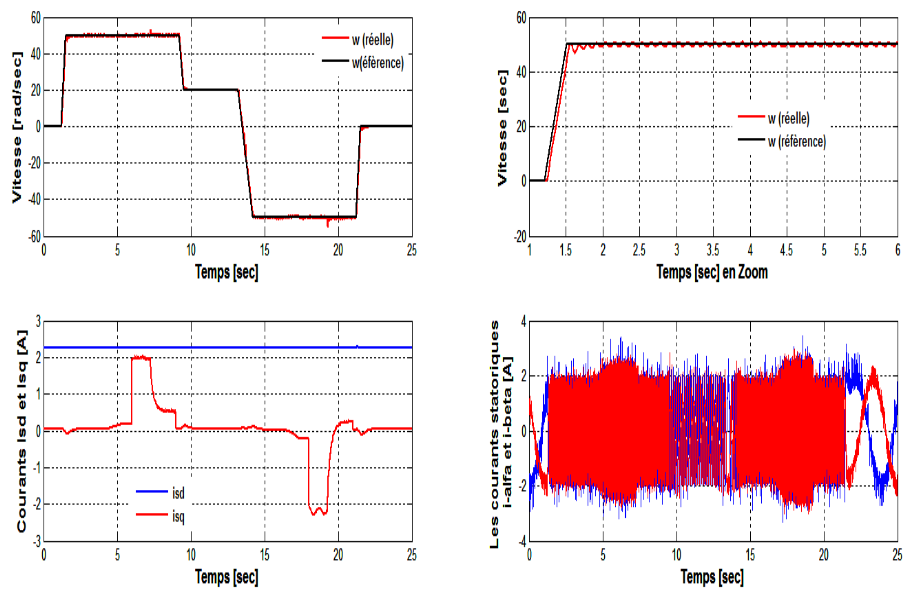


Figure (III.19.a) : Courbes de vitesse, courants i_{sd}et i_{sq} et les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$.

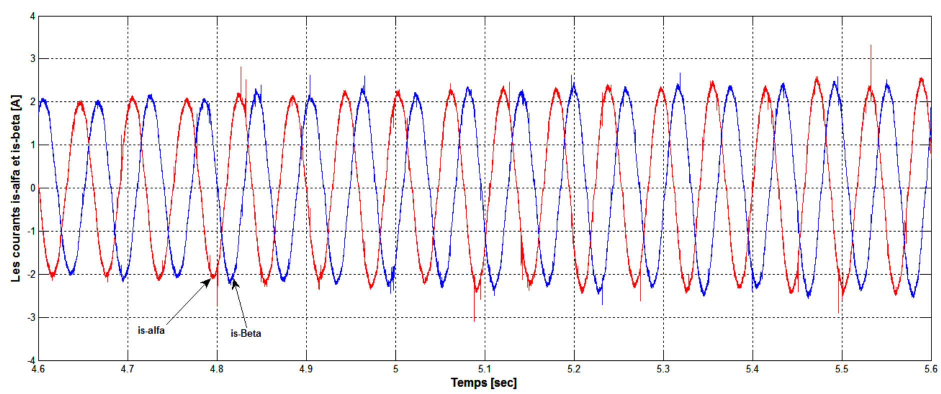


Figure (III.19.b) : Courbe des courants statoriques $i_{s\alpha}$et $i_{s\beta}$ en Zoom.

- ***Commande vectorielle sans capteur mécanique***

Les résultats expérimentaux de l'application du correcteur LQR-PI avec la commande vectorielle dotée d'un observateur d'état d'ordre réduit sont illustrés sur les figures (III.20-21-22-23). La figure (III.20) montre les courbes de la vitesse et les courants statorique absorbés. La vitesse estimée est globalement bien reconstruite. On note que la vitesse estimée reste stable présentant quelques oscillations uniquement lors de l'application de la charge. La figure(III.21), montre l'allure des flux rotoriques estimés $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{r\beta}$ ils sont bien sinusoïdaux et en quadrature, la valeur efficace du flux rotorique coïncide avec celle de la valeur de référenceφ_{rd}^{*}.

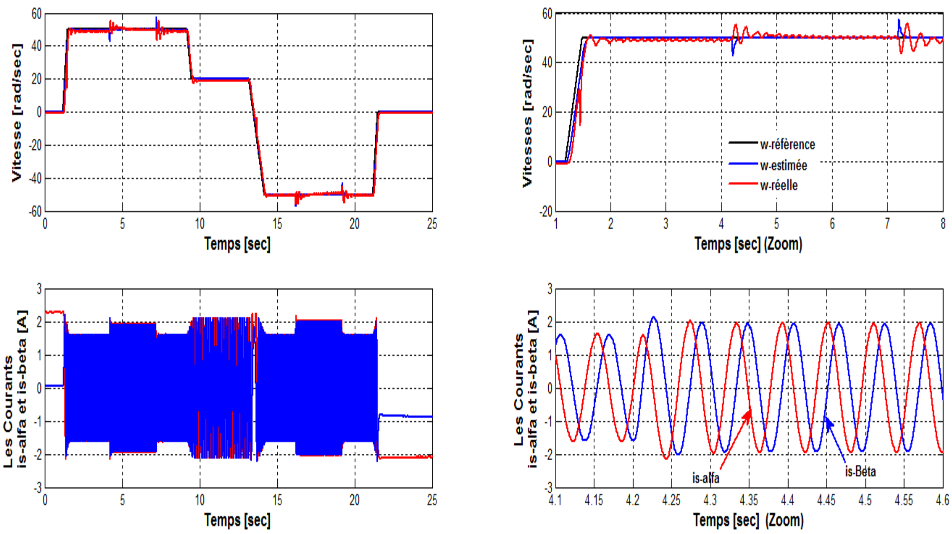


Figure (III.20) : Courbes de vitesse et des courants $i_{s\alpha}$et $i_{s\beta}$.

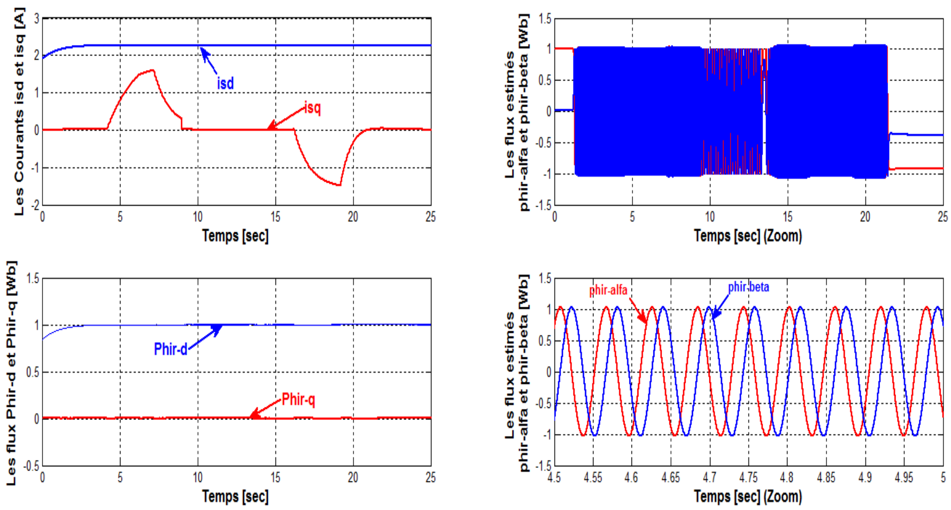


Figure (III.21) : Courbes des courants (i_{sd}et i_{sq}),les flux ($\hat{\varphi}_{r\alpha}$, $\hat{\varphi}_{r\beta}$, $\hat{\varphi}_{rd}$, et $\hat{\varphi}_{rq}$).

III.2.6 Commande sans capteur par platitude

La notion de platitude d'un système est une notion plus ou moins récente en automatique qui a été proposée à partir de 1992 par J. Lévine, P. Martin, et P. Rouchon [50-52]. Ce concept permet de contrôler le comportement dynamique d'un système, en utilisant un formalisme d'algèbre différentiel. La notion de platitude est basée sur la mise en évidence des sorties plates. La première étape de la commande par platitude consiste à générer une trajectoire désirée adéquate qui tient compte du modèle du système. Dans la deuxième étape, cette commande nécessite la conception d'un contrôle par bouclage permettant la poursuite de cette trajectoire.

III.2.6.1 Théorie de Platitude

- ***Définition***

Considérons un système dynamique défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = f(X, U) \tag{III.28}$$

avec : X est le vecteur d'état et U est le vecteur d'entrée.

Le système (III.28) est dit plat si et seulement si il existe un vecteur $y(t) \in \mathcal{R}^m$ tel que :

$$y(t) = \mathcal{A}\big(X(t), U(t), \dot{U}(t), \dots \dots, U^q(t)\big) \tag{III.29}$$

Où $y(t)$ est appelée sortie plate du système.

$X(t) \in \mathcal{R}^n$ et $U(t) \in \mathcal{R}^m$ peuvent êtres exprimés en fonction du vecteur $y(t)$ et ces dérivés de telle sorte :

$$X(t) = \mathcal{B}(y(t), \dot{y}(t), \dots \dots, y^r(t)) \tag{III.30}$$

$$U(t) = \mathcal{C}(y(t)\dot{y}(t), \dots \dots, y^{r+1}(t)) \tag{III.31}$$

Les applications $(f, \mathcal{A}, \mathcal{B}, \mathcal{C})$ sont des fonctions régulières.

Comme les composantes de $y(t)$ sont différentiellement indépendantes, la sortie plate regroupe toutes les variables libres du système. Mais on peut dire également, à travers l'équation (III.29), qu'elle ne dépend que de l'état et de la commande, ce qui en fait une variable endogène du système, contrairement par exemple à l'état d'un observateur qui est une variable exogène du système observé. Par ailleurs, la notion d'équivalence différentielle au sens de Lie-Bäcklund le montre bien [52], le nombre de composantes de $y(t)$ est donné par celui de la commande c'est à dire dim $y(t)$= dim $U(t)$. Cette propriété permet de connaître a priori le nombre de variable libres que l'on doit trouver sur un modèle pour mettre en évidence sa platitude. Pour mieux éclaircir la notion de platitude, on a appliqué cette notion sur un exemple simple.

Soit un système dynamique décrit par :

$$\begin{cases} \dot{X}_1(t) = X_2(t) \\ \dot{X}_2(t) = U(t) \end{cases} \tag{III.32}$$

Si on définit les variables :

$$y(t) = X_2(t) \tag{III.33}$$

$$\text{et } U(t) = \dot{y}(t) \tag{III.34}$$

A partir de l'équation (III.33), on déduit :

$$X_1(t) = X_1(t_0) + \int_{t_0}^{t} y(\tau)d\tau \tag{III.35}$$

Donc $y(t)$ ne peut être considérée comme sortie plate car la relation (III.29) n'est pas vérifiée.

Si maintenant, on définit, $y(t) = X_1(t)$ alors :

$$X_2(t) = \dot{y}(t) \tag{III.36}$$

et

$$U(t) = \ddot{y}(t) \tag{III.37}$$

Dans ce cas, on peut dire que $X_1(t)$ est une sortie plate, en conséquence ce système est plat de sortie plate $y(t) = X_1(t)$.

- ***Méthodologie de synthèse de loi de commande pour les systèmes plats***

La synthèse d'une loi de commande pour un système plat nécessite une stratégie basée sur les démarches suivantes:

✓ Génération des trajectoires de la sortie plate de référence y_{ref} possibles.

✓ Génération des trajectoires de l'entrée de référence u_{ref} correspondantes (commandes).

✓ Synthèse d'une stratégie de stabilisation de la commande autour des trajectoires de références planifiées.

- ***Planification de trajectoire***

A partir de la relation (III.31), si l'on désire obtenir, pour le système plat (III.28), la trajectoire : $z_d(t)$ pour un temps t de t_0 à t_f, il suffit d'imposer, sur le même segment temporel, la commande en boucle ouverte suivante :

$$U_d(t) = B\left(z_d(t), \dot{z}_d(t), \dots \dots \dots \dots z_d^{(\beta)}(t)\right) \qquad \text{(III.38)}$$

Dans l'hypothèse d'un modèle parfait, on aura alors, pour t de t_0 à t_f , $y(t) = y_d(t)$, par conséquent :

$$X(t) = X_d(t) = A\left(z_d(t), \dot{z}_d(t), \dots \dots \dots \dots z_d^{(\alpha)}(t)\right) \qquad \text{(III.39)}$$

$$y(t) = y_d(t) = C\left(z_d(t), \dot{z}_d(t), \dots \dots \dots \dots z_d^{(\gamma)}(t)\right) \qquad \text{(III.40)}$$

- ***Stabilisation autour des trajectoires de références***

Une commande développée à partir du concept de platitude est établie et définie pour une poursuite de trajectoire en boucle ouverte. La poursuite parfaite est assurée lorsque le système n'est pas perturbé. Or les systèmes physiques non linéaires sont soumis d'une part à des perturbations inhérentes à leurs contexte de travail, et d'autre part à des incertitudes sur les paramètres. Il est donc nécessaire d'apporter une solution pour stabiliser le système autour des trajectoires si celles-ci sont perturbées**.** La figure (III.24) illustre le principe de stabilisation de la commande par insertion de la boucle rétroaction '*feedback*'.

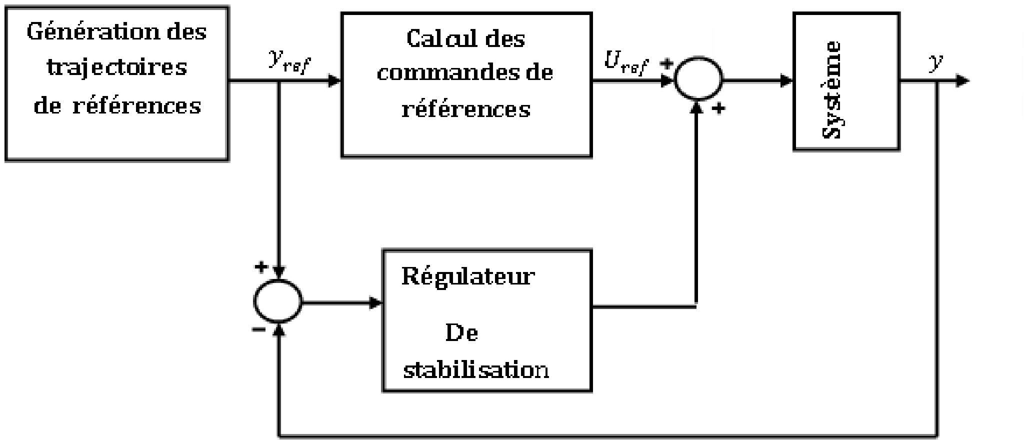


Figure (III.24) : Schéma de principe de stabilisation autour des trajectoires de référence.

III.2.6.2 Commande par platitude de la machine asynchrone

À partir de la notion de platitude présentée ci-dessus, on présente une méthode de commande basée sur la platitude. Pour se faire, on doit d'abord analyser la platitude du modèle de la machine asynchrone ensuite la conception de la commande.

- ***Analyse de la platitude du modèle de la machine asynchrone***

Les équations de la machine asynchrone présentées en premier chapitre peuvent être écrites sous la forme complexe suivante :

$$\bar{V}_s = R_s\bar{\imath}_s + \frac{d}{dt}\bar{\varphi}_s \qquad \text{(III.41)}$$

$$0 = R_r\tilde{\imath}_r + \frac{d}{dt}\tilde{\varphi}_r \qquad \text{(III.42)}$$

$$\bar{\varphi}_s = L_s\bar{\imath}_s + M\tilde{\imath}_r e^{jp\theta_1} \qquad \text{(III.43)}$$

$$\tilde{\varphi}_r = L_r\tilde{\imath}_r + M\bar{\imath}_s e^{jp\theta_1} \qquad \text{(III.44)}$$

$$C_e = \frac{pM}{L_r}\Im_m(\bar{\imath}_s.\bar{\varphi}_r^*) \qquad \text{(III.45)}$$

Les notations $\tilde{x}$ et x^* représentent successivement les variables dans le référentiel lié au rotor et les variables complexes conjugués.

À partir de l'équation (III.45), on peut écrire :

$$J\frac{d^2\theta_1}{dt^2} = \frac{pM}{L_r}\Im_m(\bar{\imath}_s.\bar{\varphi}_r^*) - C_r - f\dot{\theta} \qquad \text{(III.46)}$$

Si on pose ρ le module du flux rotorique et δ sa position dans le référentiel lie au rotor (α, β), on exprimer le flux rotorique par : $\bar{\varphi}_r = \rho e^{j\delta}$, figure(III.25).

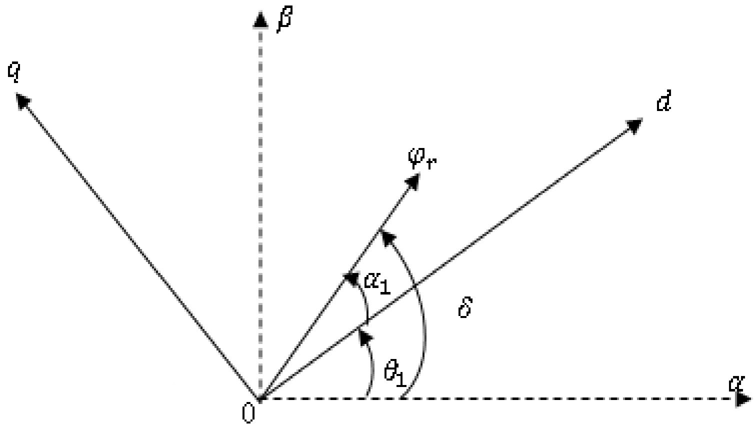


Figure (III.25) : Repérage des angles.

L'expression complexe du flux rotorique est: $\tilde{\varphi}_r = \bar{\varphi}_r e^{jp\theta_1} = \rho e^{j\alpha_1}$

Combinons les équations (III.42) et (III.44), il vient que :

$$\tilde{\imath}_s = \frac{1}{M}\left(\tilde{\varphi}_r + \frac{L_r}{R_r}\frac{d\tilde{\varphi}_r}{dt}\right) \tag{III.47}$$

d'où :

$$c_e = \frac{p}{R_r}\rho^2\dot{\alpha}_1 \tag{III.48}$$

Sous l'hypothèse que le couple de charge C_r ne dépend que de la vitesse du rotor, de sa position, et du temps, on peut exprimer le module ρ du flux rotorique φ_r en fonction des sorties $\alpha_1$et θ_1 et d'un nombre fini de leurs dérivées.

Remplaçons (III.48) dans l'équation (III.46), on obtient finalement le module du flux rotorique en fonction de la position.

$$\rho = \sqrt{\frac{J.R\left(f\dot{\theta}_1 + \ddot{\theta}_1 + C_r\right)}{p\dot{\alpha}_1}} \tag{III.49}$$

Par conséquent :

$$\tilde{\varphi}_r = \rho e^{j\alpha_1} = \mathcal{B}\left(\ddot{\theta}_1, \dot{\theta}_1, \alpha_{1,} \dot{\alpha}_1, C_r\right) \tag{III.50}$$

Si on choisi $y = \left(\alpha_{1,}, \theta_{1,}\right)$ comme sortie plate, on obtient :

$$\tilde{\varphi}_r = \mathcal{B}(y, \dot{y}, \ddot{y}) \tag{III.51}$$

Utilisons maintenant les équations (III.41) et (III.42) on obtient :

$$\tilde{\imath}_r = -\frac{1}{R_r}\frac{d}{dt}\tilde{\varphi}_r = \mathrm{C}\left(\dot{\theta}_1, \ddot{\theta}_1, \theta_1^{(3)}, \dot{\alpha}_{1,} \ddot{\alpha}_1, C_r, \dot{C}_r\right) \tag{III.52}$$

$$\bar{\imath}_s = \frac{e^{jp\theta_1}}{M}(\tilde{\varphi}_r - L_r\tilde{\imath}_r) = \mathbb{C}\left(\dot{\theta}_1, \ddot{\theta}_1, \theta_1^{(3)}, \dot{\alpha}_{1,} \ddot{\alpha}_1, C_r, \dot{C}_r\right) \tag{III.53}$$

$$\bar{\varphi}_s = L_s\bar{\imath}_s + Me^{jp\theta_1}\tilde{\imath}_r = \mathrm{E}\left(\dot{\theta}_1, \ddot{\theta}_1, \theta_1^{(3)}, \dot{\alpha}_{1,} \ddot{\alpha}_1, C_r, \dot{C}_r\right) \tag{III.54}$$

$$\bar{V}_s = R_s\bar{\imath}_s\frac{d}{dt}\bar{\varphi}_s = \mathrm{F}\left(\dot{\theta}_1, \ddot{\theta}_1, \theta_1^{(3)}, \theta_1^{(4)}, \dot{\alpha}_{1,} \ddot{\alpha}_1, \alpha_1^{(3)}, C_r, \dot{C}_r, \ddot{C}_r\right) \tag{III.55}$$

On remarque que les équations (III.50-55) vérifient les conditions de platitude (III.29,30,31), donc le modèle de la machine asynchrone est un modèle plat.

- ***Conception de la commande par platitude***

Le but est de réaliser une commande sans capteur en boucle fermée qui garantie un suivi de trajectoire en vitesse avec flux rotorique de référence constant.
Considérons le modèle réduit de la machine asynchrone dans le référentiel (d, q) :

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{JR_r}\rho\frac{M}{T_r}I_{sq} - \frac{\mathrm{f}}{\mathrm{J}}\omega - \frac{\mathrm{C_r}}{\mathrm{J}} \\ \frac{d\rho}{dt} = \frac{-1}{T_r}\rho + \frac{M}{T_r}I_{sd} \\ \frac{d\theta_1}{dt} = \omega \end{cases} \tag{III.56}$$

avec $\rho = \varphi_{rd}$ et $\varphi_{rq} = 0$ (condition de découplage)

Pour le modèle réduit (III.56), on considère $y = (\rho, \theta_{1,})$ comme sortie plate.

Remplaçons ($I_{sd}, I_{sq}, \rho, C_r$) par $(I_{sd}^*, I_{sq}^*, \rho^*, \hat{C}_r)$ dans l'équation (III.56), on obtient :

$$I_{sd}^* = \frac{1}{M}(T_r\dot{\rho}^* + \rho^*) \quad \text{(III.57)}$$

$$I_{sq}^* = \frac{L_r}{pM}\frac{J\ddot{\theta}_1^* + f\dot{\theta}_1^* + \hat{C}_r}{\rho^*} \quad \text{(III.58)}$$

avec : I_{sd}^*, I_{sq}^* sont les courants statoriques considérés comme des entrées, $z^* =$ (ρ^*, θ_1^*) et $\hat{C}_r$ représente l'estimation du couple de charge.

L'estimation du couple de charge est réalisée à partir du flux rotorique de référence ρ^* et les composantes mesurées I_{sq} et ω selon un observateur proposé par [54].

$$\begin{cases} \dfrac{d\hat{C}_r}{dt} = -l_1(\widehat{\omega} - \omega) \\ \dfrac{d\widehat{\omega}}{dt} = \dfrac{pM}{JL_r}\rho^* I_{sq} - \dfrac{f}{J}\widehat{\omega} - \dfrac{\hat{C}_r}{J} + l_2(\widehat{\omega} - \omega) \end{cases} \quad \text{(III.59)}$$

L'erreur dynamique est donnée par :

$$\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}\epsilon_1 \\ \epsilon_2\end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -l_1 \\ -\frac{1}{J} & -\frac{f}{J} + l_2 \end{pmatrix}\begin{pmatrix}\epsilon_1 \\ \epsilon_2\end{pmatrix} \quad \text{(III.60)}$$

avec: $\epsilon_1 = \hat{C}_r - C_r$ et $\epsilon_2 = \widehat{\omega} - \omega$

Les gains de l'observateur (III.59), sont choisis de tel sorte que l'erreur dynamique converge vers zéro.

Note : pour le flux et la vitesse estimée, on a utilisé un observateur d'état d'ordre réduit

- ***Planification des trajectoires de références***

Compte tenu de l'approche de la platitude, les trajectoires de références sont définies par (ρ^*, θ_1^*), la position θ_1^* de référence est calculée par une intégration simple de la vitesse de référence ω^*. L'objectif de planification des trajectoires de référence est :

- ✓ Respecter les contraintes électromécaniques de la machine.
- ✓ Garantir l'existence de dérivées bornées jusqu'à 1'ordre deux.

D'une manière générale, la méthodologie choisie est d'appliquer aux consignes de vitesse et de flux un filtre du second ordre permettant d'obtenir les trajectoires de référence finales qui soient dérivables deux fois, figure (III.26).

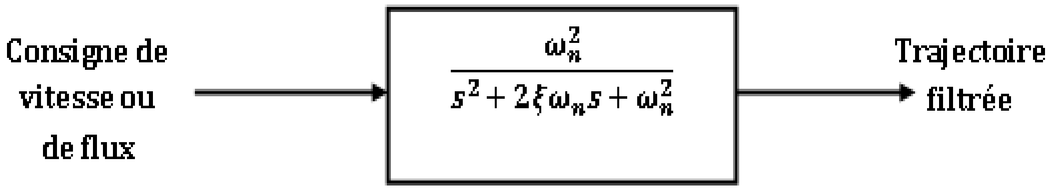


Figure (III.26) : Filtrage des consignes.

ξ et ω_n sont choisis selon la dynamique de la machine asynchrone.

- ***Contrôle du modèle réduit :***

Le contrôle des courants statoriques est conçu à partir du modèle réduit. les courants nominaux régulés I_{sd}^{**} et I_{sq}^{**} sont la somme de leurs valeurs de référence $I_{sd}^{*}\ et\ I_{sq}^{*}$ et la sortie des correcteurs PI [54].

$$I_{sd}^{**} = I_{sd}^{*} + k_{p\rho}(\hat{\rho} - \rho^{*}) + k_{i\rho}\int_0^t(\hat{\rho} - \rho^{*})d\tau \qquad \text{(III.61)}$$

$$I_{sq}^{**} = I_{sq}^{*} + k_{p\omega}(\hat{\rho} - \rho^{*}) + k_{i\omega}\int_0^t(\hat{\omega} - \omega^{*})d\tau \qquad \text{(III.62)}$$

- ***Contrôle du modèle complet :***

Pour réaliser le contrôle du modèle complet, on a utilisé une structure en cascade combinant la commande vectorielle par orientation de flux rotorique et l'approche de platitude, figure (27). Les tensions de commande représentent la somme entre les tensions planifiées et celles issues à la sortie des contrôleurs PI.

Les équations (III.41-42) peuvent êtres écrites de la manière suivante [54] :

$$L_s\sigma\frac{d\bar{I}_s}{dt} = \bar{V}_s - R_s\bar{I}_s - \frac{M}{L_r}\left(\dot{\rho} + j\dot{\delta}\rho\right)e^{j\delta} \qquad \text{(III.63)}$$

$$T_r(\dot{\rho} + j\dot{\alpha}_1\rho) = -\rho + Me^{-j\delta}\bar{I}_s \tag{III.64}$$

On définit les tensions nominales de contrôle (planifiées) comme suit :

$$U_{sd}^* = \sigma L_s \left(\gamma I_{sd}^{**} - I_{sq}^{**}\frac{d\delta^*}{dt} + \frac{dI_{sd}^{**}}{dt} - \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\rho^*\right) \tag{III.65}$$

$$U_{sq}^* = \sigma L_s \left(\gamma I_{sq}^{**} + I_{sd}^{**}\frac{d\delta^*}{dt} + \frac{dI_{sq}^{**}}{dt} + \frac{M}{\sigma L_s L_r}p\omega^*\rho^*\right) \tag{III.66}$$

avec :

$$\delta^* = p\theta_1^* + \int_0^t \dot{\alpha}_1^* d\tau \qquad \Rightarrow \qquad \dot{\delta}^* = p\omega^* + \dot{\alpha}_1^*$$

On pose $\dot{\alpha}_1^* = \omega_s^*$, vitesse de glissement

A partir des équations (III.61-62) et (III.56), on peut écrire :

$$\frac{dI_{sd}^{**}}{dt} = \frac{dI_{sd}^*}{dt} + \frac{T_r}{M}\left(k_{i\rho}(\hat{\rho} - \rho^*) + k_{p\rho}\left(\frac{-\hat{\rho}}{T_r} + \frac{M}{T_r}I_{sd} - \dot{\rho}^*\right)\right) \tag{III.67}$$

$$\frac{dI_{sq}^{**}}{dt} = \frac{dI_{sq}^*}{dt} + \frac{T_r}{M}\left(k_{i\omega}(\widehat{\omega} - \omega^*) + k_{p\omega}\left(\frac{pM}{JL_r}\hat{\rho}I_{sq}^{**} - \frac{f}{J}\omega - \frac{\hat{C}_r}{J} - \dot{\omega}^*\right)\right) \qquad \text{III.68)}$$

Finalement les tensions de commande dans le repère dq sont données par:

$$U_{sd} = U_{sd}^* + \sigma L_s \left(k_{pIsd}(I_{sd} - I_{sd}^{**}) + k_{iIsd}\int_0^t (I_{sd} - I_{sd}^{**})d\tau\right) \tag{III.69}$$

$$U_{sq} = U_{sq}^* + \sigma L_s \left(k_{pIsq}(I_{sq} - I_{sq}^{**}) + k_{iIsq}\int_0^t (I_{sq} - I_{sq}^{**})d\tau\right) \tag{III.70}$$

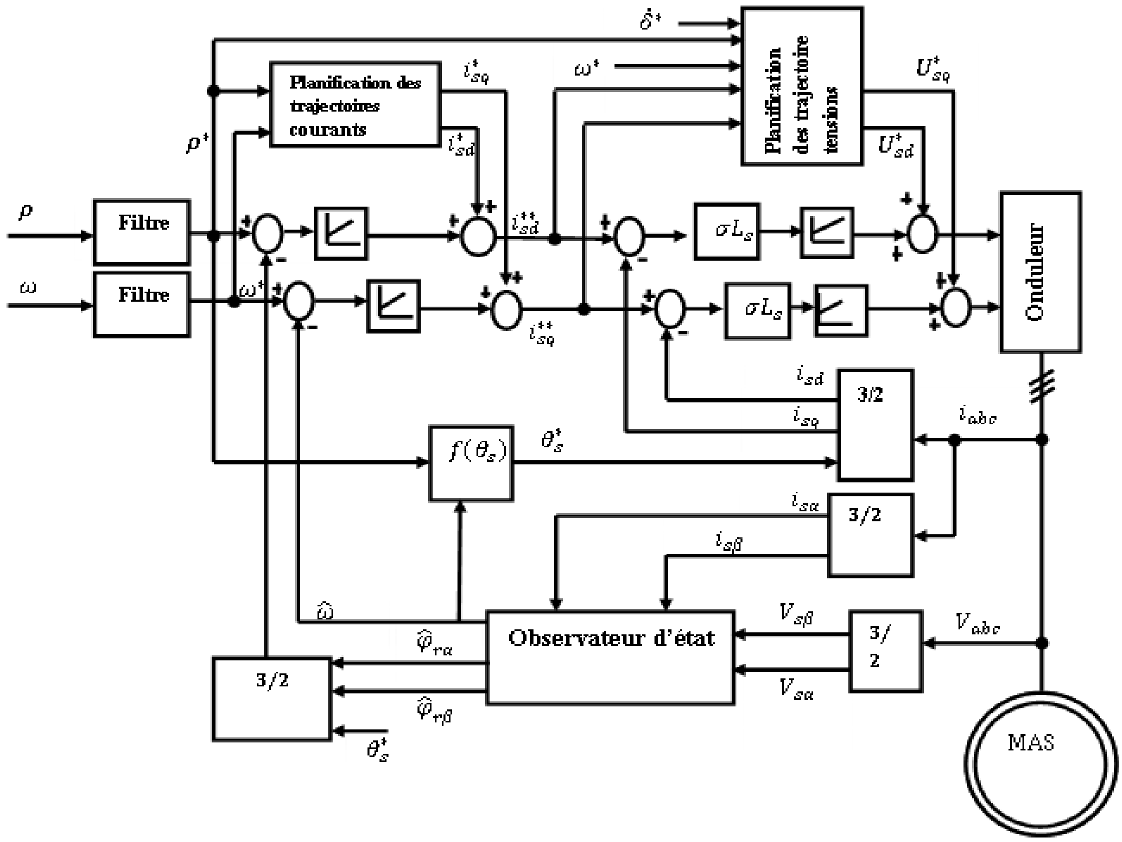
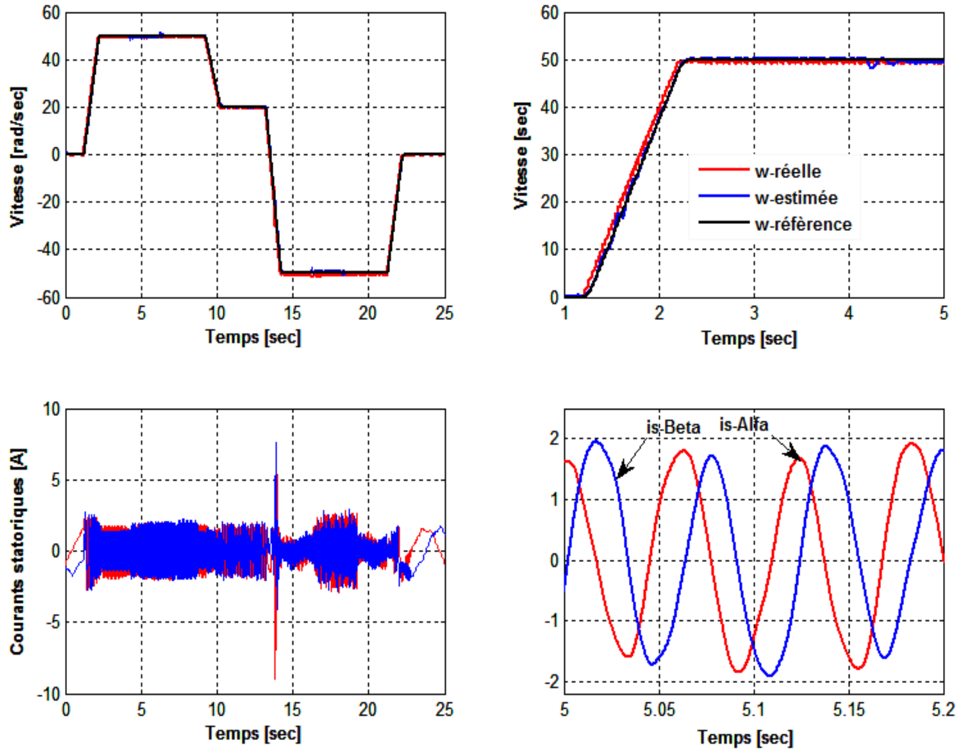


Figure (III.27) : Schéma bloc de la commande par platitude.

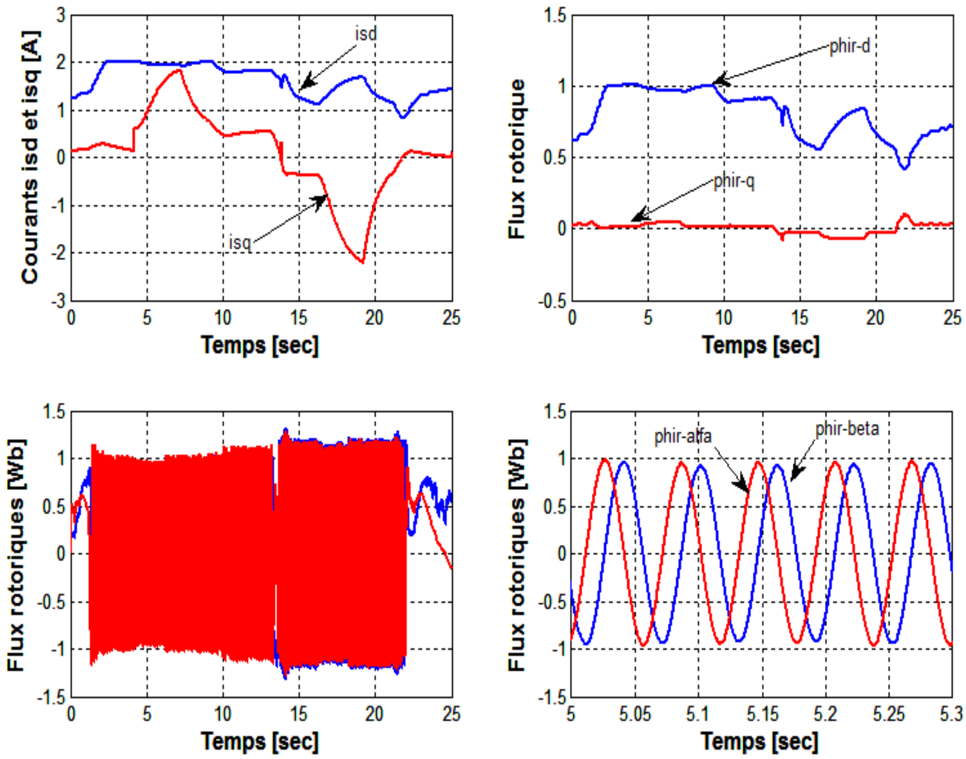
III.2.6.3 *Résultats expérimentaux* :

Les résultats présentés dans cette section sont réalisés pour une commande par platitude à flux rotorique orienté ($\varphi_r = \varphi_{rd} = \rho \; et \; \varphi_{rq} = 0$) d'une machine asynchrone associée à un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions, figure(III.27). Dans ce cas on a testé la réponse de la machine pour un démarrage à vide suivi d'un couple de charge appliqué à t = 4,2s puis à t= 16.2s. La figure (III.28-29-30) montre les résultats obtenus.

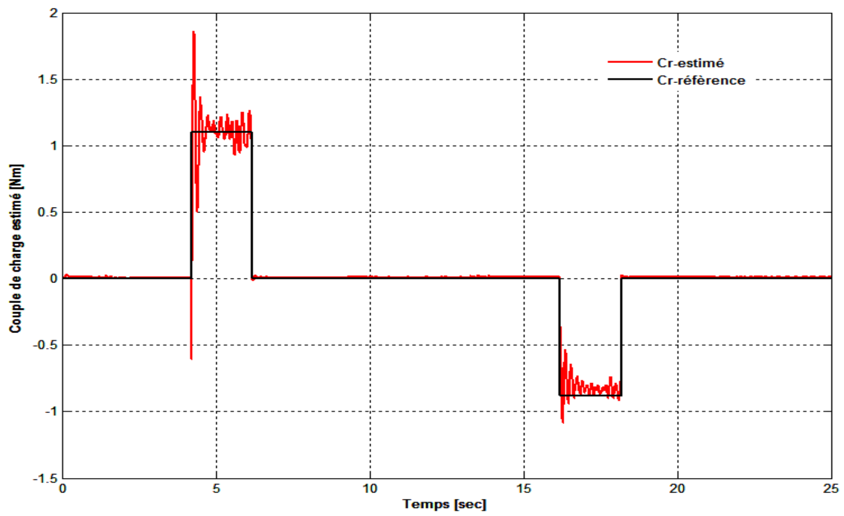
Nous remarquons que lorsque la machine est dans les conditions d'un fonctionnement normal, la vitesse estimée, figure (III.28) est stable et elle suit parfaitement la référence. On note un petit écart statique. La même conclusion est donnée pour le couple de charge estimée avec des oscillations plus ou moins amorties, figure (III.30). On signale aussi que la composante du flux rotorique φ_{rq} est pratiquement nulle, ce qui confirme la conservation du découplage, la figure(III.29).



Figure(III.28) : Courbe de vitesse et courants statoriques.



Figure(III.29) : Courbes des composantes du courant(direct et quadratique) et composantes du flux rotorique.



Figure(III.30) : Estimation du couple de charge $\hat{C}_r$.

III.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a examiné en premier lieu la commande sans capteur en appliquant trois types d'observateurs (Observateur d'état d'ordre réduit, MRAS améliorée et filtre de Kalman). Les résultats obtenues révèlent la faisabilité des ces techniques. En deuxième lieu on a introduit trois techniques de commande sans capteur (PLL, LQR et Platitude) A partir de L'analyse des résultats obtenus on peut conclure que la technique PLL à un impact très positif sur la l'amélioration de l'erreur de poursuite de vitesse. On peut conclure aussi que la technique MRAS améliorée (nouvelle approche) est la plus performante surtout à basses vitesses.

Chapitre IV

LOGIQUE FLOUE ET SON APPORT A LA COMMANDE SANS CAPTEUR

IV.1 Introduction

Issue de la théorie des sous-ensembles flous établie par Lotfi Zadeh (1965), la logique floue ou de l'anglais ″Fuzzy Logic″ est de nos jours un sujet attirant, parce que faisant trait à une question d'actualité qui est le traitement de l'incertain dans la connaissance. Il permet d'affirmer que presque toute la logique du raisonnement humain n'est pas la logique classique à deux valeurs de vérité, ou à deux tranches nettement séparables. Dans les mécanismes de notre pensée, les propositions enchaînées et implications sont vagues, imprécis et floues. De même, les données, informations et sensations reçues sont loin d'être des événements précis, sauf exception [54]. La logique floue offre un modèle mathématique très adéquat pour la résolution des problèmes où l'on fait appel à des expressions du langage naturel. Sa caractéristique fondamentale est l'utilisation des variables linguistiques au lieu des variables numériques dans des situations conditionnelles floues. Par ceci, elle se veut un pas vers un rapprochement entre la précision de la logique classique et la subtile imprécision du monde réel [55],[56],[57],[58],[59],[60]

La commande de la machine asynchrone associée au convertisseur statique présente plusieurs difficultés de point de vu robustesse, détection de défauts dans les capteurs, etc….Dans le chapitre précédent plusieurs techniques de la commande sans capteur ont été développées et validées. Dans ce contexte le recours à la logique floue constitue une alternative intéressante pour l'amélioration des performances de la commande sans capteur. L'approche proposée dans ce chapitre vise l'adaptation des paramètres du régulateur PI utilisée dans la commande

MRAS-améliorée présentée dans la chapitre trois. Cette adaptation sera basée sur un superviseur flou type 1 puis on présentera la conception d'un superviseur flou type2.

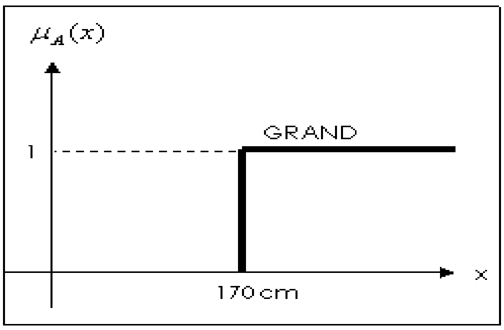
IV.2 Logique floue type 1

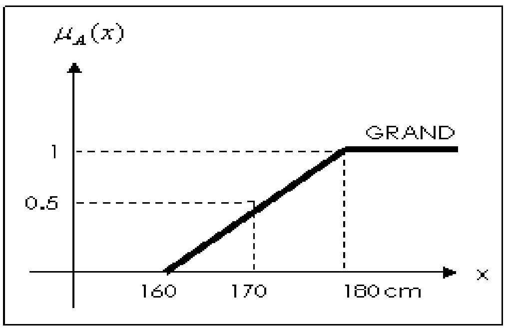
IV.2.1 Principe et définition

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Zadeh [55]. La logique floue devient de plus en plus appliquée dans la commande des processus industriels. Les algorithmes de réglage conventionnels sont alors remplacés par une série de règles linguistiques de la forme *"Si ...Alors..."*. On obtient un algorithme heuristique en prenant en considération l'expérience des opérateurs pour la conduite du processus [56-57].

Un ensemble flou est une classe d'objets dans laquelle la transition de l'appartenance aux non-appartenance est graduelle au lieu d'être brusque .

Prenons un exemple simple : soit E, l'ensemble des tailles possibles et A le sous ensemble grand. En logique bivalente, on est soit petit soit grand, (x< 170cm : pas grand ; x≥170cm : grand).





Une définition plus mathématique peut être établie comme suit:

Si U est une collection d'objets ou de valeurs notés par "x", alors un ensemble flou A dans U est défini par l'ensemble des paires ordonnées:

$$A=\{(x,\mu_A(x)) \quad / x \in U\} \tag{IV.1}$$

Où $\mu_A(x)$ est une fonction qui prend des valeurs comprises entre 0 et 1 et est appelée fonction d'appartenance. Elle caractérise l'ensemble flou A et fournit une mesure du degré d'appartenance d'un objet x de U dans l'ensemble flou A. Elle peut être formulée comme suit:

$\mu_A : U \rightarrow [0, 1]$

$u \rightarrow \mu_A(u)$

U peut contenir des valeurs continues ou discrètes.

Généralement, A s'écrit sous la forme:

$$A = \int \mu_A(x)/x \qquad \text{Si } U \text{ est continu} \qquad \text{(IV.2)}$$

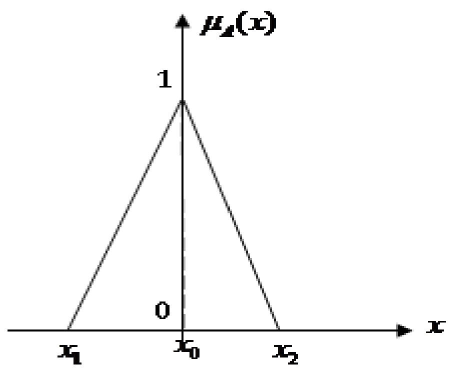
$$A = \sum_{x_i \in U} \mu_A(x_i)/x_i \qquad \text{Si } U \text{ est discret} \qquad \text{(IV.3)}$$

Dans ces deux équations les signes d'intégral et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les points $x \in U$ avec leur fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

Un fait incertain tel que x à peu prés égal à x_0 aura une fonction d'appartenance en forme de triangle. L'affirmation x à peu prés comprise entre x_1 et x_2 correspond à une fonction d'appartenance trapézoïdale..

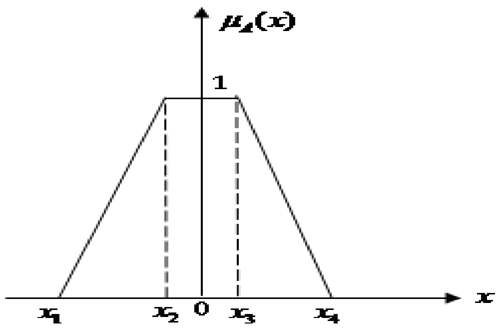
- **La fonction triangulaire,** $A = (x_1,\ x_0,\ x_2)$

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & si \quad x < x_1 \\ \dfrac{x_1 - x}{x_1 - x_0} & si \quad x_1 \le x \le x_0 \\ \dfrac{x - x_2}{x_0 - x_2} & si \quad x_0 \le x \le x_2 \\ 0 & si \quad x > x_2 \end{cases} \qquad \text{(IV.4)}$$



- **La fonction trapézoïdale,** $A = (x_1,\ x_2,\ x_3,\ x_4)$

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & si \quad x < x_1 \\ 1 & si \quad x_2 \le x \le x_3 \\ \dfrac{x - x_1}{x_2 - x_1} & si \quad x_1 \le x \le x_2 \\ \dfrac{x - x_4}{x_3 - x_4} & si \quad x_3 \le x \le x_4 \\ 0 & si \quad x > x_4 \end{cases} \qquad \textbf{(IV .5)}$$



B. Propriétés des ensembles flous

- **Support**

Le support d'un ensemble flou A , noté $Supp(A)$ tel que :

$$Supp(A) = \{x \in U,\ \mu_A(x) > 0\} \qquad \text{(IV.6)}$$

L'ensemble flou dont le support est un ensemble singleton est appelé "singleton flou".

- **Hauteur**

La hauteur d'un ensemble flou A , noté $h(A)$ est la valeur maximale atteinte sur le support de *A*, elle est défini de la manière suivante:

$$h(A) = \max_{x \in U} \mu_A(x) \qquad \text{(IV.7)}$$

- **Noyau**

Le noyau d'un ensemble flou A , noté $Noy(A)$ est l'ensemble de tous les éléments qui lui appartiennent, tel que :

$$Noy(A) = \{x \in U,\ \mu_A(x) = 1\} \qquad \text{(IV.8)}$$

S'il y a un seul point avec un degré d'appartenance égale à 1, alors ce point est appelé la valeur modale de A.

C. Opérateurs sur les ensembles flous

Il s'agit de la généralisation des opérateurs égalité, inclusion, intersection et union de la théorie des ensembles ordinaires, voir (figure IV1) :

- **Egalité**

Deux ensembles flous *A* et *B* sont dits égaux s'ils ont des fonctions d'appartenance égales en tout point de U tel que :

$A = B \quad si \ \ ssi$

$$\forall\ x \in U,\ \mu_A(x) = \mu_B(x) \qquad \text{(IV.10)}$$

- **Inclusion**

Soit deux ensembles flous (*A* et *B*), si pour n'importe quel élement x de U, x appartient toujours moins à *A* qu'à *B*, alors on dit que *A* est inclus dans *B* $(A \subseteq B)$ et l'on a :

$A \subseteq B \quad si \ \ ssi$

$$\forall\ x \in U,\ \mu_A(x) \le \mu_B(x) \qquad \text{(IV.11)}$$

- **Union**

L'union des deux ensembles flous (*A* et *B*), est dénotée comme $(A \cup B)$, est donnée par :

$$\forall\ x \in U,\ \mu_{A \cup B}(x) = \max(\mu_A(x),\ \mu_B(x)) \qquad \text{(IV.12)}$$

- **Intersection**

L'intersection des deux ensembles floue (*A* et *B*), dénotée $(A \cap B)$, est donnée par:

$$\forall\ x \in U,\ \mu_{A \cap B}(x) = \min(\mu_A(x),\ \mu_B(x)) \qquad \text{(IV.13)}$$

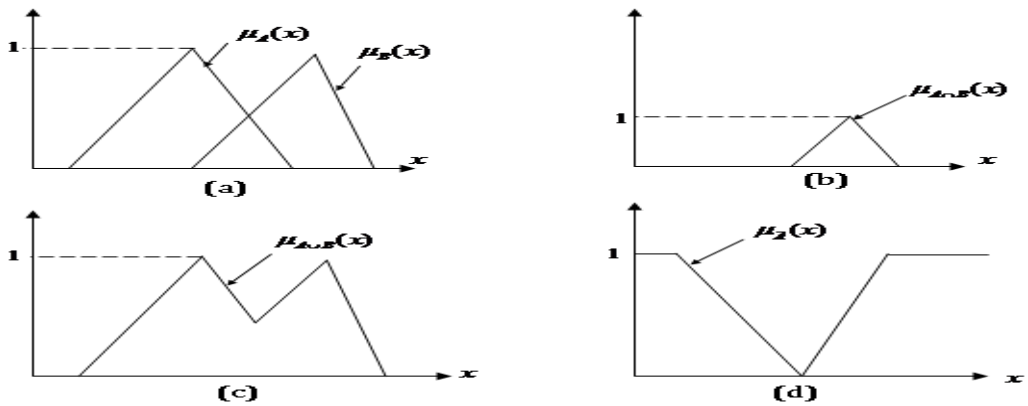


Figure (IV.1): Opérateurs logiques: (a) A et B; (b) $A \cap B$; (c) $A \cup B$; (d) $\bar{A}$

C Variables linguistiques

Une variable linguistique représente un état dans le système à régler ou une variable de réglage dans un contrôleur flou. Sa valeur est définie dans des termes linguistiques qui peuvent être des mots ou des phrases d'un langage naturel ou artificiel.

Chaque variable linguistique est caractérisée par un triplet $\{x,\ U,\ T(x)\}$ tel que :

x est le nom de la variable,

U est l'univers de discours associé avec la valeur de base,

$T(x)$ est l'ensemble des valeurs linguistiques que peut prendre x.

***Exemple*:**

La variable linguistique $x = \textit{température ambiante}$ peut être définie avec un ensemble des termes :

$T(x) = \{\textit{extremement froide, trés froide, froide, chaude, trés chaude, extremement chaude}\}$ qui forment son univers du discours $U = \left[-20^{\circ}C,\ 40^{\circ}C\right]$. La variable de base est *température*. Le terme froid représente une valeur linguistique. On peut l'interpréter, par exemple comme « les températures plus petites que 15° C ».

***D. Règle floue* :**

Une règle floue s'écrit : *″Si x est A Alors y est B″*

Et peut être notée :

$$'' (x, y) \text{ est } A \rightarrow B '' \tag{IV.14}$$

L'ensemble flou *A→B* n'est qu'une relation floue *R* entre *U* et *V* et sa fonction d'appartenance (valeur de vérité de l'implication) est donnée par :

$$\mu_{A\rightarrow B}(x, y) = \Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) \tag{IV.15}$$

où Φ est un opérateur d'implication floue spécifique. Il existe différents types d'opérations proposées par divers auteurs. L'opérateur de Mamdani et le plus utilisé en commande floue:

$$\Phi(\mu_A(x), \mu_B(y)) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \tag{IV.16}$$

Si x_1 *est* A_1 et x_2 est A_2 et ....et x_n est A_n alors y est B

$$\mu_A(x) = min(\mu_{A_1}(x_1), \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots, \mu_{A_n}(x_n)) \qquad (IV.17)$$

IV.2.2 Configuration d'un contrôleur flou

Par opposition à un régulateur classique, le régulateur par logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques [57]. Ces inférences sont traitées par des opérateurs de la logique floue. La configuration de base bloc par logique floue (*BLF*) est donnée par la figure (V-2).

A. Module de Fuzzification :

Dans ce module, on distingue:

- L'organe de normalisation qui permet de passer d'un domaine physique donné à un domaine normalisé, [-1,1] par exemple. Cet organe est optionnel.
- L'organe de fuzzification qui associé à une valeur numérique un degré d'appartenance à une valeur linguistique.

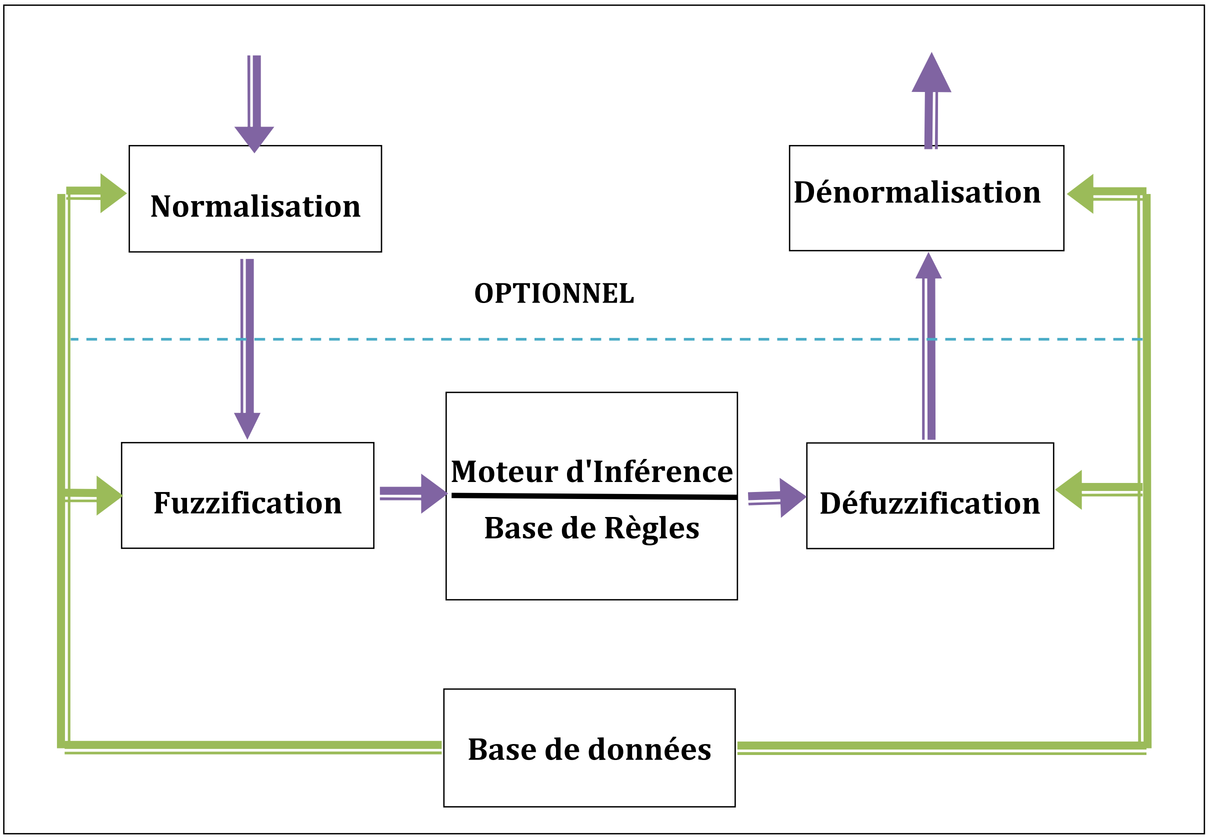


Figure (IV-2) : Configuration générale d'un bloc flou

B. Base de données

Elle contient les définitions des termes utilisés dans la commande et les règles caractérisant la cible de la commande et décrivant la conduite de l'expert. Elle consiste en une base de données et une base de règles.

- La base de données fournit les informations nécessaires pour le fonctionnement du module Fuzzification. Ces informations sont:

  Les ensembles flous (fonction d'appartenance) donnant la signification des valeurs linguistiques. Les domaines physiques et normalisés et les facteurs de réduction correspondants.
- La base de règles a pour but de structurer, la connaissance que l'on a sur le contrôle du processus en produisant des règles de la forme:

  Si < *état du processus*> Alors < *action en sortie* >.

La partie ″**Si**″ est appelée antécédent de la règle, la partie ″**Alors**″ est appelée conséquence de la règle. Les paramètres auxquels on a recours pour construire la base des règles sont:

- Le choix de "l'état du processus" et de la variable de sortie.
- Le choix du contour de l'antécédent et de la conséquence des règles.
- Le choix des valeurs linguistiques pour l'état du processus et la variable de sortie.

C. Moteur d'inférence

C'est le noyau d'un *BLF*, il a l'aptitude de simuler la prise de décision humaine en se basant sur des concepts flous. La formulation concrète des inférences dépend évidemment du comportement statique et dynamique du système à régler et de l’organe de commande, ainsi que des buts de réglages envisagés. L’expérience joue un rôle important pour indiquer les règles. Pour le réglage par logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes [57]:

- Méthode d'inférence Max-Min.
- Méthode d'inférence Max-Produit.
- Méthode d'inférence Somme-Produit.

La méthode la plus utilisée est celle de Max-Min [54]. On traitera un cas particulier avec deux variables d'entrée $x_1 \in U$ et $x_2 \in V$ et une variable de sortie $y \in W$. L'inférence est composée de deux règles:

Règle 1 (R_1): Si x_1 est A_1 et x_2 est B_1 alors y est C_1, OU (IV.18)

Règle 2 (R_2): Si x_1 est A_2 et x_2 est B_2 alors y est C_2 . (IV.19)

La figure (IV.3) représente graphiquement le principe de la méthode d'inférence Max-Min

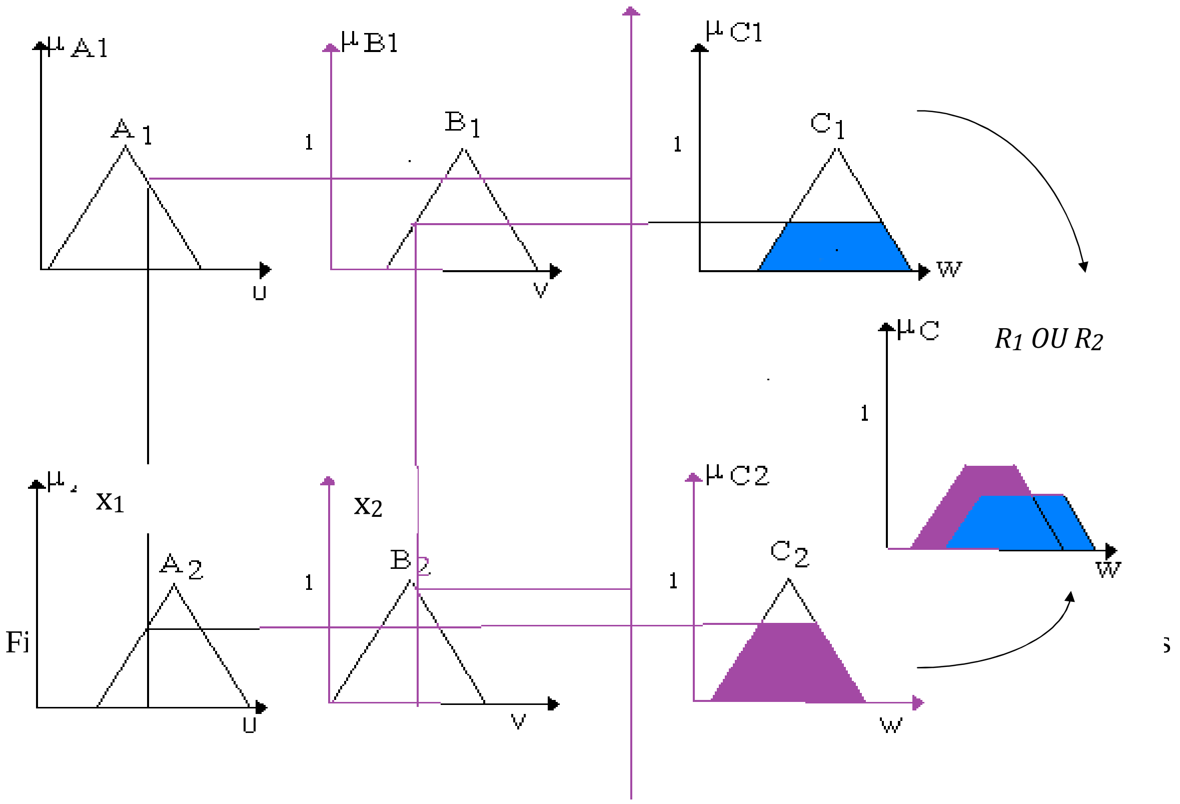


Figure (IV.3) : Représentation graphique du principe de la méthode d'inférence Max-Min

D. Module de défuzzification

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzication jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. Une stratégie de défuzzification est alors nécessaire. Plusieurs stratégies de défuzzification existent [57]. Les plus utilisées actuellement sont :

- Méthode du Maximum.
- Méthode de la moyenne des Maximas.
- Méthode du centre de gravité.

IV.2.3 Superviseur flou destiné à l'adaptation des paramètres du contrôleur PI

Après avoir énoncer les concepts de base et les termes linguistiques utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un superviseur flou des paramètres K_p et K_i d'un régulateur PI appliqué à la nouvelle approche MRAS.

Le superviseur flou doit remplir la tâche suivante :

- adapter les paramètres du mécanisme d'adaptation de la vitesse de l'observateur vis-à-vis les changements des paramètres de la machine et vis-à-vis d'autres perturbations.

Pour atteindre cet objectif, nous allons introduire un formalisme flou au mécanisme, qui apporte une plus grande flexibilité à la base de règles en codant les actions de réglage des paramètres du régulateur PI [57].

IV.2.3.1 Fonctionnement du Superviseur flou

Les entrées du superviseur sont l'erreur de vitesse (entre la vitesse estimée issue du régulateur PI et la vitesse de référence) et sa variation. Les adaptations faites sur les paramètres du régulateur PI visent à corriger au fur et à mesure l'évolution du système en agissant sur la loi de régulation. Lors du fonctionnement en ligne du régulateur, une matrice floue permet d'adapter les gains de façon à optimiser les caractéristiques de la réponse temporelle. Une base de règles est conçue admettant comme variables entrées e (erreur de vitesse) et $\Delta e.$: Variation de l'erreur et comme variables de sortie les taux de variation ($K_1\ et\ K_2$) que l'on doit ajouter à chaque instant aux paramètres nominaux$K_{p_0}\ et\ K_{ip_0}$, voir équations (IV.22) et (IV.23). La table de décision est extraite à partir d'une expertise obtenue suite à plusieurs tests de simulation. Ces derniers sont effectués en faisant varier les paramètres des régulateur PI tout en prenant en considération leur influence sur les performances de la commande sans capteur. L'algorithme d'adaptation des paramètres du régulateur PI est illustré par la figure la figure(IV.4).

$$e = \omega_{ref} - \widehat{\omega} \tag{IV.20}$$

$$\Delta e = \frac{de}{dt} \tag{IV.21}$$

$$K_p = K_1 + K_{p_0} \tag{IV.22}$$

$$K_i = K_2 + K_{ip_0} \tag{IV.23}$$

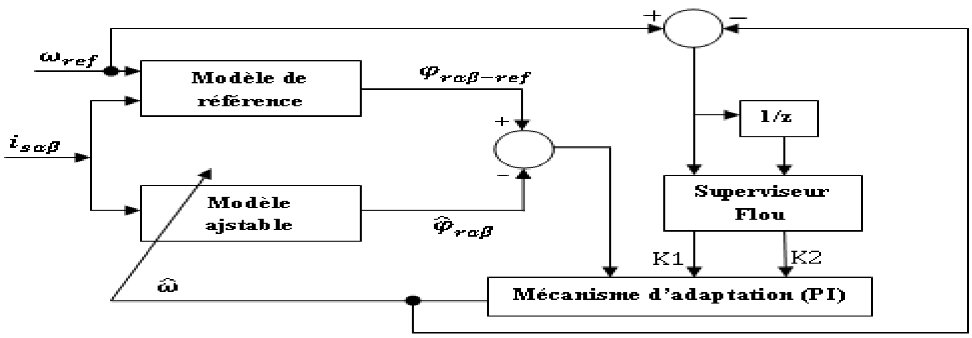


Figure (IV.4) : Schéma bloc d'un superviseur flou des paramètres du régulateur PI

- ***Conception de la table de décision:***

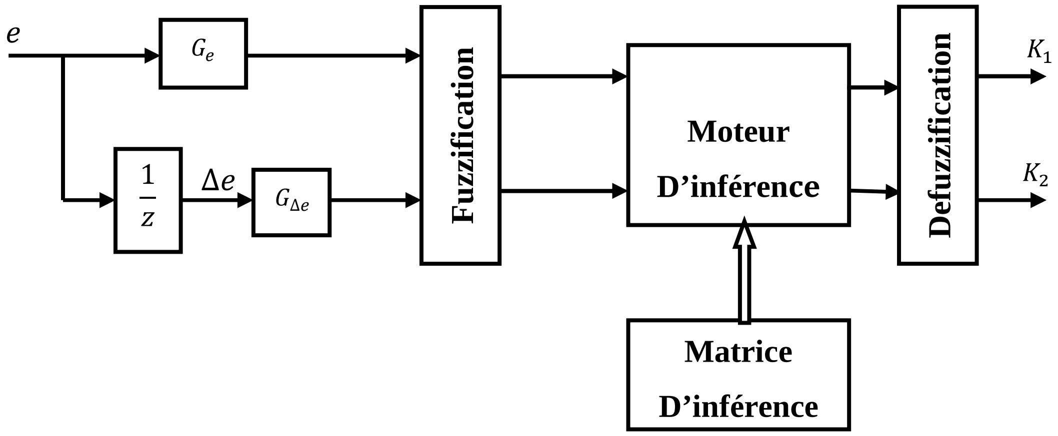
Pour pouvoir déterminer le contenu de la base des règles, il est nécessaire de s'appuyer sur des considérations concernant les liens entre l'évolution des paramètres du PI et les performances désirées :

- le gain intégral K_i est augmenté, pour améliorer le temps de montée pendant le régime transitoire ; il est diminué dès que la consigne de vitesse dépasse la zone tolérée afin de minimiser le dépassement.
- le gain proportionnel K_p est augmenté, pour réduire le temps de montée, sauf que cette action augmente les oscillations.
- Les variations sur les gains proportionnel et intégral ont des influences sur la dynamique du système qui varient dans le même sens. En fonction de la position dans le plan de phase de e et Δe, il s'agit de reconnaître le positionnement sur la courbe temporelle, puis de mener une action fondée sur les tendances citées précédemment et sur les objectifs fixés en terme de performances. Ainsi nous obtenons la table de décision suivante, tableau (IV. 1).

e \ Δe	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
NM	NG	NG	NM	NM	NP	Z	PP
NP	NG	NM	NM	NP	Z	PP	PM
Z	NM	NM	NP	Z	PP	PM	PM
PP	NM	NP	Z	PP	PM	PM	PG
PM	NP	Z	PP	PM	PM	PG	PG
PG	Z	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau (IV.1) : Table des règles.

La structure générale du superviseur flou est montrée sur la figure(IV.5), les entrées sont normalisées par les gains de normalisation G_e et $G_{\Delta e}$. On distingue trois parties :

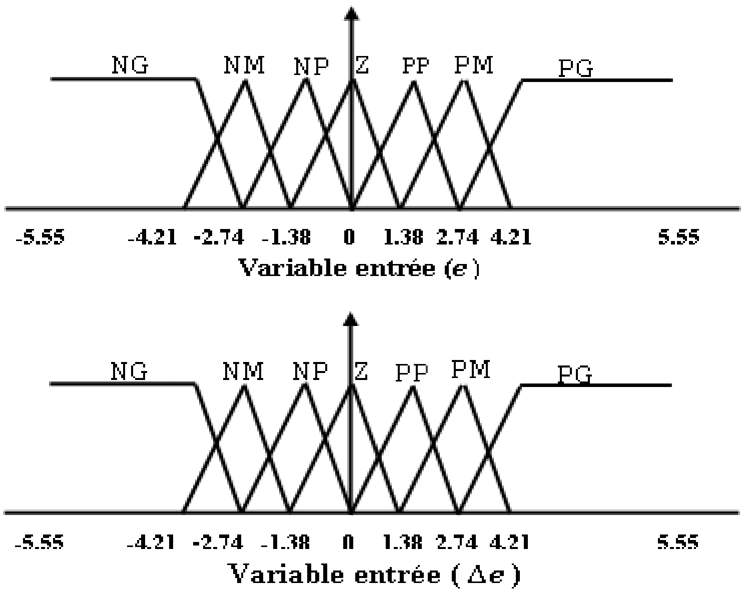


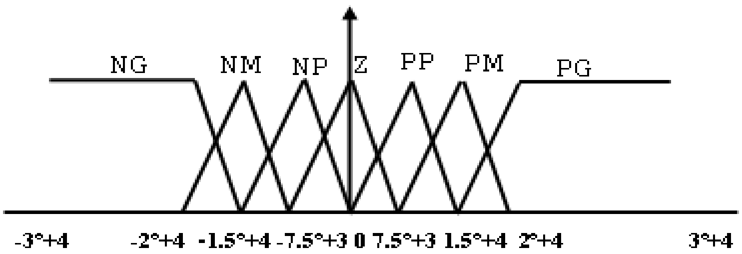
Figure(IV.5) : Structure d'un superviseur flou.

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu.

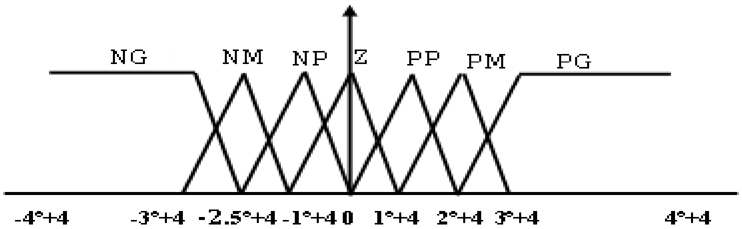
- ***Fuzzification, mécanisme d'inférence et défuzzification**:*

Concernant les variables entrées/sortie, notre politique vise toujours à obtenir une table de décision optimale de point de vue temps de calcul et redondance des régles. Notre choix est porté sur une table de 49 règles dont la fuzzification des ces variables est illustrée par la figure ci-dessous. Le mécanisme d'inférence utilisé est Max-Min de Mamdani, pour l'étape de défuzzification on a opté pour la méthode du centre de gravité.





Facteur d'adaptation K1.



Facteur d'adaptation K2.

Figure (IV.6) : Forme des fonctions d'appartenances des variables entrées/sortie.

IV.2.4 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de simulation et expérimentaux de la commande sans capteur mécanique, l'observateur utilisé est basé sur la MRAS–améliorée présentée au chapitre précédent. Un superviseur flou est associé au Régulateur PI incorporé dans le mécanisme d'estimation de la vitesse à partir de la technique MRAS. La figure (IV.7-17), montre clairement l'efficacité du superviseur flou, un temps de montée très rapide, un excellent rejet de perturbation (charge), une nette amélioration des performances.

Le flux quadratique φ_{rq} est pratiquement nul et le flux direct φ_{rd} est maintenu constant.

Dans la zone des vitesses faibles ou quasiment nulles (5 rad/sec) la vitesse suit fidèlement la consigne. On note que les résultats de simulation coïncident bel et bien avec les résultats expérimentaux.

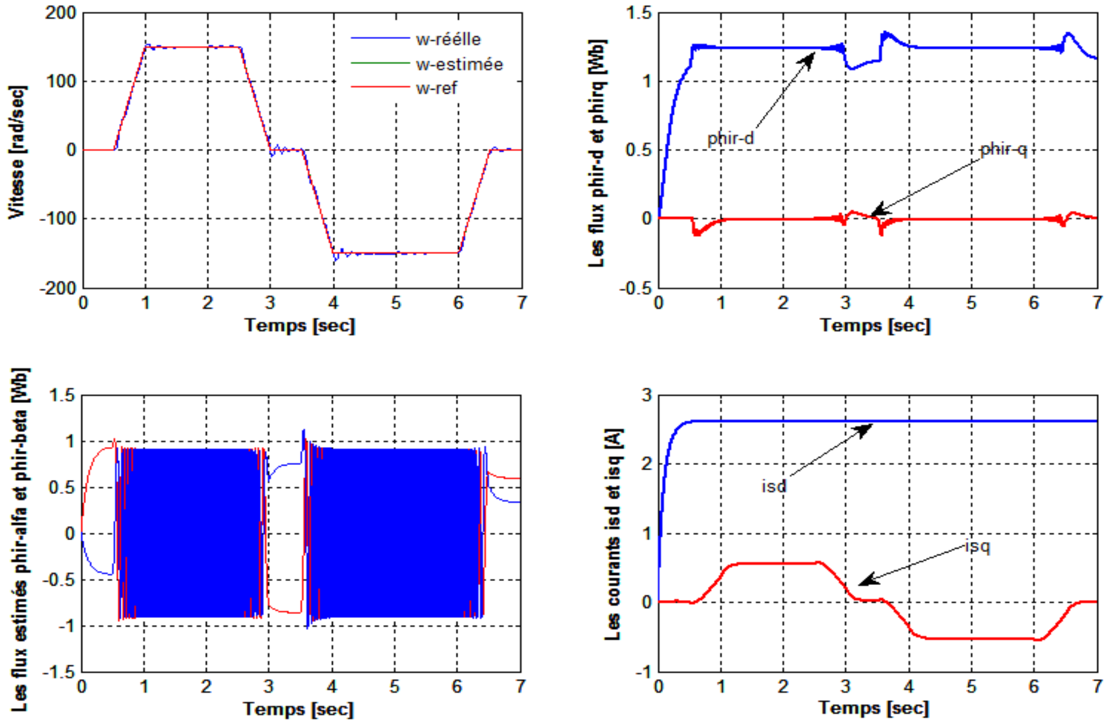


Figure (IV.7) : Courbe de vitesse, courants i_{sd} et i_{sq} , flux φ_{rd} et φ_{rq} et $\hat{\varphi}_{r\alpha}$ et $\hat{\varphi}_{r\beta}$.

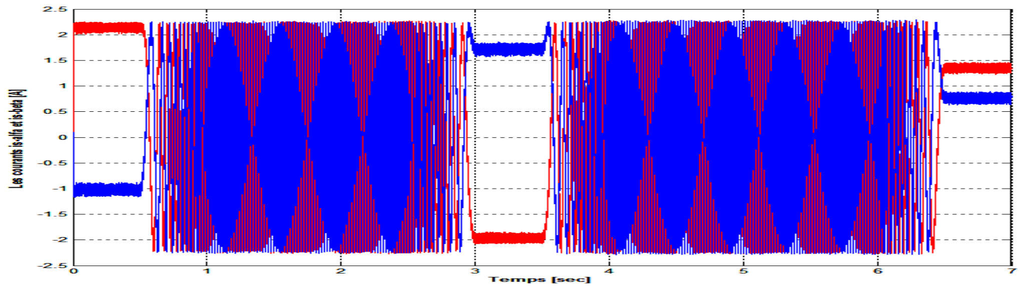


Figure (IV.8) : Courbe des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$.

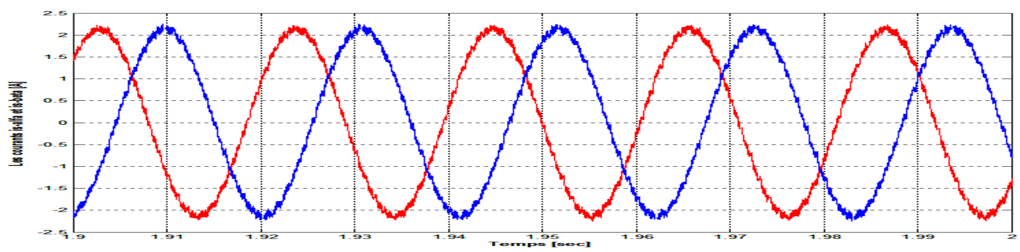


Figure (IV.9) : Courbe des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ Zoom.

IV.2.5 Résultats expérimentaux

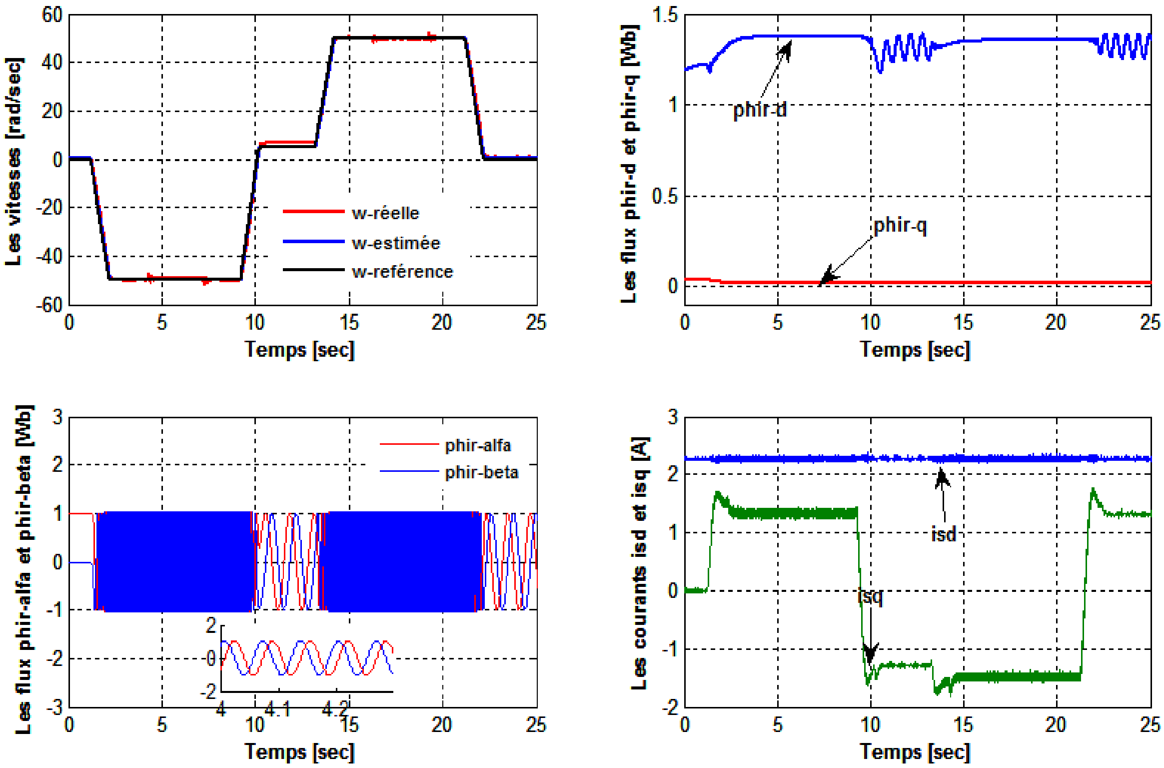


Figure (IV.10) : Courbe de vitesse, courants (i_{sd}, i_{sq}) , flux $(\varphi_{rd}, \varphi_{rq})$ et $(\hat{\varphi}_{r\alpha}, \hat{\varphi}_{r\beta})$.

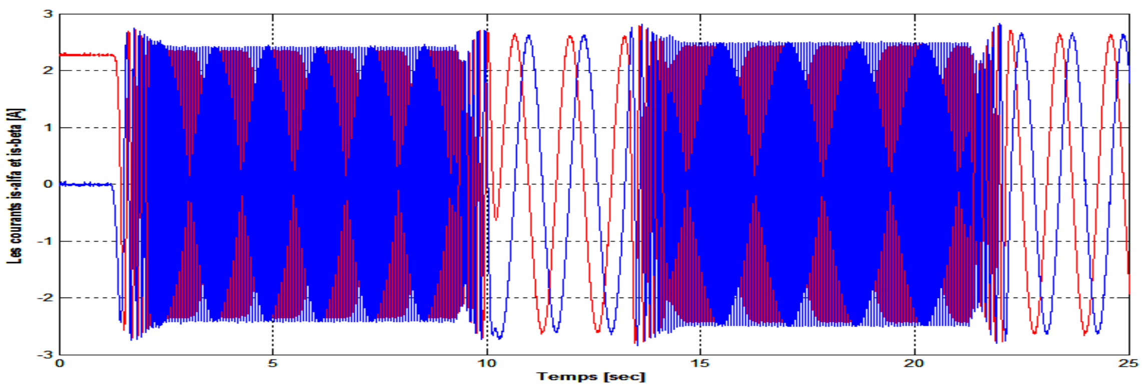


Figure (IV.11) : Courbe des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$.

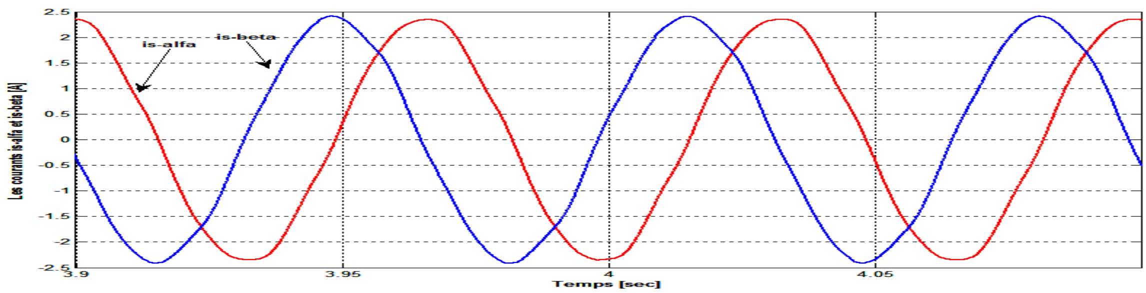


Figure (IV.12) : Courbe des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ Zoom.

IV.3 Logique floue type-2

Comme il est connu dans la littérature, les systèmes flous sont construits à partir d'un ensemble de règles basées sur des connaissances généralement incertaines ou issues d'une certaine expertise de l'utilisateur. Cette imprécision mène alors à obtenir des règles dont les prémisses et/ou les conséquences sont incertaines, ce qui va bruiter les fonctions d'appartenance. Le système flou de type-1 ne peut prendre en charge de telles éventualités de règles. Nous introduisons dans cette partie du chapitre une nouvelle classe de systèmes flous appelée système flou type-2 dans laquelle les valeurs d'appartenance des prémisses sont elles-mêmes des ensembles flous. Les ensembles flous type-2 sont très efficaces dans le cas où il nous est difficile de déterminer exactement les fonctions d'appartenance pour les ensembles flous, par conséquent ils sont pratiques pour l'incorporation des incertitudes.

IV.3.1 Conception

Initialement, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par le père fondateur de la logique floue Zadeh comme extension du concept de l'ensemble flou type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance floue, c'est-à-dire, le degré d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est lui-même un ensemble flou dans [0, 1]. De tels ensembles sont conseillés dans le cas où nous avons une incertitude au niveau de la valeur de l'appartenance elle même. L'incertitude peut être soit au niveau de la forme de la fonction d'appartenance soit dans l'un de ses paramètres.

La transition d'un ensemble ordinaire à un ensemble flou est la conséquence directe de l'indéterminisme de la valeur de l'appartenance d'un élément à un ensemble par 0 ou 1. Similairement, lorsque nous ne pouvons pas déterminer les fonctions d'appartenance floues par des nombres réels dans [0, 1], on utilise alors les ensembles flous type-2. Pour cela, on peut considérer que les ensembles flous type-1 comme une approximation du premier ordre de l'incertitude et que les ensembles flous type-2 comme une approximation du deuxième ordre [60].

IV.3.2 Ensemble flou type-2

Une fonction d'appartenance de type-2 est représentée par une fonction à deux variables. Chaque valeur de l'univers de discours procède un degré d'appartenance primaire μ_1 , la deuxième variable représente une fonction d'appartenance secondaire μ_2 qui est un nombre réel dans l'intervalle [0 1], cette fonction peut être définie par :

Il existe quatre types d'ensembles flous type-2 :

- Ensemble flou singleton, c'est-à-dire le degré d'appartenance $\mu = 0$ sauf pour une seule valeur de x dont $\mu = 1$.

- Ensemble flou type-1 intervalle, c'est-à-dire le degré d'appartenance $\mu = 0$ sauf sur un intervalle défini par les deux points limites gauche et droite $[l_l\ , r_l]$,

Avec $\mu = 1\ si\ l_l\ < x\ < r_l$

- Ensemble flou type-1, si le degré d'appartenance μ varie entre 0 et 1.
- Ensemble flou type-2, si le degré d'appartenance μ est représenté par un ensemble flou de deuxième ordre $\mu_{\tilde{A}}$.

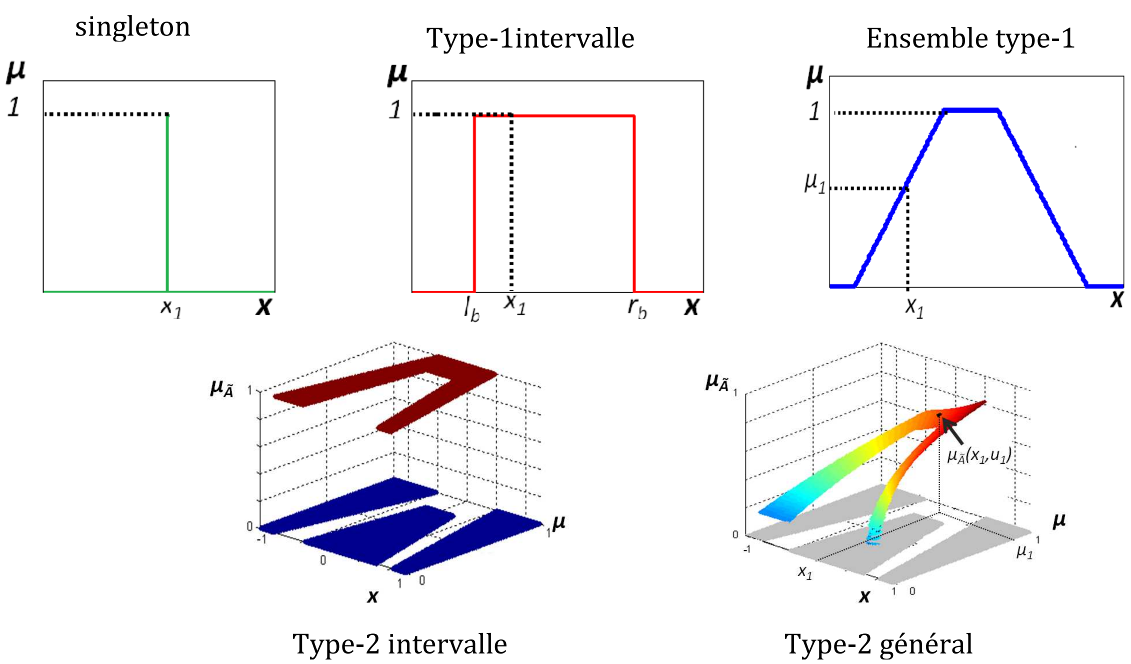
$$\mu_{\tilde{A}}(x, \mu): X \times [0\ 1] \rightarrow [0\ 1] \qquad \text{(IV.24)}$$

IV.3.3 Classification des ensembles flous type-2

On distingue deux classes d'ensembles flous type-2 :

- Ensemble type-2 intervalle si $\mu_{\tilde{A}}(x, \mu)$est un ensemble flou type-1 intervalle
- Ensemble type-2 général si $\mu_{\tilde{A}}(x, \mu)$est un ensemble flou type-1

Les figures (IV.13) illustrent respectivement les ensembles floues singleton, intervalle, type-1, type-2 intervalle et l'ensemble flou général.



Figure(IV.13) : les classes des ensembles flous.

L'ensemble flou type-2 intervalle peut être crée par deus ensembles flous type-1. Une fonction d'appartenance supérieure (FAS) qui représente la valeur maximum et une fonction d'appartenance inferieur (FAI) qui représente la valeur minimum de $\mu(x)$ pour chaque valeur de x. La région (U) représentée par le secteur borné entre (FAS) et (FAI) est appelée l'incertitude est montrée par la figure (IV.14). le système flou type-1 est un cas particulier d'un système flou type-2 dont la région d'incertitude est nulle.

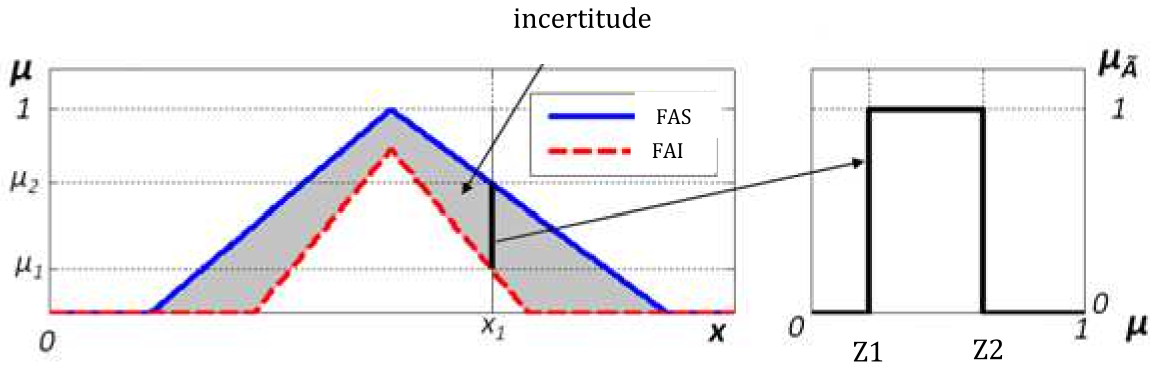


Figure (IV.14) : Fonction d'appartenance primaire et secondaire d'un système type-2

IV.3.4 Création d'une fonction d'appartenance

Les figures (IV.15-16) illustrent les fonctions d'appartenance trapézoïdales et triangulaires, ces derniers sont définies par les cinq points (a, b, c, d et e) et définies par les équations (IV.25-27),

$$y_1(x,a,b,c)=\frac{x-a}{b-a} \quad , \text{ pour } \quad a \le x \le b \qquad \text{(IV.25)}$$

$$y_2(x,c,d,e)=\frac{d-x}{d-c} \quad , \text{ pour } \quad c \le x \le d \qquad \text{(IV.26)}$$

$$\mathrm{T_{trap}} = \max(0, \min((\mathrm{y}_1, y_2), e) \qquad \text{(IV.27)}$$

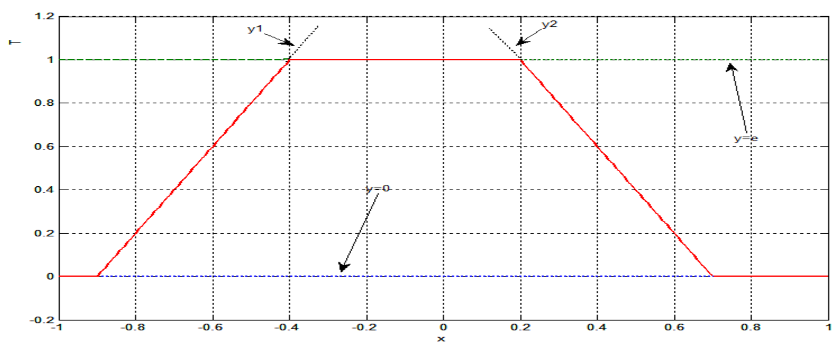


Figure (IV.15) : Fonction d'appartenance trapézoïdale (exemple : a=-0.9 ,b=-0.4, c=0.2, d=0.7 et e=1).

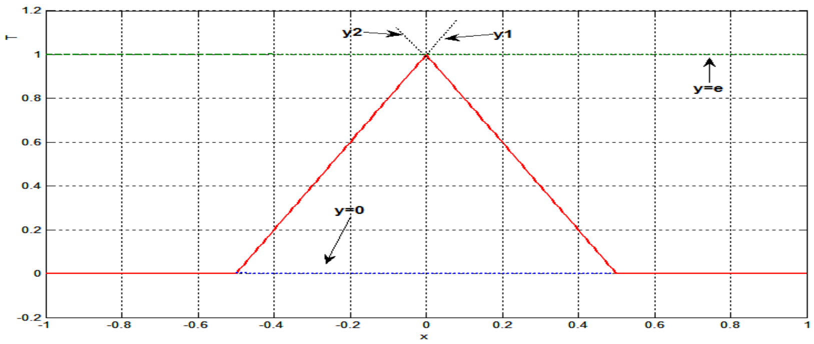


Figure (IV.16) : Fonction d'appartenance triangulaire (exemple : a=-0.5,b=c=0,d=0.7 et e=1).

IV.3.5 Centre de gravité d'une fonction d'appartenance floue type-2 intervalle

Une fonction d'appartenance type-2 intervalle peut être représentée approximativement par p fonctions d'appartenances type-1 intervalle situées au point x_i et bornées entre les limites supérieures et inferieures $\mu_{FAS(i)}$ et $\mu_{FAI(i)}$ comme le montre la figure (IV.17). Le centre de gravité de la fonction type-2 intervalle est calculé comme centre de p fonction intervalle type1. L'exactitude du calcul dépend de la valeur p, le centre exacte est trouvé si p tend vers l'infinie.

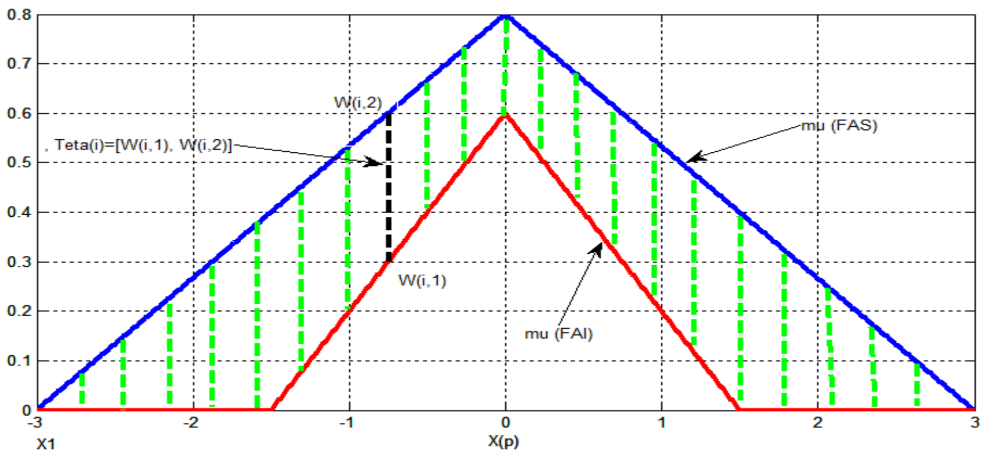


Figure (IV.17) : Fonction d'appartenance type-2 intervalle discrétisée en p fonction d'appartenance type-1 intervalle.

Le centre de gravite (c) de la fonction d'appartenance type-1 discrétisée en (p) points est calculé par :

$$c = \frac{\sum_{i=1}^{p} \mu(x_i) x_i}{\sum_{i=1}^{p} \mu(x_i)} \qquad \text{(IV.28)}$$

C'est similaire pour le centre de gravité de la fonction d'appartenance type-2 intervalle discrétisée en p intervalles, il est défini sur un intervalle [Cl Cr] .

$$[C_l\,,\ C_r] = \left[\frac{\sum_{i=1}^{p} \mu^*(x_i)x_i}{\sum_{i=1}^{p} \mu^*(x_i)} \ , \quad \frac{\sum_{i=1}^{p} \mu^{**}(x_i)x_i}{\sum_{i=1}^{p} \mu^{**}(x_i)} \right] \qquad \text{(IV.29)}$$

Avec $\mu^*(x_i)$ et $\mu^{**}(x_i)$ représentent respectivement $\mu_{FAS(i)}$ et $\mu_{FAI(i)}$, la figure (IV.18) illustre un exemple de fonction d'appartenance type-2 discrétisée en quatre fonctions d'appartenance type-1 intervalle.

On a :

1- I1= [0, 0.4] pour x= -0.6
2- I2= [0.39, 0.6] pour x= -0.4
3- I3 = [0.39 , 0.6] pour x = 0.4
4- I4 = [0 , 0.4] pour x= 0.6

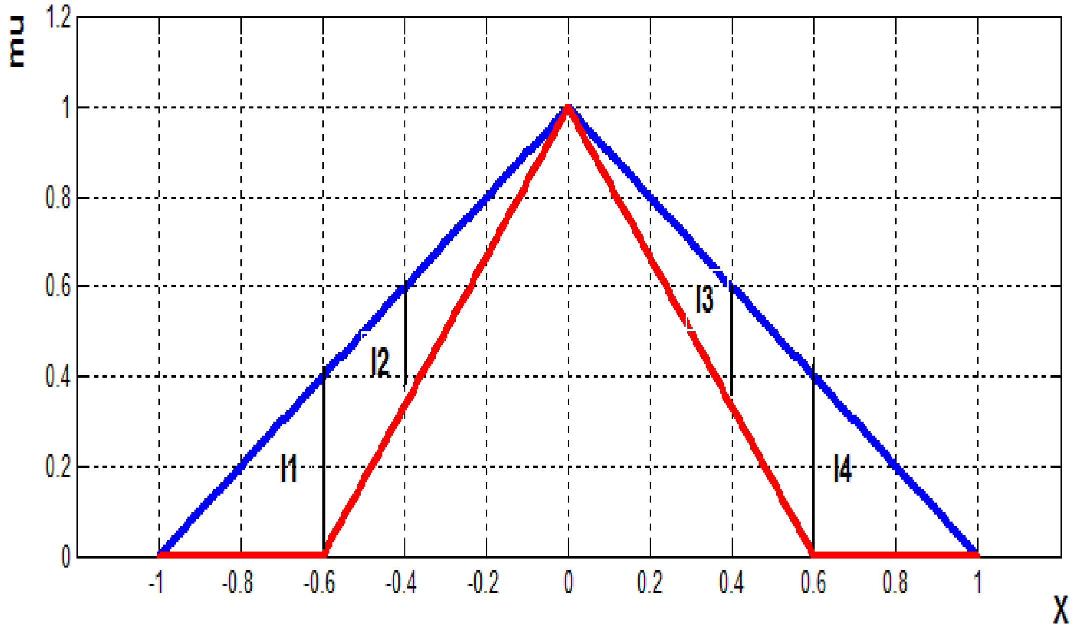


Figure (IV.18) : Fonction d'appartenance type-2 discrétisée en quatre fonctions d'appartenance type-1 intervalle.

Le tableau ci-dessous récapitule toutes les possibilités des valeurs du centre de gravité défini par l'équation (IV.28) pour p=4.

X1	X2	X3	X4	$\mu(x_1)$	$\mu(x_2)$	$\mu(x_3)$	$\mu(x_4)$	$c=\frac{\sum_{i=1}^{p}\mu(x_i)x_i}{\sum_{i=1}^{p}\mu(x_i)}$
-0.6	-0.4	0.4	0.6.	0	0.39	0.39	0	0
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0	0.39	0.39	0.4	0.2034
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0	0.39	0.6	0	0.0848
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0	0.39	0.6	0.4	**0.2331**
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0	0.6	0.39	0	-0.0848
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0	0.6	0.39	0.4	0.1122
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0	0.6	0.6	0	0
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0	0.6	0.6	0.4	0.1500
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0.4	0.39	0.39	0	-0.2034
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0.4	0.39	0.39	0.4	0
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0.4	0.39	0.6	0	-0.1122
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0.4	0.39	0.6	0.4	0.0469
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0.4	0.6	0.39	0	**-0.2331**
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0.4	0.6	0.39	0.4	-0.0469
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0.4	0.6	0.6	0	-0.1500
-0.6	-0.4	0.4	0.6	0.4	0.6	0.6	0.4	0

On peut noter que les valeur limites max et min [Cl Cr] sont [-0.2331 , 0.2331], c'est l'approximation du centre de gravité d'une fonction d'appartenance type-2 intervalle. Lorsque la valeur de p est incrémenté, le calcul du centre de gravité devient difficile à calculer . Pour se faire on utilise un algorithme proposé par Karnik-Mendel [60-61] (figure (IV.19)). Le tableau (IV.2) présente les résultats de calcul du centre de gravité pour différentes valeur de p.

Discrétisation (p)	Centre de gravité	Nombre d'itérations (KMA)	2^p itérations
4	[-0.1111 0.1111]	04	16
8	[-0. 1596 0.1596]	08	256
16	[-0.1662 0.1662]	16	65536
64	[-0.1676 0.1676]	64	$1.84*10^{19}$
256	[-0.1677 0.1677]	256	$1.158*10^{77}$

Tableau (IV.2) : Calcul du centre de gravité pour différentes valeur de p

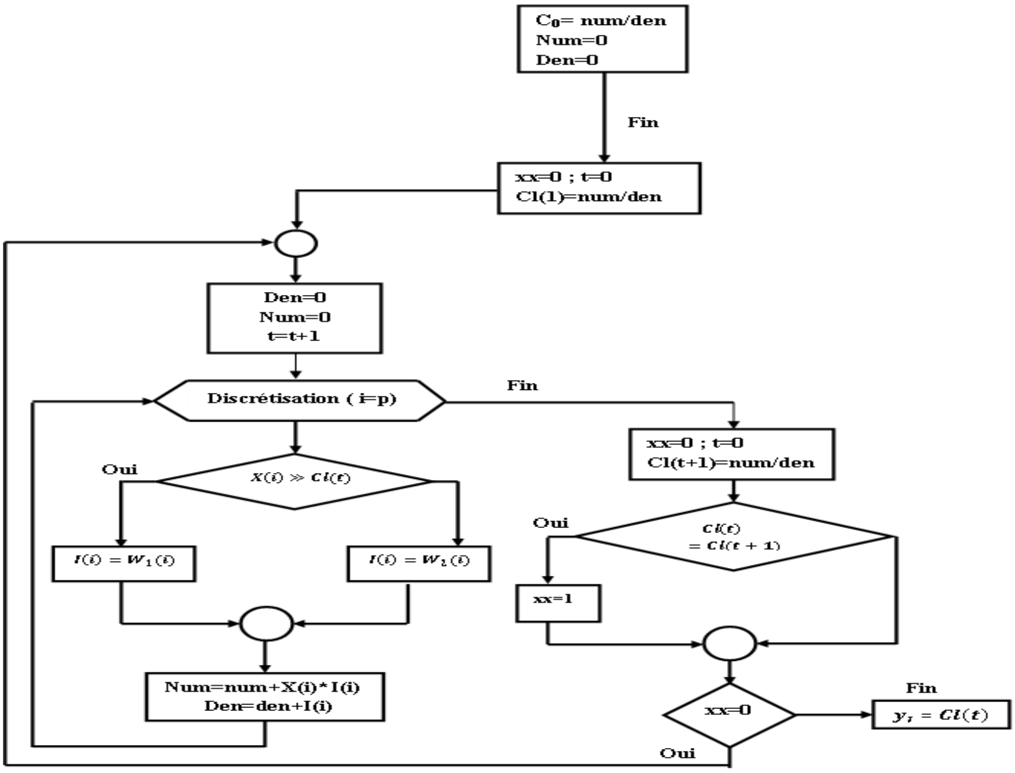


Figure (IV.19) : Algorithme de Karnik – Mendel (KMA) pour le calcul de [Cl Cr] .

IV.3.6 Structure d'un système flou type-2

La figure(IV.20) montre la structure de base d'un système flou de type-2, elle est analogue à celle d'un système flou de type-1, Pour ce dernier le bloc traitement de sortie se réduit seulement à la défuzzification. Mais dans le cas d'un FLS de type-2 on voit l'apparition d'un nouveau bloc, celui de la réduction de type.

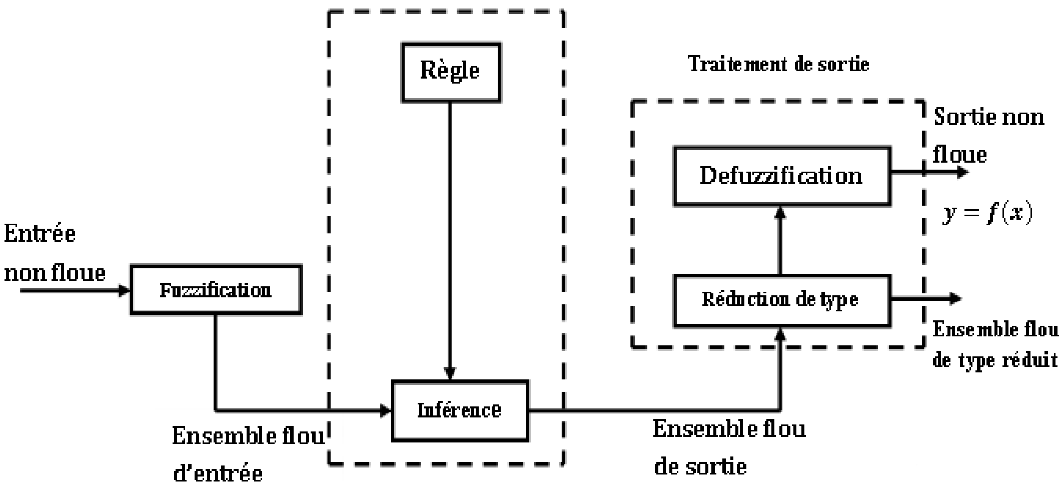
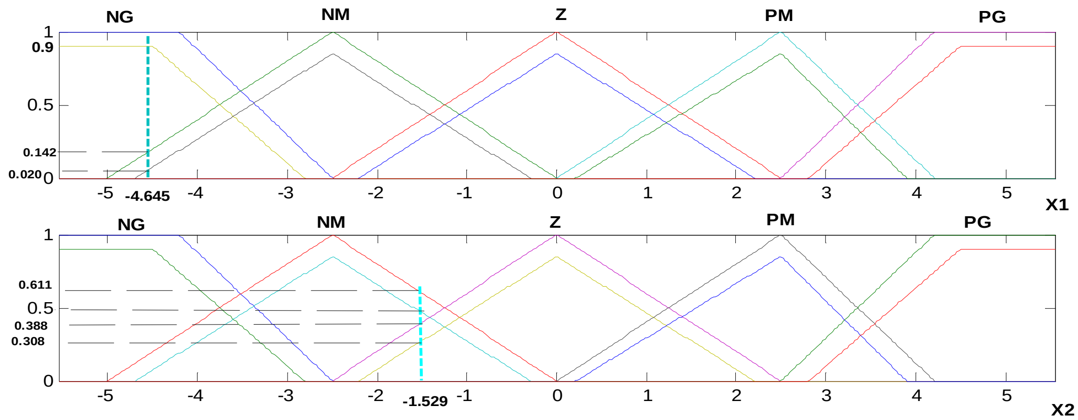


Figure (IV.20) : Structure d'un système flou type-2.

A. Fuzzification

Le système de Fuzzification transforme les entrées $(x_1, x_2, \ldots\ldots x_n)$ à des ensembles flous type-2 intervalle à partir des ensembles flous type-1. Le nombre des ensembles dépend du nombre d'entrées et le nombre des fonctions d'appartenances.

- **Exemple de fuzzification :**



Figure(IV.21) : Exemple de fonctions d'appartenances des entrées X1 et X2.

La première étape consiste à fuzzifier les entrées X1 et X2 sous forme d'ensembles flous comme le montre la figure (IV.21). la première entrée est fuzzifiée par deux ensembles flous (NG et NM) et la seconde entrée est fuzzifiée elle aussi par deux ensembles flous (NM et Z). les résultats sont récapitulés sur la figure (IV.22).

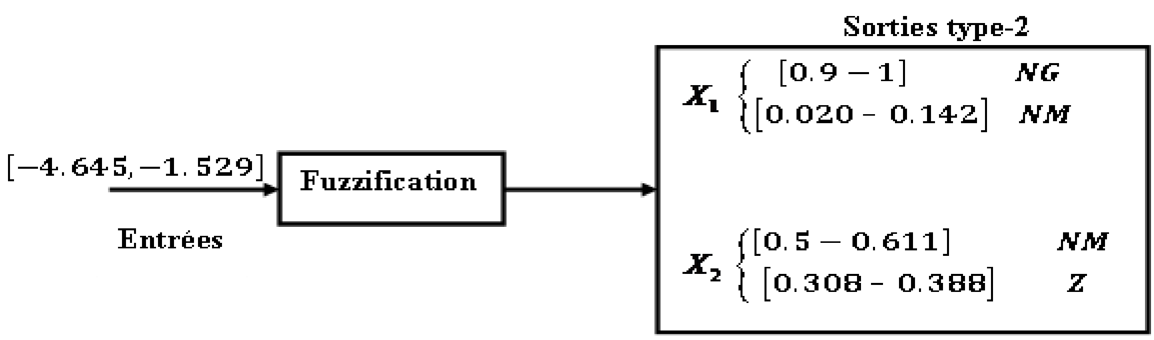


Figure (IV.22) : Fuzzification type-2 des entrées.

B. Les Règles

La différence entres les règles d'un système flou de type-1 et celles de type-2 résidera seulement dans la nature des fonctions d'appartenance, donc, la structure des règles dans le cas du type-2 va rester exactement la même que celle du type-1. La seule différence étant que quelques fonctions d'appartenance seront de type-2, alors, la l ème règle d'un système flou type-2 aura la forme suivante [60-61] :

$$IF\ \ x_1\ is\ \tilde{F}_1^l\ \ and\ x_2\ is\ \tilde{F}_2^l\ \ and\ \ x_3\ is\ \tilde{F}_3^l \ldots\ldots\ldots . x_p\ is\ \tilde{F}_p^l\ \ THEN\ y\ is\ \tilde{G}^l \qquad \text{(IV.30)}$$

Quant une entrée singleton par exemple $x' = \{x_1', x_2' ......x_p'\}$ se présente le mécanisme d'inférence calcule le degré d'activation de chaque règle en utilisant l'opération d'intersection entre les degrés d'appartenance de l'antécédent de chaque règle. Le degré d'activation correspondant à la l ème règle est :

$$\mu_{\tilde{F}_1^l}(x_1') \cap \mu_{\tilde{F}_2^l}(x_2') .... \cap \mu_{\tilde{F}_p^l}(x_p') = \prod_{i=1}^{p} \mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i') \qquad \text{(IV.31)}$$

C. Moteur d'inférence

Comme en la logique floue de type-1, l'inférence est l'opération logique par laquelle on admet une proposition en vertu de sa liaison avec d'autres propositions tenues pour vraies. Seulement en logique flou type-2 on utilise la base de règles floues type-2 (IV.30). Pour effectuer une relation entre un vecteur d'entrée $x = \{x_1, x_2 ......x_p\}$ et la sortie y. On calcul en premier lieu l'intervalle d'activation associé au l ème ensemble flou de sortie par la relation suivante:

$$\prod_{i=1}^{p} \mu_{\tilde{f}_i^l}(x_i) \qquad \text{(IV.32)}$$

$\mu_{\tilde{f}_i^l}(x)$ est l'intervalle d'activation associé à la variable x_i .

L'ensemble flou de sortie correspondant à la $l^{éme}$ règle R^l par $\tilde{B}^l$. Lorsqu'une entrée singleton x' est appliquée, qui veut dire que l'ensemble $\tilde{X}'$ auquel appartient x' possède un degré d'appartenance unitaire à $x = x'$ et zéro ailleurs, par conséquent l'ensemble de sortie correspondant à la $l^{éme}$ règle est calculé à l'aide de l'opérateur t-norme choisie $\cap$ comme suit

$$\mu_{\tilde{B}^l}(y) = \mu_{\tilde{G}^l}(y) \cap \left[\prod_{i=1}^{p} \mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i) \right] \qquad \text{(IV.33)}$$

Où ∩ dénote l'opération *meet* basée sur la T-norme choisie.

Comme seulement les ensembles flous type-2 intervalle sont utilisés et l'opération t-norme-produit est mise en œuvre, alors l'intervalle d'activation associé au $l^{éme}$ensemble flou de sortie est l'ensemble flou type-1 intervalle défini par :

$$F^l(x) = [\, f_{\inf}{}^l(x),\ f_{\sup}^l(x)] \tag{IV.34}$$

$$f_{\inf}{}^l(x) = \mu_{\tilde{F}_1^l \inf}(x_1) * \mu_{\tilde{F}_2^l \inf}(x_2) * \ldots\ldots * \mu_{\tilde{F}_p^l \inf}(x_p) \tag{IV.35}$$

$$f_{\sup}^l(x) = \mu_{\tilde{F}_1^l \sup}(x_1) * \mu_{\tilde{F}_2^l \sup}(x_2) * \ldots\ldots * \mu_{\tilde{F}_p^l \sup}(x_p) \tag{IV.36}$$

Les termes $\mu_{\tilde{F}_i^l \inf}(x_i)$ et $\mu_{\tilde{F}_i^l \sup}(x_i)$ sont respectivement la valeur inférieure et supérieure de l'intervalle d'activation correspondant à $\mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i)$.

- **Exemple de moteur d'inférence**

Si on reprend l'exemple précédant, ici quatre règles sont activées (deux pour l'entrée X1 et deux pour l'entrée X2), la figure(IV.23) illustre un moteur d'inférence avec une t-norm produit, dans ce cas Z= (Z_1 , Z_2) représente la règle activée et W son degré d'appartenance.

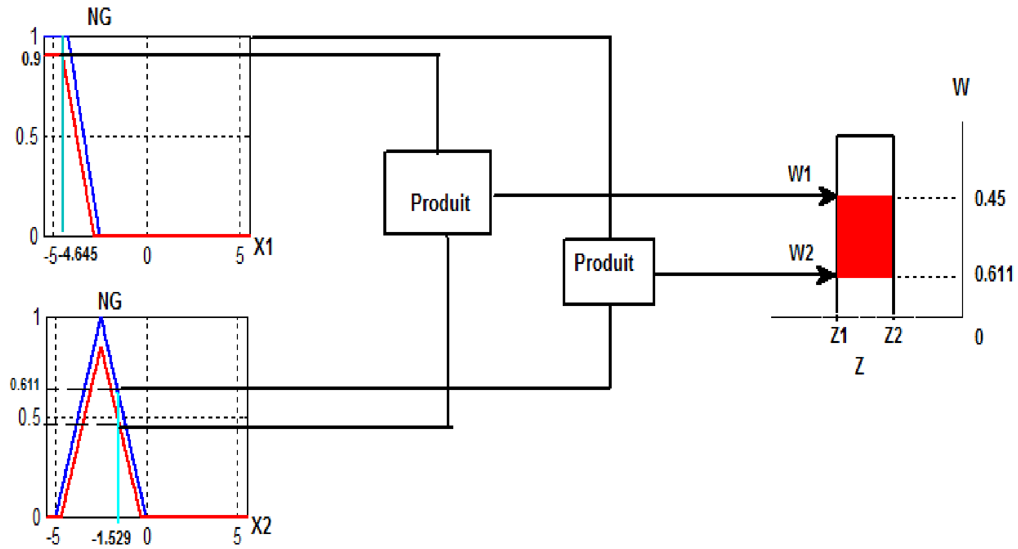


Figure (IV.23) : Moteur d'inférence avec t-norm produit.

Dans ce cas on a :

$$f_{\inf}{}^{l}{}'(x) = W_1 = f^{l}_{1\inf} * f^{l}_{2\inf} \tag{IV.37}$$

$$f_{\sup}{}^{l}{}'(x) = W_2 = f^{l}_{1\sup} * f^{l}_{2\sup} \tag{IV.38}$$

IV.3.7 Traitement de Sortie

Le traitement de sortie consiste à combiné les ensembles floue type-2 (une pour une règle activée) pour obtenir un point critique de sortie (valeur numérique). Le système de traitement de sortie est composé de deux parties, la première partie consiste à réduire le type-2 en type-1, la deuxième partie est consacrée à la défuzzification de la sortie du réducteur.

IV.3.8 Réduction de type

Pour un système flou de type-1, la partie traitement de sortie de la figure (IV.23) on trouve seulement la Defuzzification dont la sortie est un nombre réel.

Pour un système flou type-2, chaque ensemble de sortie d'une règle est de type-2 Figure(IV.24a). Dans ce contexte, il existe des méthodes de traitement qui peuvent nous fournir un ensemble de type-1 à partir des ensembles de sorties de type-2. On appelle cette opération «Réduction de type » [61], et on appelle l'ensemble résultant de type-1 « Ensemble réduit » Figure(IV.24b). Le défuzzificateur dans un système flou type-2 peut alors défuzzifier l'ensemble réduit pour obtenir une sortie ordinaire non floue Figure(IV.24c) pour le système flou type-2.

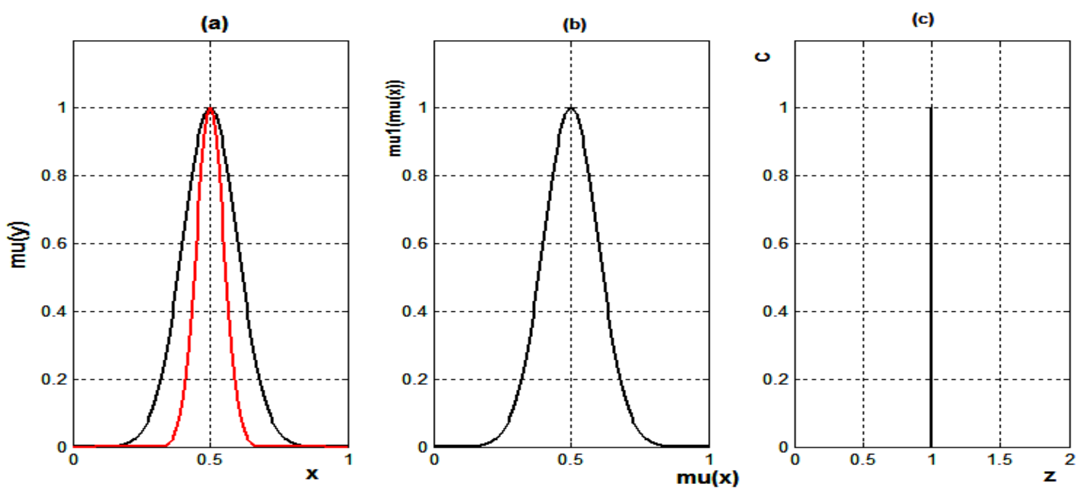


Figure (IV.24) : Opérations du traitement de sortie d'un système flou type-2.

Pour transformer la sortie floue type-2 en un ensemble flou type-1, la méthode des centres de gravité des ensembles est utilisée [61], dont la formule générale de calcul est donnée par la relation suivante :

$$Y(Z_1, Z_2, ..., Z_M, W_1, ..., W_M) = \int_{z^1} .... \int_{z^M} .... \int_{w^1} ..... \int_{w^k} 1 / \frac{\sum_{l=1}^{k} w_l z_l}{\sum_{l=1}^{k} w_l} \qquad \text{(IV.39)}$$

Etant donné que chaque ensemble dans l'équation (IV.39) est un ensemble type-1 intervalle, alors $Y(Z_1, Z_2, ..., Z_M, W_1, ..., W_M)$ est aussi un ensemble flou type-1 intervalle dont le domaine est situé sur l'axe des réels :

$$Y(Z_1, Z_2, ..., Z_M, W_1, ..., W_M) = [y_l, y_r] \qquad \text{(IV.40)}$$

Dans ce cas il suffit de calculer seulement l'expression $\frac{\sum_{l=1}^{k} w_l z_l}{\sum_{l=1}^{k} w_l}$, puisque tous les degrés d'appartenance dans un ensemble type-1 intervalle sont ordinaires, alors nous allons dans la suite représenter un intervalle seulement par ses limites gauche et droite $[l,\ r]$ ou par son centre et largeur $c = \frac{C_l + C_r}{2}$ et $s = \frac{C_l - C_r}{2}$ respectivement.

Dans un système flou type-2, chaque z_l dans (IV.39) est un ensemble type-1 intervalle et chaque W_l est un ensemble type-1 intervalle borné entre deux valeurs critiques gauche et droite , Y est aussi un ensemble type-1 intervalle, donc nous avons seulement besoin de calculer les deux points extrêmes y_l *(point gauche)* et y_r (point droite) issus du réducteur de type. Pour calculer ces deux points , nous allons utilisé l'algorithme de Karnik-Mendel illustré sur la figure (IV.25)

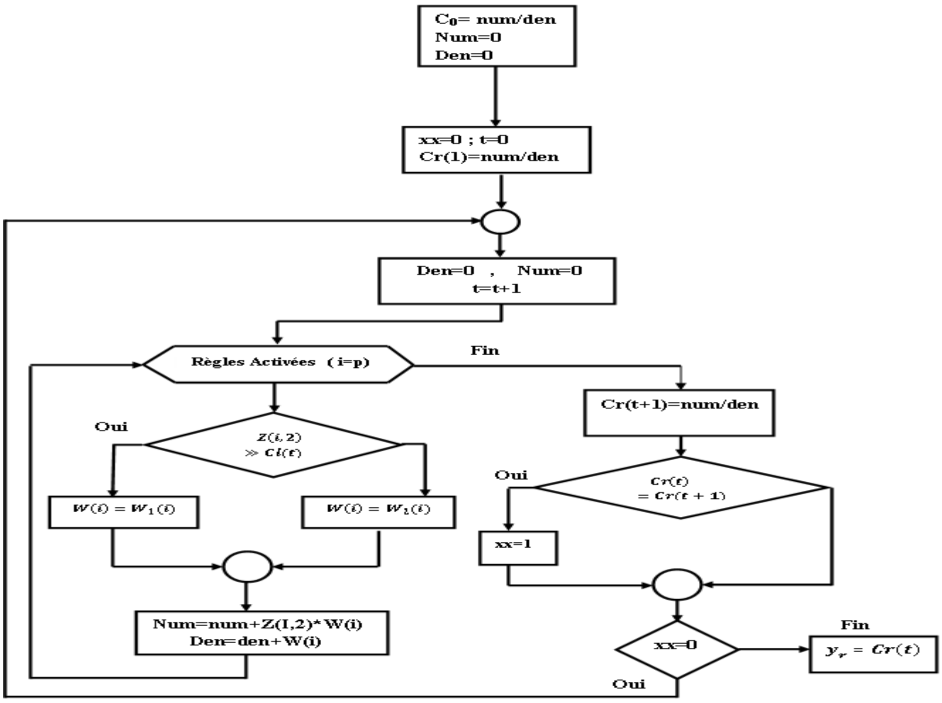


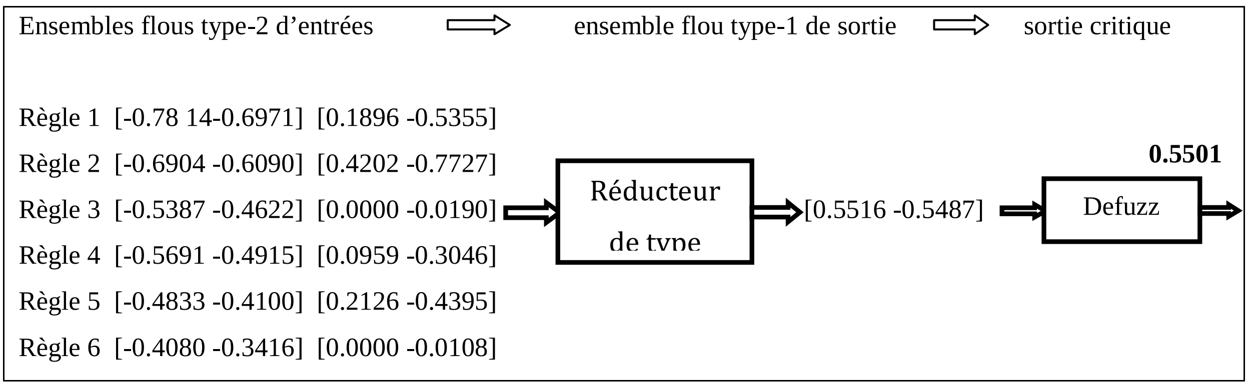
Figure (IV.25) : Algorithme de Karnik-Mendel pour la détermination de y_r ou y_l

IV.3.9 Defuzzification

La deffuzzification consiste à transformer l'ensemble flou de type réduit en un point critique de sortie. Cette dernière représente la valeur moyenne des limites de l'ensemble type-réduit .

$$Y = \frac{y_l + y_r}{2} \tag{IV.41}$$

Pour mieux comprendre le système de traitement de la sortie, on prend un exemple où six règles sont activées, la figure (IV.26) montre le système de traitement de sortie et la figure (IV.27) illustre l'allure de la sortie numérique.



Figure(IV.26) : Résultats de combinaison des ensembles flous type-2 pour aboutir au point de sortie critique.

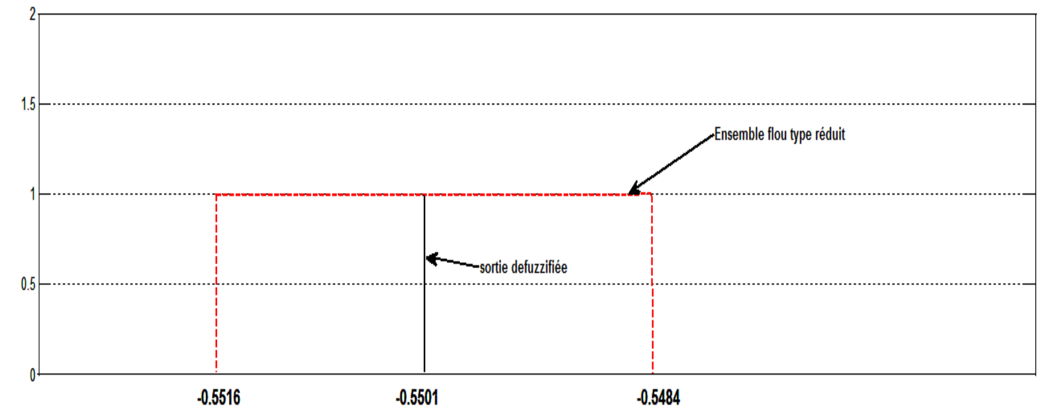


Figure (IV.27) : Allure de la sortie après traitement.

IV.3.10 Superviseur flou type-2 des paramètres du correcteur PI

On applique la théorie de la logique floue type-2 sur le même superviseur présenté précédemment. Il faut signaler qu'on a conservé les mêmes univers de discours des entrées et des sorties et la même table des règles, sauf que les fonctions d'appartenances sont de type-2. Figure (IV.28) illustre la forme des fonctions d'appartenances des variables entrées. Les figures (IV.29-30) montrent les résultats de simulation superviseur flou type 2.

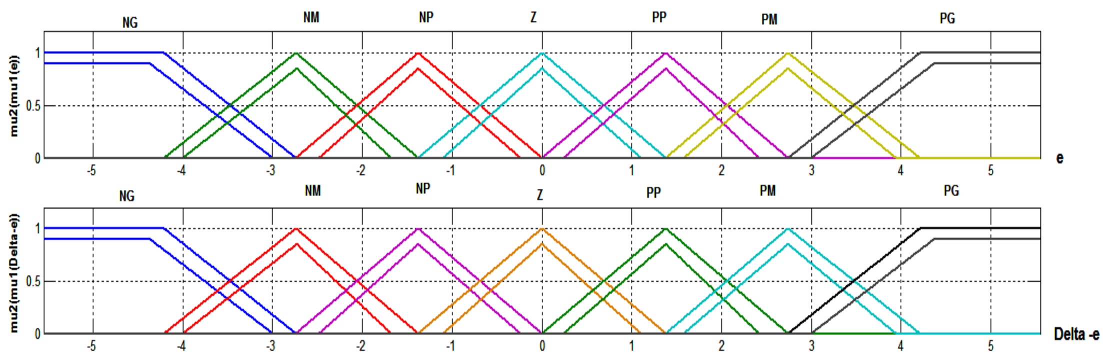


Figure (IV.28) : Forme des fonctions d'appartenances de variables entrées

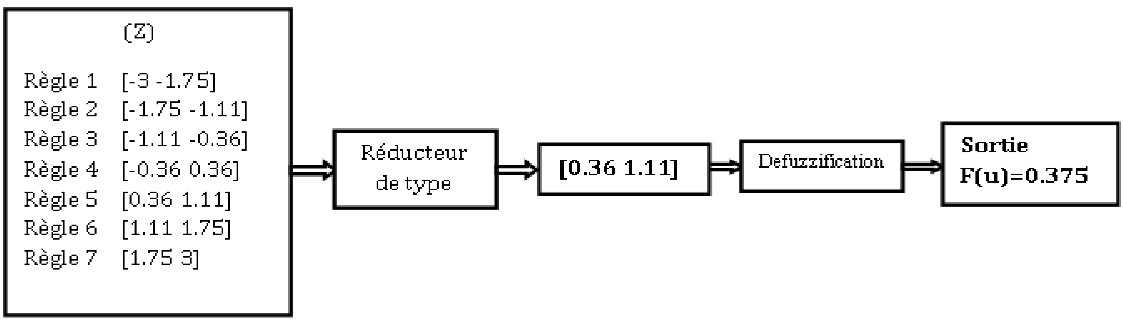


Figure (IV.29) : Résultats de simulation du mécanisme d'inférence de la sortie f(u) donnant K1.

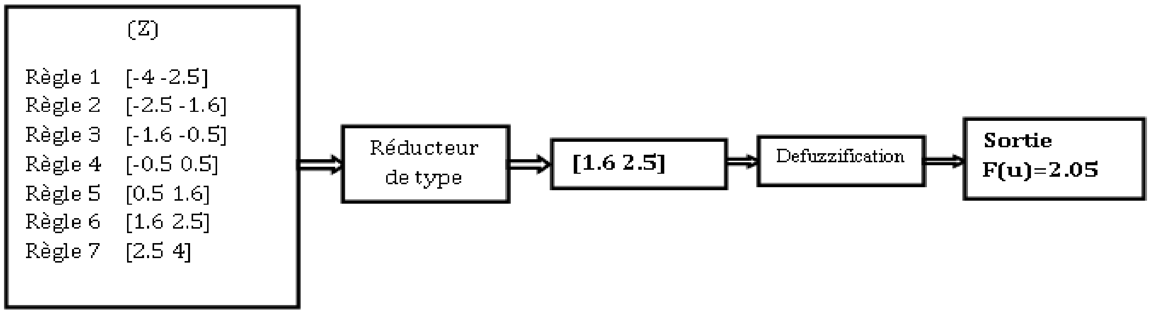


Figure (IV.30) : Résultats de simulation du mécanisme d'inférence de la sortie f(u) donnant K2.

IV.3.11 Structure du Superviseur flou type-2

La figure (IV.31) montre la structure générale d'un superviseur flou type-2, la seule différence avec ceux de type-1 se situe au niveau du système de traitement des sorties.

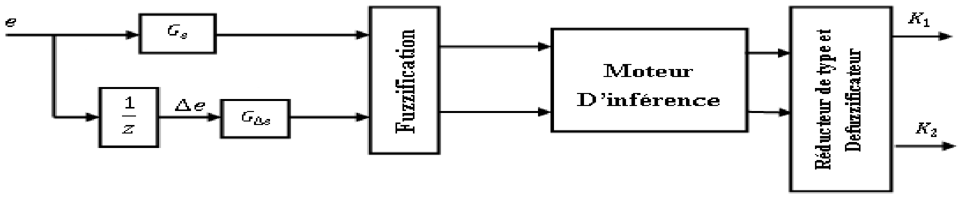


Figure (IV.31) : Structure d'un superviseur flou Type-2.

IV.3.12 Résultats

<u>**Caractéristiques obtenues par simulation**</u>

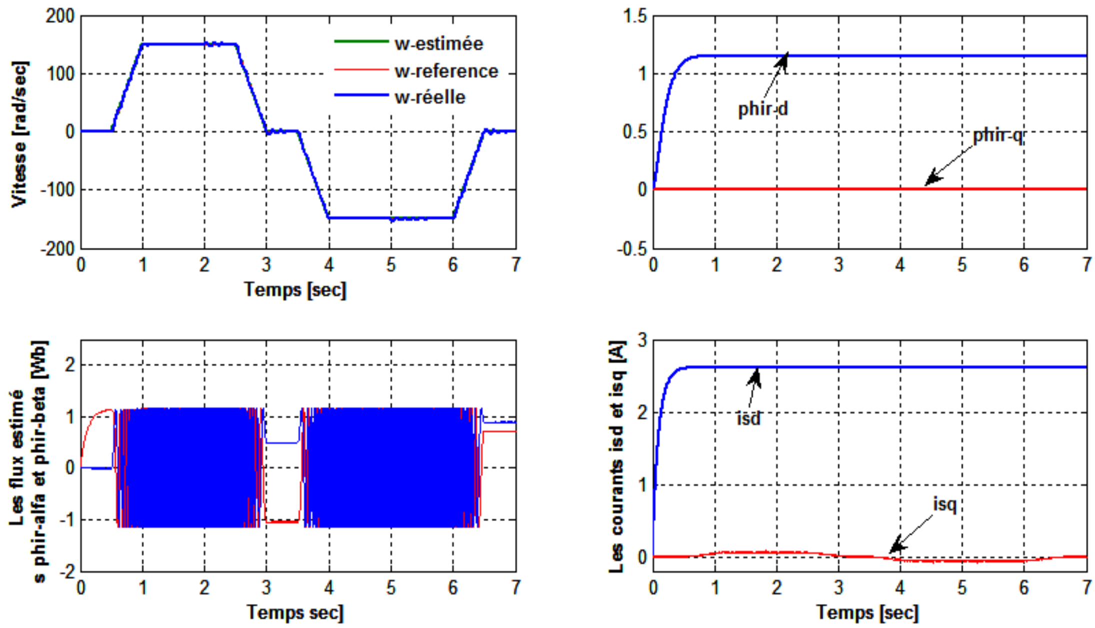


Figure (IV.32) : Courbe de vitesse, courants (i_{sd}, i_{sq}), flux $(\varphi_{rd}, \varphi_{rq})$ et $(\hat{\varphi}_{r\alpha}, \hat{\varphi}_{r\beta})$.

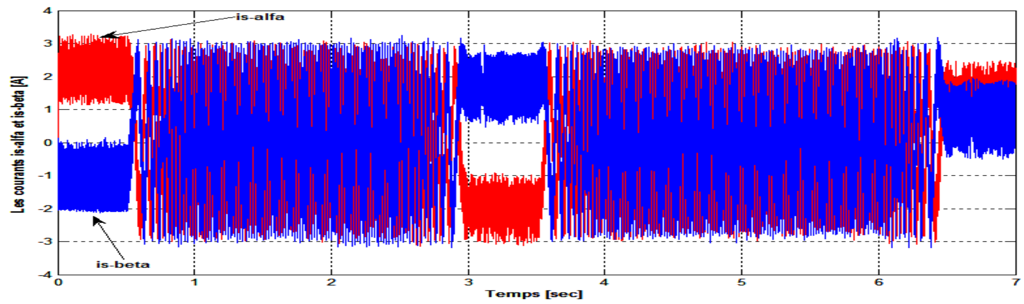


Figure (IV.33) : Courbe des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$.

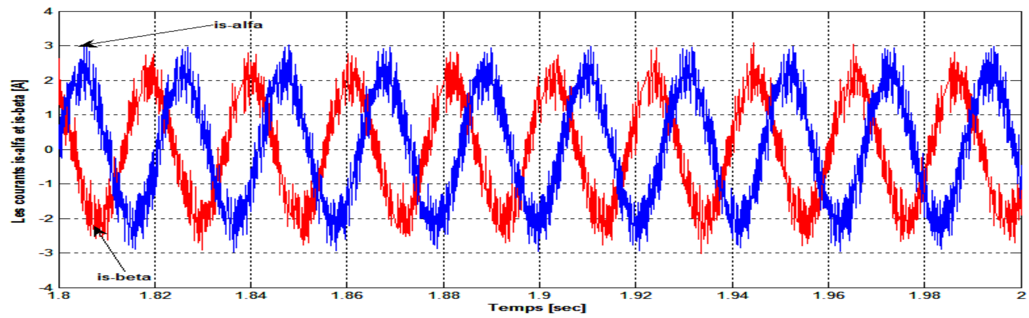


Figure (IV.34) : Courbe des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ (Zoom).

- ***Résultats de la validation expérimentale***

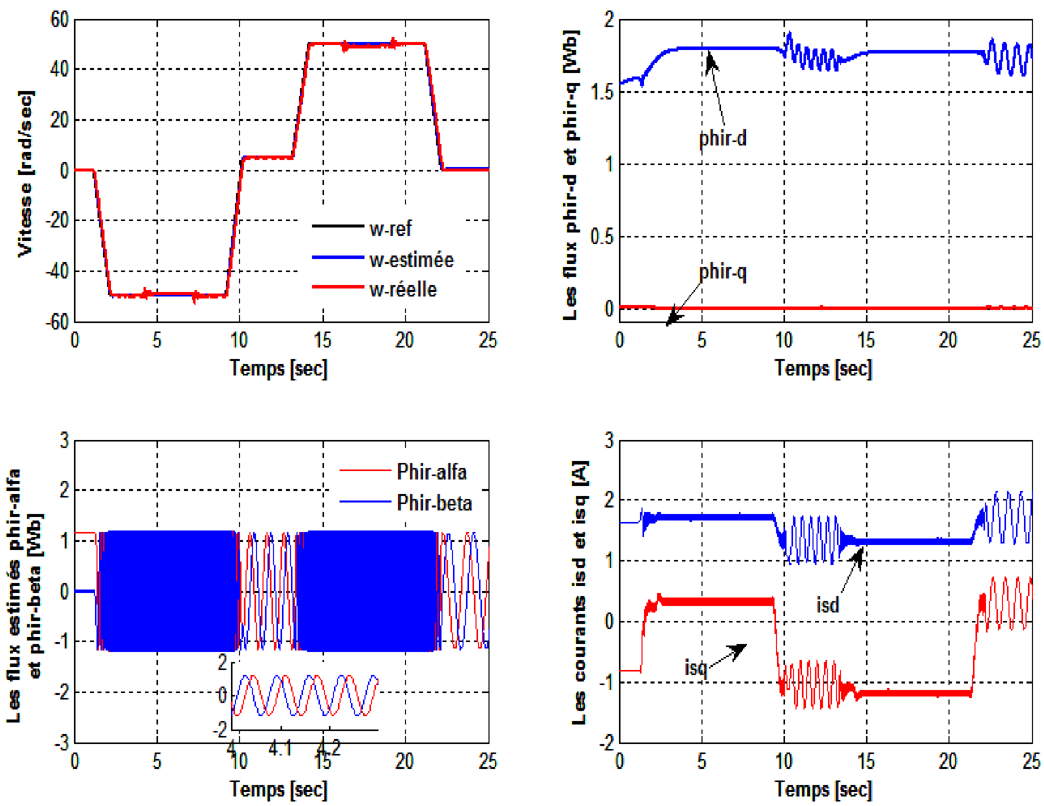


Figure (IV.35) : Courbe de vitesse, courants$(i_{sd}\ ,i_{sq})$, flux $(\varphi_{rd}\ ,\varphi_{rq})$ et $(\hat{\varphi}_{r\alpha},\hat{\varphi}_{r\beta})$.

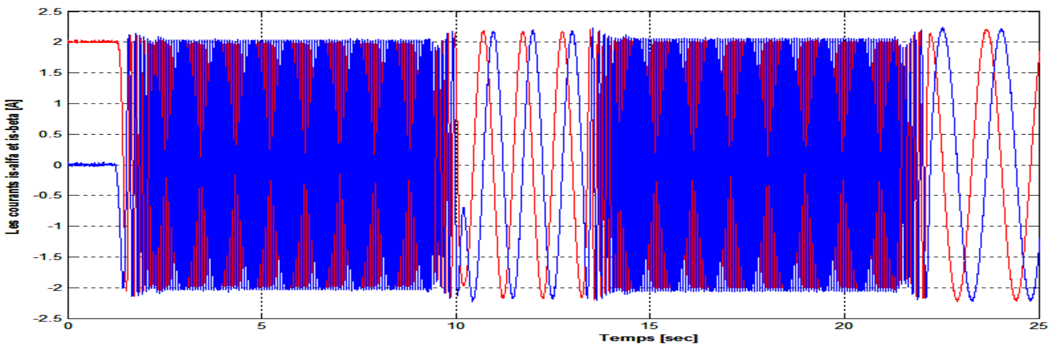


Figure (IV.36) : Courbe des courants $i_{s\alpha}\ et\ i_{s\beta}$.

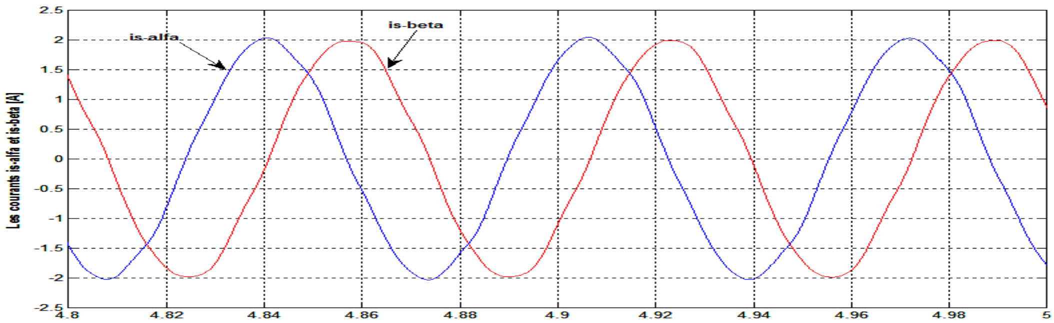


Figure (IV.37) : Courbe des courants $i_{s\alpha}\ et\ i_{s\beta}$ (Zoom).

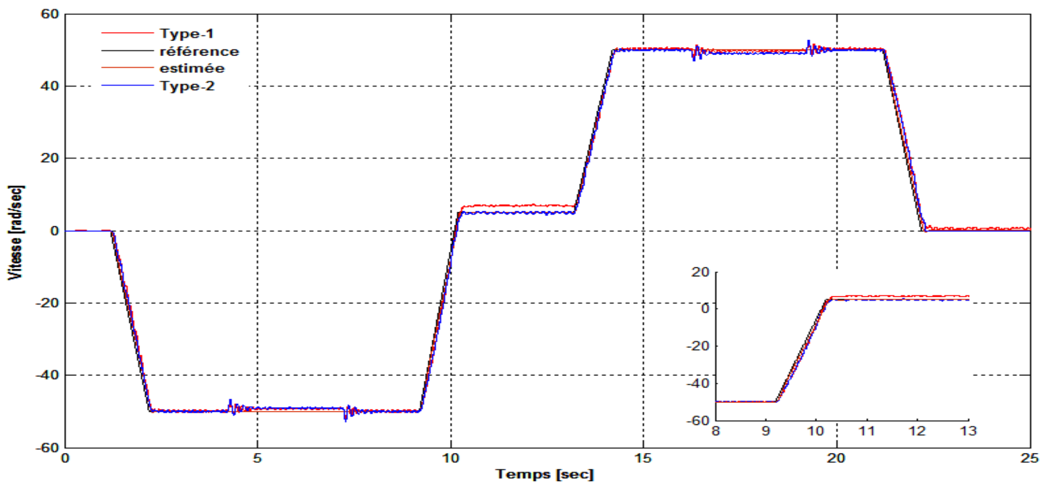


Figure (IV.38) : Courbe de vitesses obtenues par le superviseur Type-1 et par le superviseur Type2.

En examinant les résultats des figures (IV.34-43), on remarque bien que ces résultats sont très semblables à ceux du superviseur flou type-1, sauf qu'à basse vitesse, l'erreur d'estimation de vitesse est pratiquement nulle dans le cas du superviseur type-2 comme le montre la figure (IV.38). La poursuite de la vitesse de référence se fait normalement avec quelques oscillations. D'après les figures (IV.32-34) et les figures (IV.35-37) on peut dire que les résultats de simulation et expérimentaux sont concordants.

IV.3.13 Tableau comparatif entre les différentes techniques d commande

Dans cette section on va présenter une étude comparative des techniques de commande sans capteur déjà introduites, le tableau ci-dessous récapitule les remarques concernant la réponse en vitesse.

Observateur/estimateur	Rapidité seconde	Erreur statique rad/sec	Erreur de poursuite (trainage)	Stabilité	Rejet de perturbation (charge)
Etat d'ordre réduit	0.4	0.15	Acceptable	Stable	Excellent
MRAS (nouvelle approche)	0.15	0.9	Acceptable	Stable	Bon
MRAS (nouvelle approche) avec PLL	0.4	0.5	Très bonne	Stable	Bon
Filtre de kalman	0.5	0.5	Acceptable	Instable pendent l'application de la charge	Oscillations pendent l'application de la charge
LQR-PI	0.5	0.7	Acceptable	Stable	Bon
Platitude	0.1	0.3	Très bonne	Stable	Bon
Superviseur type-1	0.6	0.5	Très bonne	Stable	Excellent
Superviseur type-2	0.1	0.5	Acceptable	Stable	Excellent

Conclusion

Dans ce chapitre, un outil d'aide à la supervision est étudié, simulé et validé expérimentalement. Un superviseur à logique floue est incorporé dans la commande vectorielle sans capteur Le superviseur flou permet l'adaptation des paramètres du régulateur PI utilisé dans le mécanisme d'estimation de la vitesse (MRAS-modifiée). Les résultats obtenus attestent l'efficacité du bloc flou type 1 et type 2. L'apport de la logique type 2 est bien ressenti en analysant les différents résultats. Les résultats de simulation et expérimentaux sont bel et bien en concordance.

CONCLUSION GENERALE

Dans cette présente thèse, on a pu mettre en évidence les performances et les limites de quelques méthodes d'estimation/observation des grandeurs non mesurables de la machine asynchrone tel que le flux rotorique ainsi que l'estimation ou/et l'observation de la vitesse mécanique et ce, en vu d'aboutir à une commande sans capteur. La variation de vitesse des moteurs à induction dans le domaine des basses vitesses et en présence des perturbations (charge, etc..) est un problème crucial. En effet dans la zone des basses vitesses de nombreuses difficultés peuvent surgir :

- Onduleur : les imperfections de l'étage de puissance se font particulièrement ressentir avec des faibles tensions (les chutes de tension dans les composants électroniques représentent quelques dizaines de pourcents de la tension envoyée au moteur).
- Moteur : une zone de non-observabilité (droite de glissement) est présente dans ce domaine du plan couple-vitesse. De plus, une partie de cette zone de non-observabilité apparaît dans une zone où le moteur est naturellement instable.

Généralement dans le cas où l'information sur la vitesse mécanique est disponible, la machine asynchrone est localement observable. Si on est en présence d'un défaut/défaillance dans le capteur de vitesse, on avait recours à l'exploitation des techniques d'observation et d'estimation : observateur d'état, filtre de Kalman, observateur de Kubota, estimation par la technique mode de glissement, technique MRAS classique, etc... L'usage de ces techniques est généralement problématique. Notre objectif était l'exploitation de quelques techniques d'observation du flux rotorique et de la vitesse mécanique et par la suite de proposer des solutions pour résoudre les problèmes liés à la commande sans capteur.

La première solution concerne la synthèse d’un observateur MRAS basée sur une nouvelle approche. Cette dernière a été conçue pour reconstruire la variable mécanique (vitesse) de la machine asynchrone tout en ayant comme informations disponibles uniquement les grandeurs mesurables, en l’occurrence les courants statoriques de la machine. Nous avons testé et validé expérimentalement tout les observateurs en boucle ouverte. Les résultats obtenus ont montré que ces observateurs ont un comportement oscillatoire lorsque la machine est proche des conditions d’inobservabilité (basse vitesse). Par contre nous avons constaté que l’observateur MRAS proposé n’étant pas influé par la sensibilité de cette zone. Dans le même contexte, et afin d’optimiser les paramètres mécaniques d’adaptation de la vitesse (technique MRAS –proposé), nous avons fais appel à la logique floue. Les résultats obtenus témoignent de l’efficacité de cette technique intelligente. En effet une amélioration au niveau des performances est obtenue avec succès.

Une deuxième technique (approche PLL) a été exploitée afin d’estimer l’angle de Park utilisé dans la commande vectorielle et ce en vu d’assurer un découplage permanent de la commande. les résultats obtenus montre la faisabilité de cette technique, l’autopilotage est bien conservé en dépit des variations paramétriques. D’un autre côté, nous avons pu remarquer qu’à basse vitesse les oscillations persistent toujours (particulièrement au niveau de la validation expérimentale).

Afin d’améliorer les performances de la commande sans capteur, un régulateur hybride LQR-PI a été introduit pour la régulation de la vitesse. L’analyse des résultats obtenus a mis en exergue une nette amélioration au niveau des oscillations de la vitesse mécanique.

La commande par platitude a été également introduite dans la commande sans capteur. On a pu observer les avantages de cette technique telle que la robustesse vis-à-vis des variations brusques des grandeurs de consignes. Une bonne poursuite est acquise avec une minimisation des oscillations, ainsi qu’un bon rejet de perturbations. Il est à signaler aussi que cette technique a permis l’estimation du couple de charge.

Afin de mettre en évidence l'apport de la logique floue à la commande sans capteur de la machine asynchrone, deux types de régulateur flou ont été implantés expérimentalement et validés avec succès. L'élaboration d'un superviseur flou type-1 et type -2 a permis le réglage en ligne des paramètres du régulateur PI du bloc du mécanisme d'adaptation de la vitesse (observateur MRAS-proposé). Les résultats ainsi obtenus illustrent bien la faisabilité de cette technique pour l'amélioration des performances de la commande sans capteur.

Au regard de l'ensemble des travaux effectués, les suites envisageables à donner à ces travaux sont :

- Démonstration formelle des variables de la machine qui deviennent inobservables.
- Proposition d'observateurs interconnectés.
- Exploitation profonde des techniques heuristiques d'intelligence artificielle

D'un point de vue de la commande, la conception de nouvelles méthodes de commande robustes sans capteur mécanique reste un sujet d'investigation ouvert et ce, pour obtenir de très bonnes performances en basse fréquence.

Annexe A

PARAMETRES ET DATA DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 5.72\ \Omega$	Résistance Statorique
$R_r = 4.2\ \Omega$	Résistance Rotorique
$L_s = 0.462\ H$	Inductance Statorique
$L_r = 0.462\ H$	Inductance rotorique
$M = 0.44\ H$	Inductance Mutuelle
$P = 1.5\ Kw$	Puissance nominale
$V_s = 220/380\ \ V$	Tension nominale
$I_{sn} = 6.10/3.5\ \ A$	Courant nominal

PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.0049\ Kgm^2$	Moment d'inertie
$f = 0.003\ Nmsrad^{-1}$	coefficient de frottement
$\Omega_{\mathrm{n}} = 1430\ tr/min$	vitesse nominale
$\mathrm{p} = 2$	Nombre de paire de pôles
$\mathrm{C_n} = 10Nm$	Couple nominal

REFERENCES BIBLIOGRAPHIES

[1] Franck Morand, « Techniques d’observation sans capteur de vitesse en vue de la Commande des machines asynchrones », Thèse de doctorat, soutenue à l’université de Lyon, France, le 07 janvier 2005.

[2] Imad Al-Rouh « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone » thèse de doctorat, Faculté des Sciences & Techniques - 54506 Vandœuvre-lès-Nancy, Juillet 2005.

[3] PAUL A. S. De Wit,Romeo Ortega and Iven Mareels, « Indirect Field-oriented Control of Induction Motors is Robustly Globally Stable » Automatica, Vol. 32, No. 10, pp. 1393-1402, October 1996.

[4] Gi-Won Chang, Gerardo Espinosa-Pérez, Eduardo Mendes, and Romeo Ortega, « Tuning Rules for the PI Gains of Field-Oriented Controllers of Induction Motors » IEEE transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 3,pp.592-602, June 2000.

[5] R. D. Lorenz, T. A. Lipo, and D. W, « Novotny. Motion control with induction motors », *Proceeding of IEEE, Power electronics and motion control*, Vol. 82, No.8, pp.1215-1240, August 1994.

[6] R. W. de Doncker and D. W. Novotny, « The Universal Field Oriented Controller, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No.1, pp. 92-100, January - February. 1994.

[7] H. Kubota and 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, September - October 1994.

[8] S. Peresada, A. Tilli, and A. Tonielli, « Indirect field oriented Control of induction motor: New design leads to improved performance and efficiency, » Industrial Electronics Society, *IECON*’98, pp. 1609-1614. August 2002.

[9] T. M. Rowan, R. J. Kerkman, and D. Leggate, « A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.27, No.4, pp.720-727, July - August 1991.

[10] Jean pierre caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone » Edition Technip, Paris, 1995.

[11] R.Abdessemed, M.Kadjoudj, « Modélisation des Machines Electriques, » Presses de l’université de Batna, 1997.

[12] Lesenne. J, Notelet. F , Seguier. G « *Introduction à l’électrotechnique approfondie*, » Technique et documentation , 1993.

[13] Bimal.K Bose, « *Power electronics and AC drive*, » Prentice Hall, 1986,

[14] Vas. P, « *Vector control of AC machines*, » Ed. oxford University Press, 1990.

[15] Leonard.W, « *Control of electrical drives,* » 2nd ed. Springer-Verlag, 1996.

[16] Canudas Carlos de wit, « Commande des moteurs asynchrones 2, Optimisation Discrétisation et Observateur », Edition Hermes science, Europe Ltd, Paris, 2000.

[17] Hisao Kubota, Kouki Matsuse,, Takayoshi Nakno « DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor», *IEEE Transactions on industry Applications*, vol.29, No.2, pp.344-348, March-April 1993.

[18] Hirokazu Tajima, Yoichi Hori, « Speed sensorless field oriented control of the induction machine », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.29, N°1, pp.1611-1655, 1993.

[19] Jingchuan Li, Longya Xu and Zheng Zhang, « An Adaptive Sliding-Mode Observer for Induction Motor Sensorless Speed Control, » *IEEE Transactions* on Industry Applications, Vol. 41, No. 4, pp.1039- 1046,July - August 2005.

[20] Adnan Derdiyok, Mustafa K. Güven, Habib-ur Rehman, Nihat Inanc,and Longya Xu « Design and Implementation of a New Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Machine, » IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 5,pp. 1177- 1182, October 2002

[21] Zhang Yan, Changxi Jin, and Vadim I. Utkin, « Sensorless Sliding-Mode Control of Induction Motors, » *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 6,pp.344-348, December 2000.

[22] Marco Tursini, Roberto Petrella and Francesco Parasiliti, « Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed-Sensorless Control of Induction Motors, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 5, pp. 1380–1387, September - October 2000.

[23] Phuc Thinh Doan, Thanh Luan Bui, Hak Kyeong Kim and Sang Bong Kim, « Sliding-mode Observer Design for Sensorless Vector Control of AC Induction Motor, » control Conference (ASCC), 9th asian,September, 2013.

[24] Stefano Di Gennaro, Jorge Rivera Domínguez, and Marco Antonio Meza, « Sensorless High Order Sliding Mode Control of Induction Motors With Core Loss, » IEEE Transactions on Industrial Electronics, VOL. 61, No. 6, pp. 2678-2689, June 2014.

[25] Amuliu Bogdan Proca, *Member, IEEE*, and Ali Keyhani, « Sliding-Mode Flux Observer With Online Rotor Parameter Estimation for Induction Motors , » *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 716- 723, April 2007.

[26] Zhang Yan, Changxi Jin, and Vadim I. Utkin, « Sensorless Sliding-Mode Control of Induction Motors, » *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 6, pp. 1286 – 1297, December 2000.

[27] Abdelkrim Benchaib, « Application des modes de glissement pour la commande en Temps réel de la machine asynchrone », Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Picardie jules vernes d'Amiens, France, le 14 décembre 1998.

[28] V. I.Utkin, « Sliding mode control design principles and application to electric Drive », *IEEE Transactions. On Industrial. Electronics*, Vol 40, N°1, pp 23- 36, 1993.

[29] S. Drakunov et V. Utkin, « Sliding mode observers tutorial », Proc. Of 34th IEEE , CDC, New Orleans, LA, USA, pp.3376-3378, 1995.

[30] C. Schauder, « Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers, » *IEEE Transactions Industry Applications*, Vol. 28, No. 5, pp. 1054–1061, September – October 1992.

[31] K. Suman and V. Aditya, « Sensorless Control of Induction Motor Drive Using SVPWM - MRAS Speed Observer , » *Journal of Emerging Trends in Engineering and Applied Sciences* (JETEAS) 2 (3): 509-513 © Scholarlink Research Institute Journals, (ISSN: 2141-7016), 2011.

[32] A.V. Ravi Teja, Chandan Chakraborty, Suman Maiti, and Yoichi Hori,« A New Model Reference Adaptive Controller for Four Quadrant Vector Controlled Induction Motor Drives,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 10, pp. 3757 – 3767, October 2012.

[33] F. J. Peng and T. Fukao, « Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors, » *IEEE Transactions Industry Applications*, Vol. 30, No. 5, pp. 1234–1240, September - October 1994.

[34] S. Maiti and C. Chakraborty, « A new instantaneous reactive power based MRAS for sensorless induction motor drive, » *Simul. Modell. Pract.Theory*, Vol. 18, No. 9, pp. 1314–1326, October 2010.

[35] S. Maiti, C. Chakraborty, Y. Hori, and M. C. Ta, « Model reference adaptive controller-based rotor resistance and speed estimation techniques for vector controlled induction motor drive utilizing reactive power, » *IEEE Transactions Industry Electronics*, Vol. 55, No. 2, pp. 594–601, February. 2008.

[36] S. M. Gadoue, D. Giaouris, and 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, June 2010.

[37] Tarek Boumegoura, « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic », Thèse de doctorat, soutenue à l'Ecole Doctorale de Lyon, France, Mars 2001.

[38] Jogenda. Singh. thongam, « Commande de haute performance sans capteur d'une machine asynchrone », Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Québec, Juin 2006.

[39] David Aguglia, « Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue De sa commande vectorielle »,Thèse de doctorat, soutenue à l'université Laval, Canada, Décembre 2004.

[40] Ismail Elhassan, « Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans Capteur de vitesse par contrôle direct du couple,» Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Toulouse, France, Mars 1999.

[41] Nakano, H.; Takahashi, I., « Sensorless field oriented control of an induction motor using an instantaneous slip frequency estimation method, » *Proceeding of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 88,* Vol. 2, pp. 847 - 854, 11 - 14 April 1988.

[42] Ben-Brahim, L. Kawamura . A, « Fully digitized field-oriented controlled induction motor drive using only current sensors, » *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.39, No 3, pp. 241 – 249, June 1992.
[43] Bonanno, C. J. Zhen, Xu. L, « A direct field oriented induction machine drive with robust flux estimator for position sensorless control, » *Proceeding of IEEE-IAS 1995 Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 166 – 173, Orlando, 8 - 12 October 1995.
[44] Ju-Suk Lee, Takeshita, T, Matsui. N, « Optimized stator-flux-oriented sensorless drives of IM in low-speed performance, » *Proceeding of IEEE-IAS 1996 Annual Meeting* Vol. 1, pp. 250 - 256, 6 - 10 October 1996.
[45] Zhang. J, « Speed sensorless AC drive fed by three-level inverter with full dimensional spiral vector control for improved low-speed performance, » *Proceeding of IEEE-IAS 1996 Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 243 – 249, 6 – 10 October 1996.
[46] Ju-Suk Lee, Takeshita. T, Matsui. N, « Stator-flux-oriented sensorless induction motor drive for optimum low-speed performance, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, No. 5, pp. 1170 – 1176, September - October 1997.
[47] Wang; C. C.; Fang; C. H., « Sensorless scalar-controlled induction motor drives with modified flux observer, » *IEEE Transactions on Energy Conversion,* vol. 18, no. 2, pp. 181 – 186, June, 2003.
[48] Mihai Comanescu, Longya Xu, « An Improved Flux Observer Based on PLL Frequency Estimator for Sensorless Vector Control of Induction Motors , » IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 1, pp. 50 – 56, February 2006.
[49] E. Ostertag, « Filtrage Optimal et Commande Optimale, » Ecole Supérieure de Physique de Strasbourg, 2002.
[50] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, «Flatness and defect of non-linear systems, Introductory theory and examples, » International Journal of Control, Vol. 61, No. 6, pp.1327–1361, February 2007.
[51] J. Dannehl and F. W. Fuchs, « Flatness-Based Control of an Induction Machine Fed via Voltage Source Inverter - Concept,Control Design and Performance Analysis», *Proceeding.32nd Annual. IEEE Industrial Electronics Conference*, pp.5125,5130, 6-10 Nov. 2006.
[52] M. Fliess , J. Lévine , P. Martin , P. Rouchon , «A Lie-Bäcklund approach to equivalence and flatness of nonlinear systems, » *IEEE Transactions Automatics Control*, Vol. 44, pp. 922-937,1999.
[53] Emmanuel Delaleau, Jean-Paul Louis, Romeo Ortega, « Modeling and Control of Induction Motors, » *Int. J. Appl. Math. Comput. Sci., 2001, Vol.11, No.1, pp.105-129*
[54] Malik MANCEUR , Thèse de doctorat, « Commande robuste des systèmes non linéaires complexes » Thèse de Doctorat, université de Reims Champagne-Ardenne, 2012.
[55] Cours Magister et Doctorat , « Logique Floue et son application »: dispensé par Prof. F. Zidani, Département Electrotechnique, Université Batna2.

[56] F.Zidani ET M.E.H Benbouzid, « Fuzzy IFOC for saturation induction machine, », EERR (Electrical Engineering research reports), No.9, pp.34-44, July 2000.

[57] F.Zidani, « Contribution au Contrôle et Diagnostic de la Machine Asynchrone par la Logique Floue, » Thèse d'état, Université de Batna, département d'électrotechnique , 2003.

[58] T. Takagi et N. Sugeno, « Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control, » *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics***,** Vol.SMC-15, pp.116-132, January- February 1985.

[59] J. J. Saade et H. B. Diab, « Deffuzification techniques for fuzzy controllers**,**» *IEEE Transactions on Systems MA.C-Part B.*, Vol.30, No.1, pp.223-229, February 2000.

[60] J.M. Mendel, « Fuzzy logic systems for engineering, » a *tutorial*. *Proceedings of the IEEE*, Vol.83,No.3 ,pp.345–377, 1995.

[61] N. N. Karnik, et J. M. Mendel, « An introduction to type-2 fuzzy logic systems, » University Southern California, Rep, October 1998.

[62] Q. Liang, N. N. Karnik and J. M. Mendel, « Connection admission control in ATM networks using survey-based type-2 fuzzy logic systems, » IEEE Transactions Systems, vol.30,No. 3, pp. 329-339, August. 2000.

[63] Malek Ghanes, « Observation Et Commande De La Machine Asynchrone Sans Capteur Mécanique, » Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Nantes, France, le 03 Novembre 2005.

[64] Y.Beddiaf, F.Zidani, Larbi.Chrifi.Alaoui and S.Drid « Modified Speed Sensorless Indirect Field-Oriented Control of Induction Motor Drive,» International Journal , Identification and control, Vol 25, No 4, pp.273- 286, 2016.

[65] Y.Beddiaf, F.Zidani, Larbi.Chrifi. Alaoui and S.Drid « Novel speed Sensorless Indirect Field-Oriented Control of Induction Motor using PLL and EKF,»Journal of Electrical Engineering, Vol.15, No.1,, 2015

[66] Y.Beddiaf,F.Zidani and Larbi.Chrifi.Alaoui. « Robust Speed SensorlessIndirect Field-Oriented Control of Induction Motor Drive using LQR Controller, » International Journal of Sciences and Techniques of Atomatic control & computer engineering, Vol 9, No1, pp 2013-2019, December 2015.

[67] Zhou, L. Wang,Y. Trumper, D. « Iterative Tuning Feedforward Speed Estimator for sensorless induction Motors, » Mitsubishi electric research laboratories , TR 2016-030, April 2016.

[68] Gayatri,G; Prabodh,K;Preeti,B, « Field Oriented Controlled Speed Sensorless Control of Induction Motors, » Internationl journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication, Vol 4, No 6, pp 586-589, June 2016.

[69] Shylin Babu, R; Uvaraj, P; « MRAS Observer for Sensorless Control of Induction Motor using Fuzzy PI Controller, » International journal of science and research , Vol 4, No 4, April 2015.

[70] Mohamed,M;Ahmed,A; Hassan M, « MRAS- based Sensorless speed backstepping Control for Induction machine , using a flux sliding mode observer,» Turkish Journal of Electrical Engineering & computer sciences; doi: 10.3906/elk-1208-50;pp 187-200;12.01.2015.
[71] Ziad Hussein, S; Khalaf S, Gaeid; Ali, S; « Sliding Mode Control of Induction Motor with Vector Control in field Weakning, » Moden Applied Science Vol 9, No 2, pp 276, January 28, 2015.