

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ DE M'SILA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE-ÉLECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLOME DE MASTER EN
GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE: INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

THÈME

Commande Floue sans capteur d'une machine Asynchrone

Proposé et dirigé par :

Mr. LAAMARI Yahia

Présenté par :

TOUNSI Kamel

Année Universitaire : 2013 / 2014

N° d'ordre : 117

Dédicace

Je dédie ce travail de mémoire de fin d'étude :

*A ma chère mère : **LALDJA**, pour ses sacrifices depuis qu'elle m'a mit au monde;*

*A mon chère père : **ALI**, qui m'a toujours soutenu et aidé à affronter les difficultés. Pour tous ce qu'ils ont fait pour que je puisse les honorer;*

*A ma grand-mère : **GOUTA***

*A la mémoire de mon cher frère : **MOHAMED***

*A mes chers sœurs : **KHLTOM, NACIRA, NASSIMA***

*A toute ma famille **TOUNSI**;*

A mes tantes et oncles;

*A les fils de mon frère et sœur: **OSSAMA, BELKACEM, AYOUB***

*A mes beaux frères : **LAHKDAR, ABDELKADER***

*A tous mes amis surtout: **AMMAR, AYACHI, MILOUD, HISHAM, KHALIL, YASSINE, SLEIMANE, SMAIL, ALI, DJAMEL***

A tous les enseignants au département de Génie Electrique;

*A ma promotion de Master Electromécanique (**juin 2014**)*

TOUNSI KAMEL

Remerciements



*LOUANGE A **DIEU** الله QUI M'A DONNE LA FOI, LE COURAGE, LA
PATIENCE ET LA VOLONTE POUR REALISER CE MODESTE TRAVAIL
DANS DES MEILLEURES CIRCONSTANCES
ET EN BON ETAT.*

*Au terme de ce modeste travail, je tiens à remercier vivement mon promoteur
Mr. LAAMARI Yahia, Enseignant au département de Génie Electrique à
L'université de M'SILA pour les conseils, les encouragements et les efforts
qu'il m'a prodigué durant la réalisation de ce travail.*

*Je remercie très vivement tous mes Enseignants du département de Génie
Electrique.*

*Mes remerciements vont également aux personnes qui m'ont aidé à élaborer
et à réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin
à accomplir ce travail surtout messieurs : **BARKATI Saïd, TOUAL
Belkacem.***

*En fin je remercie tout particulièrement mes parents, pour leurs soutiens
inconditionnels tout au long de ces longues années d'études.*

Table des Matières

Dédicace	I
Remerciements	II
Table des Matières.....	III
Liste des figures.....	VII
Liste des tableaux	V
Notations et symboles.....	X
Introduction générale.....	1

Chapitre I. Modélisation de la MAS et de son alimentation

I.1. Introduction	3
I.2.Généralités sur la machine asynchrone triphasée	3
I.2.1. Description.....	3
I .2.2Principe de fonctionnement	4
I .3.Modèle de la Machine Asynchrone	5
I.3.1.Hypothèses simplificatrices	5
I.3.2.Equations électriques	6
I.3.3.Equations magnétiques :	6
I.3.4.Equation mécanique :.....	7
I.4.Transformation de Park	8
I.4.1.Application de la transformation de PARK	9
I.4.2.Equations électriques et magnétique suivant l'axe (u, v).....	9
I.4.3.Définitions des différents référentiels	10
I.4.3.1.Référentiel lié au stator(α, β)	10
I.4.3.2.Référentiel lié au rotor (x, y) :.....	10
I.4.3.3.Référentiel lié au champ tournant (d, q) :.....	11
I.4.4.Passage entre les repères (d, q) et (α, β).....	11
I.5.Modèle d'état de la machine asynchrone :	12
I.5.1.Modèle de la MAS dans le repère (d q)	12
I.6. Simulation de La Machine Asynchrone	13
I.6.1.Résultats de Simulation de La MAS	14
I-6-2. Interprétation des résultats	15
I.7. Modélisation du système d'alimentation	16
I.7.1.Modélisation du redresseur	16
I.7.2.Modélisation du filtre.....	17
I.7.3.Modélisation de l'onduleur	18

I.7.4. Commande de l'onduleur.....	20
I.7.4.1. MLI sinus-triangle.....	21
I.7.4.2. Simulation de la commande MLI sinus-triangle	22
I.8. Simulation de l'association MAS avec Onduleurs à MLI.....	23
I.9. Conclusion	24

Chapitre II. Commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée

II.1. Introduction	25
II.2. Principe de la commande vectorielle.....	25
II.3. Variantes de la commande vectorielle	26
II.4. Différents repères de référence.....	26
II.5. Méthode de contrôle par flux orienté de la machine asynchrone.....	28
II.5.1. Commande vectorielle directe	28
II.5.2. Commande vectorielle indirecte	28
II.5.3 Comparaison entre les méthodes directe et indirecte	28
II.6. Structure de la Commande Vectorielle indirecte (CVID)	29
II.6.1. Bloc de défluxage	29
II.6.2. Estimation de ω_s et de θ_s	30
II.6.3. Découplage	30
II.6.3.1. Découplage par compensation	30
II.6.3.2. Problèmes posés par le découplage.....	32
II.7. Régulation	32
II.7.1. Caractéristiques des régulateurs	32
II.7.2. Dimensionnement des régulateurs.....	32
II.7.2.1. Structure de la commande PI.....	32
II.8. Calculs des régulateurs.....	33
II.8.1. Régulation des courants statoriques	33
II.8.2. Régulateur de vitesse	35
II.9. Résultats de simulation avec application de la commande	36
II.9.1. Evaluation de l'influence des variations paramétrique en régime dynamique.....	37
II.6. Conclusion.....	39

Chapitre III. Commande par Logique floue

III.1. Introduction.....	40
III.2. Domaine d'application.....	40
III.2. Bases de la logique floue	41
III.2.1. Principe fondamental de la logique floue.....	41
III.2.2. Ensembles flous.....	42

III.2.3. Fonction d'appartenance	42
III.2.3.1.Définition.....	42
III.2.3.2.Différentes formes de fonction d'appartenance.....	43
III.2.3.3.La formulation mathématique des fonctions d'appartenance.....	44
III.2.4.Opérateurs de la logique floue	44
III.2.4.1.Opérateur ET (l'intersection).....	45
III.2.4.2.Opérateur OU (l'union)	45
III.2.4.3.Opérateurs NON (complément).....	45
III.2.5.Règles d'inférence	46
III.3. Description d'une commande par la logique floue	46
III.3.1. Interface de fuzzification.....	47
III.3.2. Base de connaissances.....	48
III.3.3. Moteur d'inférence floue.....	48
III.3.3.1. Méthode d'inférence max-min	48
III.3.3.2. Méthode d'inférence max-produit	49
III.3.3.3. Méthode d'inférence somme-produit	49
III.3.4. Interface de défuzzification.....	50
III.3.4.1. Méthode du centre de gravité	50
III.3.4.2. Méthode du maximum.....	51
III.3.4.3. Méthode de la moyenne des maximums.....	51
III.3.4.4. Méthode des hauteurs pondérées	52
III.4. Les étapes de conception d'un système flou	52
III.4.1.Définition des variables du système	52
III.4.2.Choix de la partition floue.....	52
III.4.3.Choix des fonctions d'appartenances.....	52
III.5.Architecture d'une commande floue.....	52
III.5.1.Application de la logique floue à la MAS	53
III.5.2.1.Stratégie de fuzzification	53
III.5.2.2. Inférence	53
III.5.2.3. Défuzzification	54
III.6. Schéma de commande de la MAS	55
III.6.1.Résultats de simulation et interprétation.....	55
III.7. REGULATEUR FLOU DU COURANT	58
III.7.1.Résultats de simulation et interprétation.....	58
III.8.Conclusion	60

Chapitre IV Commande vectorielle sans capteur mécanique

IV.1.Introduction.....	61
IV.2.Capteur, estimateur ou observateur : que choisir ?.....	61
IV.2.1.Suppression du capteur de vitesse.....	62
IV.2.2. L'estimateur	62
IV.2.3. L'Observateur	63
IV.3.Généralités sur les observateurs.....	63
IV.3.1.La prédiction	63
IV.3.2.La correction (mise à jour) :.....	63
IV.3.3.Classification des observateurs	64
IV.4. Bruit	65
IV.4.1. Bruit d'état.....	65
IV.4.2. Bruit de mesure	66
IV.5.Filtre de Kalman	66
IV.5.1.Modèle stochastique.....	67
IV.5.2. Filtre de Kalman standard	68
IV.5.3. Détermination des covariances de bruit et mesure Q, R	68
IV.6.Filtre de Kalman étendu (EKF)	69
IV.6.1. Application à l'estimation de la vitesse de rotation	71
IV.6.2.Résultats de simulation	72
IV.7.Commande vectorielle indirecte avec PI sans capteur de vitesse d'une MAS utilisant le filtre de Kalman étendu.....	73
IV.7.1. Schéma de simulation global	73
IV.7.2. Résultats de simulation et interprétations	74
IV.7.3. Estimation avec injection du bruit de mesure	75
IV.7.4. Tests de robustesse pour une variation paramétrique	76
IV.8. Commande par Logique floue sans capteur de vitesse d'une MAS utilisant le FKE.	77
IV.8.1.Schéma de simulation global	77
IV.8.2.Résultats de simulation et interprétations	77
IV.8.3.Estimation avec injection du bruit de mesure	78
IV.8.4.Tests de robustesse pour une variation paramétrique	79
IV.9.Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique.....	80
IV.9.1.Résultats de simulation	81
III.10. Conclusion	82
Conclusion Générale	83
Annexe	A
Références bibliographiques.....	B

Liste des figures

Chapitre I. Modélisation de la MAS et de son alimentation

Figure.I.1.Machine asynchrone	4
Figure.I.2 Modélisation schématique du principe de fonctionnement du moteur	4
Figure.I.3 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	6
Figure.I.4 Passage du système triphasé au système biphasé	9
Figure.I.5 position des repères (d q) et ($\alpha \beta$)	11
Figure.I.6 Schéma bloc de simulation de la MAS.	13
Figure.I.7.Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par le réseau	14
Figure.I.8.Schéma de principe de l'association convertisseur-machine.....	16
Figure.I.9.Représentation du redresseur triphasé à diodes	16
Figure.I.10.Représentation de la tension de sortie du redresseur de tension.....	17
Figure.I.11.Représentation du filtre passe-bas.	17
Figure.I.12.courbe représentant l'évolution de la tension filtrée.....	18
Figure.I.13.Schéma de principe d'un onduleur triphasé alimentant le stator d'une MAS.	19
Figure.I.14.Principe de la commande MLI- ST.....	22
Figure.I.15.Simulation de la commande MLI -ST pour $r = 0.8$ et $m = 6$ et 23	22
Figure.I.16.Résultats de simulation de démarrage à vide de la machine asynchrone, Suivi d'application d'une charge entre $t=1$ et 2s.....	23

Chapitre II. Commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée

Figure II.1.Analogie entre la commande vectorielle d'une MAS et la commande d'une MCC.	24
Figure II.2.Principe de l'orientation du flux	25
Figure II.3.Orientation du flux rotorique.....	25
Figure II.4.Régulation de vitesse par la méthode indirecte avec le régulateur (PI).....	27
Figure.II.5.Profil du flux rotorique de défluxage	28
Figure II.6.Modèle de la machine.....	29
Figure II.7.Découplage par addition des termes de compensation.....	29
Figure.II.8.Schéma de commande utilisant la structure PI.....	30
Figure II.9.Schéma de régulation de courant i_{ds}	31
Figure II.10.Boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI.	33
Figure II.11.Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande	34
Figure II.12.Profil de référence du variation de la résistance (R_s).	35
Figure II.13.Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Pour $R_s=+50\%R_{sn}$	36
Figure II.14.Profil de référence du variation de la résistance (R_r).	36

Figure II.15.Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Pour $R_r=50\%R_{rn}$	37
---	----

Chapitre III Commande par Logique floue

Figure III.1.Principe de ce raisonnement.....	41
Figure III.2.Classification selon la logique classique.....	41
Figure III.3.Classification selon la logique floue	42
Figure III.4.Représentation graphique des ensembles classique et floue	43
Figure III.5.Exemples de fonctions d'appartenance monotones décroissantes	43
Figure III.6.Exemples de fonctions d'appartenance monotones croissantes	44
Figure III.7.Exemples de fonctions d'appartenance	44
Figure III.8.Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale	44
Figure III.9.Opérateur ET.....	45
Figure III.10.Opérateur NON.....	45
Figure III.11.Opérateur NON.....	46
Figure III.12.Structure de base d'un RLF	47
Figure III.13.Défuzzification par le centre de gravité	51
Figure III.14.Interprétation géométrique de la méthode de Sugeno	51
Figure III.15.Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse	52
Figure III.16.Représentation d'une variable linguistique sur un univers de discours	53
Figure III.17.Schéma bloc de régulation flou de la vitesse par la méthode indirecte.....	55
Figure III.18.Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou	56
Figure III.19.Profil de référence de la variation de la résistance (R_r).	56
Figure III.20.Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou vitesse Pour $R_r=50\%R_{rn}$	57
Figure III.21.Schéma bloc de régulation floue de la vitesse par la méthode indirecte.....	58
Figure III.22.Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec régulateurs flous	59
Figure III.23.Profil de référence de la variation de résistance (R_r).	59
Figure III.24.Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec régulateurs flous Pour $R_r=50\%R_{rn}$	60

Chapitre .IV. Commande vectorielle sans capteur mécanique

Figure.IV.1.Schéma de principe d'un estimateur	62
Figure.IV.2.Schéma de principe d'un observateur	63
Figure IV.3.Structure globale d'un EKF associé à la MAS	69
Figure IV.4. Boucle du filtre de Kalman	71
Figure IV.5.Estimation de la vitesse mécanique de rotation et le flux rotorique (en boucle ouverte)	72

Figure.IV.6.Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI) Sans capteur de vitesse utilisant le filtre de Kalman étendu.....	73
Figure.IV.7.Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur le filtre de Kalman étendu	74
Figure.IV.8.Performances du filtre en présence du bruit sur les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$	75
Figure.IV.9.Profils de références de la résistance rotorique.....	76
Figure.IV.10.Influence des variations paramétriques de la machine asynchrone sur le comportement dynamique du FKE et de la commande.....	76
Figure.IV.11.Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI) Sans capteur de vitesse utilisant le filtre de Kalman.	77
Figure.IV.12.Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman étendu	78
Figure.IV.13.Performances du filtre en présence du bruit sur les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$	78
Figure.IV.14.Profils de références Résistances rotorique et statorique.....	79
Figure.IV.15.Influences des variations paramétriques de la machine asynchrone sur le comportement dynamique du filtre de Kalman étendu et de la commande.	79
Figure.IV.16.Evolution de la vitesse et de la résistance rotorique estimée, observée et son erreur d'observation.....	81

Liste des tableaux

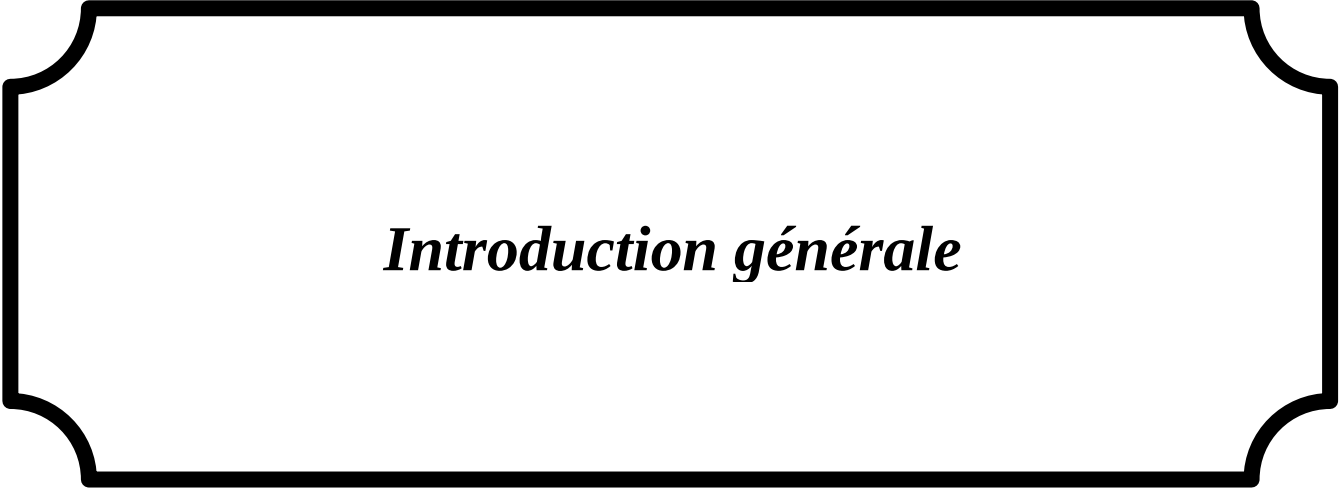
Tableau II.1.Comparaison entre les méthodes directe et indirecte de commande vectorielle.....	28
Tableau III.1.Matrice d'inférence du régulateur flou.	54

Notations et symboles

MAS	machine asynchrone
MLI	modulation de largeur d'impulsion.
FOC	(filed oriented command) commande par orientation du flux.
CVID	Commande Vectorielle indirecte
PI	régulateur proportionnel intégral.
FTBO	fonction de transfert en boucle ouverte
FTBF	La fonction de transfert en boucle fermée
EKF	Filtre de Kalman étendu
MIN	minimum.
MAX	maximum.
FLC	Fuzzy Logic Controller
RLF	régulateur par logique floue.
TSK	La structure de Takagi-Sugeno-Kang
(.)_{As},(.)_{Bs},(.)_{Cs}	Composantes (A, B, C) dans un repère triphasé lié au stator
(.)_{Ar},(.)_{Br},(.)_{Cr}	Composantes (A, B, C) dans un repère triphasé lié au rotor
(.)_a,(.)_b	Composantes (a,b) dans un repère lié au stator
(.)_d,(.)_q	Composantes (d, q) dans un repère lié au synchronisme
(.)_x,(.)_y	Composantes (x, y) dans un repère lié au rotor
(.)[*]	Grandeur de référence
(.)₀,(.)_n	Grandeur nominale
(.)[^]	Grandeur estimée
(.)^T,(.)	Matrice transposée, matrice transposée et conjuguée

$\vec{B}$	champ magnétique tournant
e	Loi de Lenz
g	la glissent
$P(\theta_a)$	transformation de Park
n_s	vitesse de rotation du champ électromagnétique créé par le stator.
Ω	vitesse de rotation angulaire.
n_r	vitesse de rotation rotorique.
f_s	fréquence de la tension d'alimentation.
ω_s	pulsation propre.
P	nombre de paires de pôles de la MAS.
R, L	résistance et inductance du modèle équivalent de la machine.
M_{sr}	mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
M_0	mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.
C_e	couple électromagnétique.
C_r	couple résistant.
J	moment d'inertie.
f_r	résultante de forces de frottement.
Φ_{dr}, Φ_{qr}	composantes du flux rotorique dans un référentiel lié au champ tournant.
T_s	constant de temp statorique
T_r	constant de temp rotorique
σ	Coefficient de dispersion.
U_d	La tension à la sortie de redresseur
$k\%$	facteur d'ondulation
ω_c	fréquence de coupure
m	L'indice de modulation
r	Le coefficient de réglage en tension

s	Opérateur de Laplace
$G(s)$	un système de premier ordre
k_i et k_p	Gains du régulateur PI classique
T_e	période de échantionage
I	matrice identité d'ordre 4
W_k	bruits d'entrées (ou d'état)
V_k	bruits de sortie (de mesure)
Q_x	matrice de covariance des états.
Q_θ	matrice de covariance des paramètres.
F_k et H_k	Les matrices de linéarisation
K	gain de <i>kalman</i>
μ	facteur d'appartenance d'une variable à un ensemble flou.
UD	Univers de discours
$e, \Delta e$	Erreur de vitesse et sa variation
K_e, K_{de}, K_{dc}	Facteurs d'échelles du régulateur flou



Introduction générale

Introduction générale

De nos jours, les machines électriques viennent de plus en plus occuper une place de choix dans divers domaines industriels. Dans certaines applications, ils constituent même le cœur d'un procédé : ventilation, pompage, traction électrique, et dans d'autres, ils sont un moyen d'action sur le processus positionnement d'un axe, commande de vanne de régulation...etc.[2]

Le moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste à construire. [20]

La qualité de la MAS, son faible coût, ses performances et sa facilité d'entretien, justifie son intérêt particulier dans l'industrie moderne, elle est la plus utilisée comme moteur et tend à remplacer le moteur à courant continu dans plusieurs applications. [7]

Il existe plusieurs techniques de commandes appliquées sur les machines asynchrones classiques, parmi ces techniques on cite à titre d'exemple la commande scalaire qui donne un couple maximal dans une large plage de variations de la vitesse, mais, ce couple est faible en basses vitesses, avec un temps de réponse gênant. La commande vectorielle demeure la plus utilisée jusqu'aujourd'hui, en effet, elle fournit une dynamique plus rapide et des performances plus importantes. En outre, elle assure un couple même en basses vitesses. [7]

La commande vectorielle du flux rotorique se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique de la machine et du couple électromagnétique. Les bases de la théorie sur le contrôle vectoriel ou contrôle à flux orienté (FOC) ont été développées par Blaschke dès 1971, ce type de commande permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu. Cependant cette structure nécessite, la mise en place d'un capteur sur l'arbre de la machine et reste très sensible aux variations des paramètres de la machine. C'est ainsi qu'une identification imprécise ou une variation des paramètres de la machine influe considérablement sur les performances portées par les régulateurs classiques (PI), en plus ces derniers se comportent difficilement avec le régime dynamique dû à la variation de la charge. [14]

L'association de la commande vectorielle à flux rotorique orienté à un observateur stochastique non linéaire (filtre de Kalman étendu) apportera sans doute beaucoup d'améliorations à celle-ci, aussi bien au niveau dynamique que statique.

Dans ce projet de fin d'études, nous utilisons le contrôle vectoriel, qui est le plus utilisé jusqu'à ces jours, nous introduisons des régulateurs pour assurer un temps de réponse minimal de la machines. Une première approche repose sur l'utilisation des régulateurs classiques du type PI. Les performances de ces derniers restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres...). Une deuxième approche repose sur une théorie complètement différente et récemment utilisée en électrotechnique par rapport à la première qui est la logique floue. Les bases de cette théorie généralisent la notion d'appartenance d'un objet à un

ensemble donné. De plus, les systèmes à base de logique floue s'appuient sur une base de connaissance et sur des règles de traitement de celles-ci. Ainsi un régulateur flou permet de traiter des idées humaines souvent incertaines. [1]

Cette technique prouve ses performances, mais, on ne peut pas dire qu'elle est meilleure, vu les performances que présentent les régulateurs PI. Chaque type de régulateurs présente ses propres avantages et inconvénients et le choix se fait selon les performances désirées. Nous essayons de présenter certaines différences entre les deux méthodes. Ces deux méthodes utilisent des capteurs mécaniques qui posent certains problèmes techniques liés à leurs utilisations, ils sont fragiles et coûteux. Le remplacement des capteurs mécaniques par des outils logiciels rend la commande plus opérante et moins couteuse. En effet, dans une MAS, une solution qui consiste à remplacer ces capteurs par des estimateurs ou observateurs est devenue prometteuse et efficace. C'est dans ce contexte que s'inscrit ce présent sujet. Notre travail se subdivise en deux parties essentielles. La première partie porte sur la synthèse de l'ensemble des méthodes d'estimation de vitesse de la machine asynchrone existantes dans la littérature. Dans la deuxième partie, nous allons appliquer par simulation sous Matlab l'algorithme du filtre de Kalman étendu (EKF), pour l'estimation des états voire les paramètres de la MAS en vue de la commande floue sans capteur. [19]

Structure du mémoire

Le premier chapitre porte sur la modélisation de l'association machine-onduleur, ainsi que son alimentation. Le deuxième chapitre sera consacré à la commande vectorielle indirecte, suivi de la régulation de la vitesse en utilisant le régulateur classique PI. le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle indirecte Floue. Dans Le quatrième chapitre nous présenterons la commande sans capteur mécanique de la machine asynchrone en introduisant un observateur de vitesse. L'utilisation d'un observateur à base de filtre de Kalman Etendu (EKF), permet de déterminer les variables d'état du système à partir des entrées (tensions statoriques) et des sorties (courants statoriques)

***Chapitre I. Modélisation de la MAS et de son
alimentation***

I. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.1. Introduction

Pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone, ou encore, pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente réellement la machine et traduit fidèlement son fonctionnement.

La machine asynchrone est représentée par un système de six équations électriques en plus d'une équation mécanique. Travailler avec ces sept équations n'est pas facile même avec l'outil numérique, l'utilisation d'une transformation est alors indispensable. [7]

Les transformations de Concordia et de Clark permettent le passage du système triphasé vers un système biphasé équivalent plus simple à étudier, la transformation de Park aboutit à un modèle biphasé équivalent plus simple à utiliser et permet de déboucher sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel. [7]

Le but de ce chapitre, est d'évoquer les étapes aboutissant à un modèle biphasé de la machine asynchrone où nous retiendrons le modèle de PARK, continu ainsi que l'étude de son comportement par simulation sous *Matlab* avec deux types d'alimentations :

- ✓ Source parfaitement sinusoïdale.
- ✓ Via un onduleur de tension MLI.

I.2. Généralités sur la machine asynchrone triphasée

I.2.1. Description

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique. [4]

Le moteur asynchrone comporte deux parties bien distinctes :

- la partie fixe ou immobile qu'on appelle stator, connectée à un réseau triphasé.
- la partie tournante qu'on appelle le rotor.

Ces deux parties sont souvent constituées d'enroulements ou spires (en général stator), sont traversées par des courants alternatifs.

Il y a aussi les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles. [15]

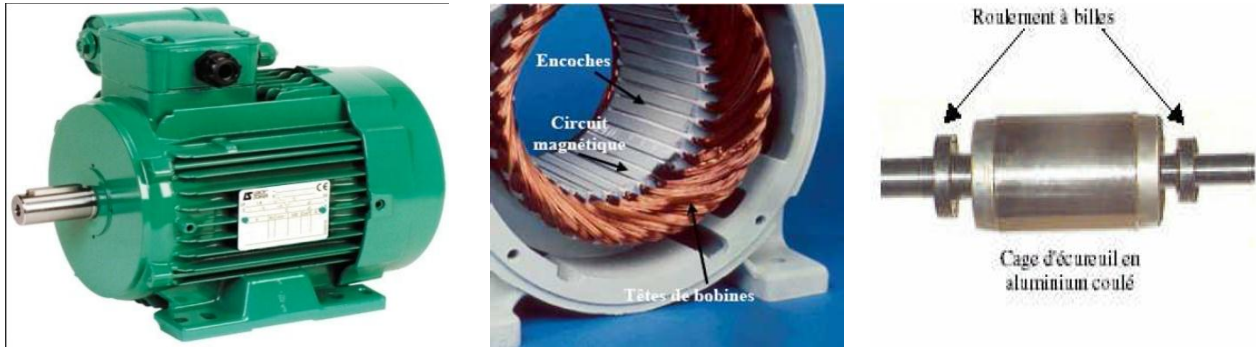


Figure. I.1 Machine asynchrone

Il existe plusieurs types de machines asynchrones, mais en général, on les caractérise par la façon de bobinage des deux parties de la machine (stator ou rotor) on distingue:

- ✓ les machines asynchrones à rotor bobiné ;
- ✓ les machines à rotor en court-circuit, qui sont de trois types (rotor en cage d'écureuil simple, à encoches profondes, et à double cage d'écureuil). [15]

I .2.2 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique entre le champ tournant créé par un courant triphasé alimentant l'enroulement statorique et les courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant.

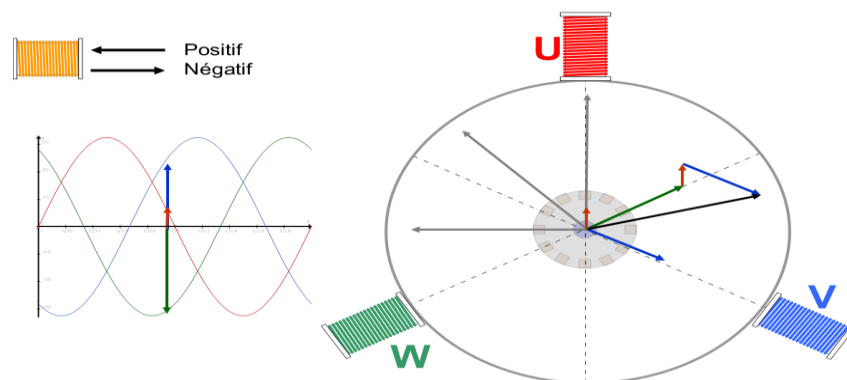


Figure. I.2 Modélisation schématique du principe de fonctionnement du moteur.

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans le stator, ce champ tourne à la même fréquence que les courants statoriques. Cela, implique que sa vitesse de rotation (Ω_s) est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique. De même, l'enroulement au rotor (spire) est soumis à des variations de flux (du champ magnétique). Une force électromotrice induite apparaît et

crée des courants rotoriques (courant induit i). Ces courants sont responsables de l'apparition d'un couple de force (F_1, F_2 avec $F_1 = F_2$) dû à la force de Laplace qui tend à mettre le rotor en mouvement afin de s'opposer à la variation de flux (Loi de Lenz $e = \frac{d\Phi}{dt}$). Par conséquent, le rotor se met à tourner

à une vitesse (Ω), pour tenter de suivre le champ statorique.

Soit (Ω_s) est la vitesse de rotation du champ, et (Ω) celle de la spire sur le schéma. Pour qu'il y a alors interaction, il faut que la vitesse de rotation de la spire soit inférieure à celle du champ tournant ($\Omega < \Omega_s$), il y a donc une proportionnalité entre le champ tournant et la vitesse de rotation de la spire, et que l'on appelle glissement. Dans le cas contraire ($\Omega_s = \Omega$), le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans la spire. [15]

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} * 100\% \quad \text{ou bien} \quad g = \frac{n_s - n}{n_s} * 100\% \quad (\text{I-1})$$

n_s : Fréquence de synchronisme, c'est-à-dire la fréquence de rotation du champ statorique dans la machine.

n : Fréquence de rotation de la machine.

I.3.Modèle de la Machine Asynchrone

I.3.1.Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault..etc. Ces phénomènes ont des formules mathématiques très difficiles quoique leurs influences sur la machine soient négligeables. [7] Pour cela, on suppose les hypothèses simplificatrices [1], [2] suivantes :

- ✚ Entrefer constant.
- ✚ Effet des encoches négligé.
- ✚ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ✚ Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables
- ✚ Pertes ferromagnétiques négligeables.
- ✚ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas prises en compte ;

Parmi les conséquences de ces hypothèses on peut citer :

- ▶ L'additivité des flux.
- ▶ La constance des inductances propres.
- ▶ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques. Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et montée en étoile

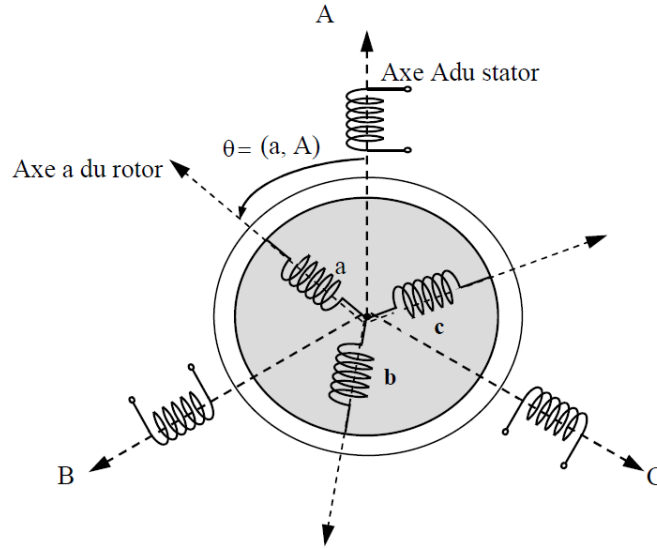


Figure I.3 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Avec :

A, B, C : correspondent aux trois phases du stator.

a, b, c : correspondent aux trois phases du rotor.

I.3.2. Equations électriques

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-2})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-3})$$

I.3.3. Equations magnétiques

Les hypothèses présentées précédemment, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants.

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-4})$$

Les coefficients instantanés de mutuelle inductance entre le rotor et le stator s'expriment en fonction de M_{sr} et de α :

$$\begin{cases} M_1 = M_{sr} \cos(\alpha) \\ M_2 = M_{sr} \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ M_3 = M_{sr} \cos(\alpha + 2\pi/3) \end{cases} \quad (I-5)$$

La matrice des flux réels fait apparaître quatre sous-matrices d'inductances:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sabc} \\ \phi_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

tel que:

$$\begin{bmatrix} i_{sabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_{rabc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

$$\begin{bmatrix} l_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} l_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

I.3.4. Equation mécanique

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \\ \omega = p \cdot \Omega \end{cases} \quad (I-10)$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor,

Ω : vitesse angulaire mécanique du rotor,

f_r : coefficient de frottement visqueux,

C_e : couple électromagnétique délivré par le moteur,

C_r : couple résistant, ou de charge,

ω : vitesse angulaire électrique du rotor.

I.4. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée. [19]

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice de transformation de PARK $[P(\theta_a)]$.

$$P(\theta_a) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \\ V_{os} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (I-12)$$

Avec, X : tension, courant ou flux, et les indices suivant représentent :

o: indice de l'axe homopolaire.

U: indice de l'axe direct.

V: indice de l'axe en quadrature

La matrice inverse de Park est donnée par :

$$P(\theta_a)^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_a)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \\ V_{os} \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

I.4.1. Application de la transformation de PARK

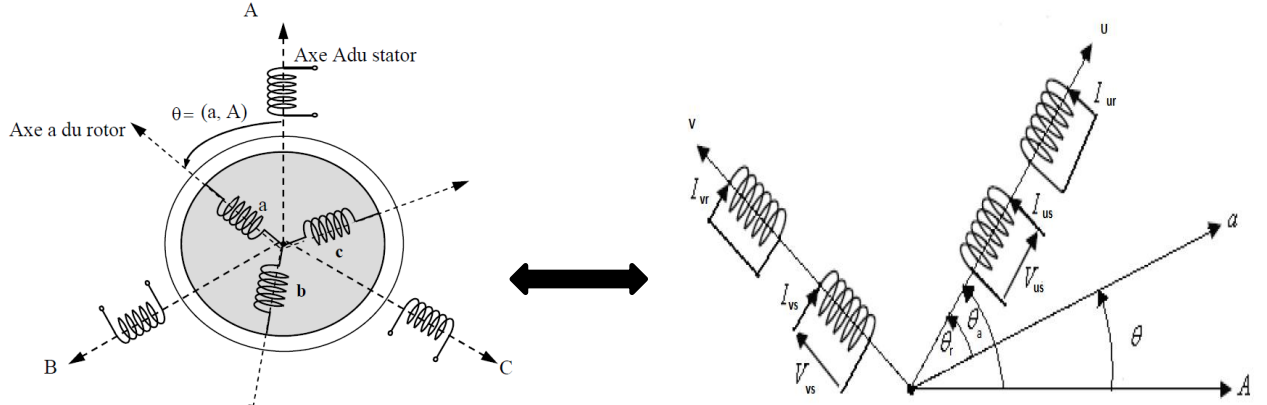


Figure I.4 Passage du système triphasé au système biphasé

I.4.2. Equations électriques et magnétique suivant l'axe (u, v)

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant l'axe (U, V) sont données par :

$$\begin{cases} V_{us} = R_s \cdot I_{us} + \frac{d}{dt} \Phi_{us} - \omega_a \cdot \Phi_{vs} \\ V_{vs} = R_s \cdot I_{vs} + \frac{d}{dt} \Phi_{vs} + \omega_a \cdot \Phi_{us} \\ 0 = R_r \cdot I_{ur} + \frac{d}{dt} \Phi_{ur} - (\omega_a - \omega_r) \cdot \Phi_{vr} \\ 0 = R_r \cdot I_{vr} + \frac{d}{dt} \Phi_{vr} + (\omega_a - \omega_r) \cdot \Phi_{ur} \end{cases} \quad (I-15)$$

Avec ω_r : Vitesse rotorique.

ω_a : Vitesse du système d'axe (U, V).

Les expressions des flux statorique et rotorique dans (U, V)

$$\begin{cases} \Phi_{us} = L_s i_{us} + M i_{ur} \\ \Phi_{vs} = L_s i_{vs} + M i_{vr} \\ \Phi_{ur} = L_r i_{ur} + M i_{us} \\ \Phi_{vr} = L_r i_{vr} + M i_{vs} \end{cases} \quad (I-16)$$

Avec :

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

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

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

M_0 : Est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

Couple électromagnétique

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{ur} i_{vs} - \Phi_{vr} i_{us}) \quad (I-17)$$

I.4.3. Définitions des différents référentiels

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, on se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux.

- ✚ Repère (α, β) lié au stator : ce repère est fixe par rapport au stator, il est utilisé pour l'étude de démarrage et de freinage de la machine. Il est caractérisé par : $\theta_a = 0$.
- ✚ Repère (x, y) lié au rotor : ce repère est fixe par rapport au rotor, il est utilisé pour la simulation des régimes transitoires des machines. Il est caractérisé par $\theta_a = \theta$.
- ✚ Repère (d, q) lié au synchronisme : ce repère est fixe par rapport au champ tournant, il est utilisé pour la commande vectorielle de la machine, il est caractérisé par $\theta_a = \theta_s$, ce qui implique que les grandeurs de réglage sont continuës. [7]

I.4.3.1. Référentiel lié au stator (α, β)

$$\theta_a = 0 \Leftrightarrow \begin{cases} U \rightarrow \alpha \\ V \rightarrow \beta \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \frac{d\Phi_{\alpha s}}{dt} \\ V_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\Phi_{\beta s}}{dt} \\ V_{\alpha r} = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \Phi_{\beta r} \\ V_{\beta r} = R_r i_{\beta r} + \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} - \omega_r \Phi_{\alpha r} \end{cases} \quad (I-18)$$

I.4.3.2. Référentiel lié au rotor (x, y)

$$\theta_a = \theta_r \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow X \\ V \rightarrow Y \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d\Phi_{sx}}{dt} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d\Phi_{sy}}{dt} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = R_r i_{rx} + \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\ V_{ry} = R_r i_{ry} + \frac{d\Phi_{ry}}{dt} \end{cases} \quad (I-19)$$

I.4.3.3. Référentiel lié au champ tournant (d, q) :

$$\theta_a = \theta_s \Rightarrow \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I-20)$$

I.4.4. Passage entre les repères (d, q) et (α, β)

Dans la commande, il est souvent pratique de passer d'un repère à l'autre, cela se fait à l'aide de la matrice de rotation d'angle θ_a : $[P(\theta_a)]$, comme le montre la figure I.5.

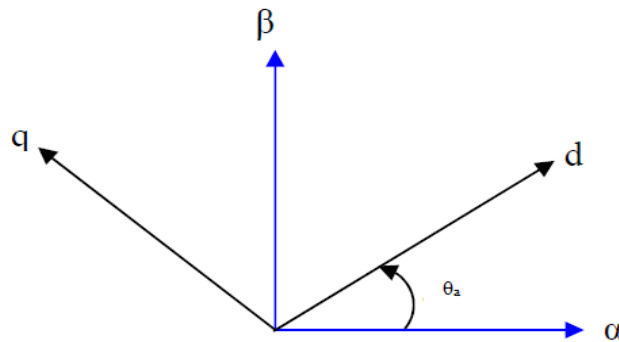


Figure. I.5: position des repères (d q) et (α β)

La transformation se fait alors comme suit:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \sin(\theta_a) \\ -\sin(\theta_a) & \cos(\theta_a) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (I-21)$$

et inversement :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) \\ \sin(\theta_a) & \cos(\theta_a) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{I-22})$$

I.5. Modèle d'état de la machine asynchrone

I.5.1. Modèle de la MAS dans le repère (d q)

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right)i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right)i_{qs} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{dr} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (\text{I-23})$$

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_{em} - C_r \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \end{cases} \quad (\text{I-24})$$

D'une manière compacte, la machine peut être représentée par la relation suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{I-25})$$

Avec :

- X : vecteur d'état.
- Y : vecteur de sortie.
- A : matrice d'évolution d'état du système.
- B : matrice de commande (d'entrée).
- U : vecteur du système de commande.
- C : matrice d'observation.

$$\text{Où : } C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I-26})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r}\right) & \omega_s & \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-27})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{et} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

I.6. Simulation de La Machine Asynchrone

Pour réaliser la simulation de la MAS, on peut transférer le modèle représenté par les équations (I-24), (I-25) sous forme de structure en schéma bloc comme il est illustré sur la **figure (I.6)**.

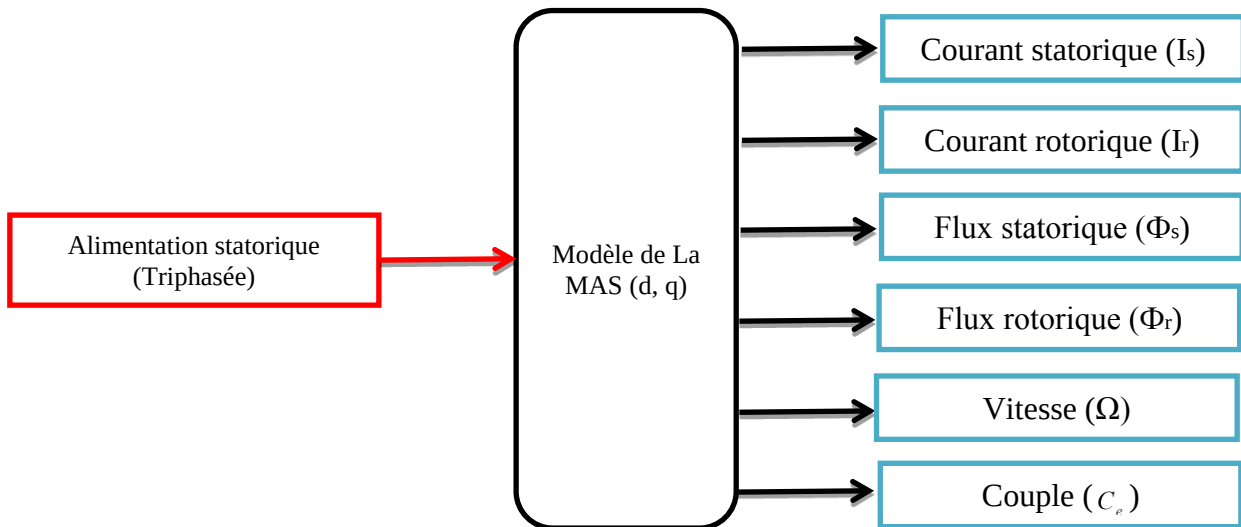


Figure. I.6 Schéma bloc de simulation de la MAS.

I.6.1. Résultats de Simulation de La MAS

La première application, du modèle de la machine asynchrone est sa mise en œuvre dans la simulation numérique d'un démarrage direct sur un réseau triphasé équilibre de fréquence fixe ($f=50$ Hz), La simulation a été effectuée sous l'environnement *MATLAB/SIMULINK* traitant le comportement d'une machine asynchrone triphasée. Notons que les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe.

Notre machine démarre à vide, et durant l'intervalle $[1,2]$ secondes on applique un couple résistant $Cr=10Nm$. La **figure(I.7)** montre l'évolution de la vitesse mécanique, du couple électromagnétique (C_e), des flux rotoriques (Φ_{dr}, Φ_{qr}), des courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}) et le courant de ligne d'une phase statorique (i_{as})

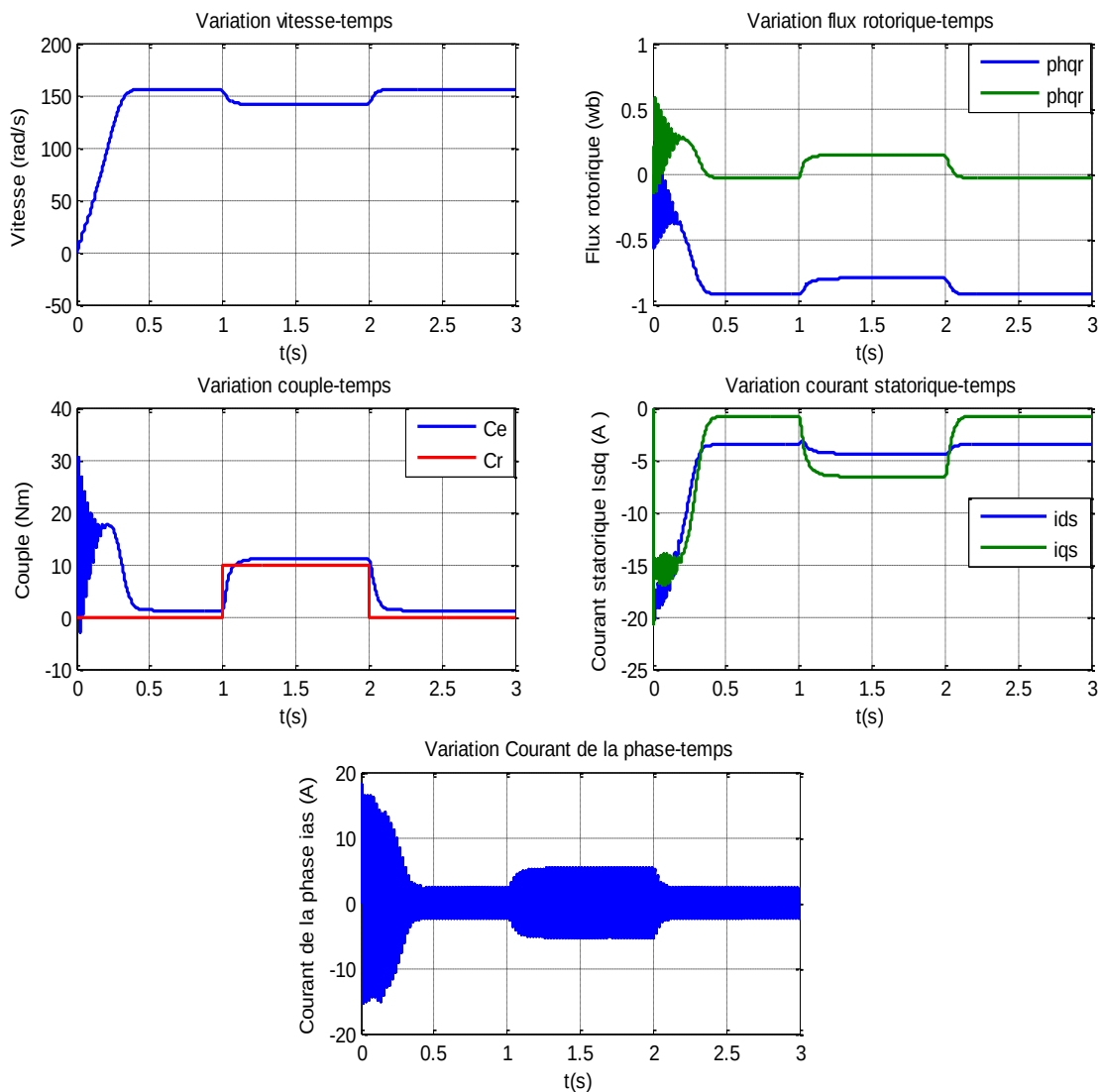


Figure. I.7. Résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée par le réseau

I-6-2. Interprétation des résultats

L'allure de la caractéristique de vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée. Après un temps d'environ "0.25s" la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157rad/s) tout en conservant un glissement faible.

Un établissement rapide du flux rotorique est observé avec un temps égal au temps du démarrage et se stabilise en régime permanent à une valeur constante.

La courbe du couple (C_e) présente aux premiers instants du démarrage des pulsations très importantes dont le calcul rigoureux doit impérativement tenir compte de la saturation. Ce couple est transmis à la partie mécanique, avant qu'il ne se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement et ventilation.

Au démarrage, la machine asynchrone soumise à la pleine tension est analogue à un transformateur statique. Aux premiers instants, le courant (i_{as}) présente des dépassements excessifs (faible f.c.é.m. et faible vitesse), mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques pulsations pour donner lieu à une forme sinusoïdale et d'amplitude constante.

Lors de l'application du couple de charge (C_r) de 10 Nm, le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominale. Mais, on constate une décroissance de vitesse mécanique qui se traduit par un glissement. Ce qui est un résultat évident.

I.7. Modélisation du système d'alimentation

Généralement l'alimentation de la machine est assurée par un convertisseur statique, qui est capable de délivrer une fréquence et une tension de sortie variable, qui sont à l'origine de la variation de la vitesse des machines à cage, en effectuant une double conversion en passant par le courant continu. [2]

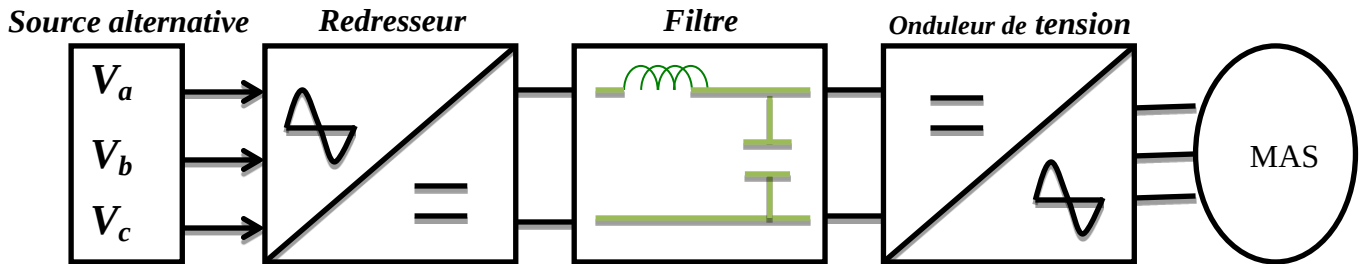


Figure I.8 Schéma de principe de l'association convertisseur-machine

I.7.1. Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur « alternatif / continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative, il est représenté par la **figure I.9**

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes.

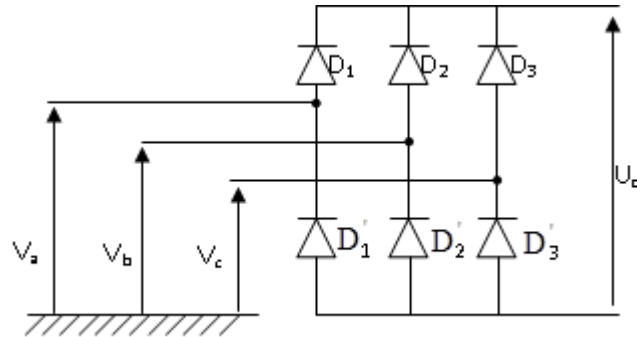


Figure I.9 : Représentation du redresseur triphasé à diodes

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} v_1 = v_m \sin(\omega t) \\ v_2 = v_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3 = v_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I-28})$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par:

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j) \quad ; j = 1, 2, 3 \quad (\text{I-29})$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi V_m} \quad (\text{I-30})$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$k\% = \frac{U_{d\max} - U_{d\min}}{2\bar{U}_d} = 7\% \quad (\text{I-31})$$

Ce facteur caractérise la qualité de la tension redressée, plus ce facteur est petit plus la tension redressée est moins ondulée.

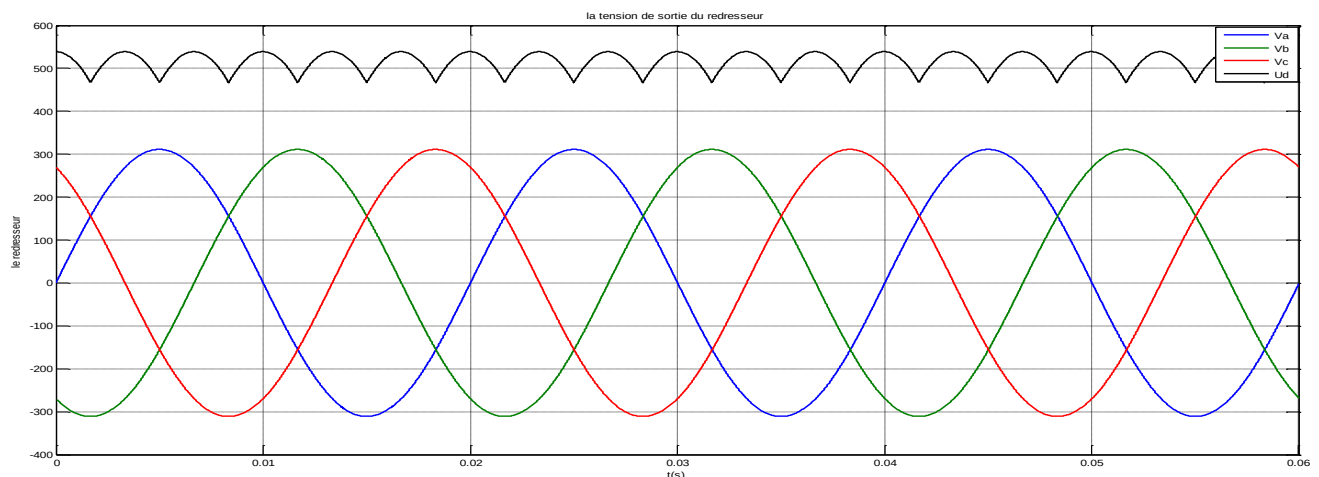


Figure I.10: Représentation de la tension de sortie du redresseur de tension

La tension redressée instantanée obtenue par ce redresseur **figure (1.10)** présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage.

I.7.2.Modélisation du filtre

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre passe-bas, il existe plusieurs choix, mais, le schéma le plus simple est donné en **figure (I.11)** .

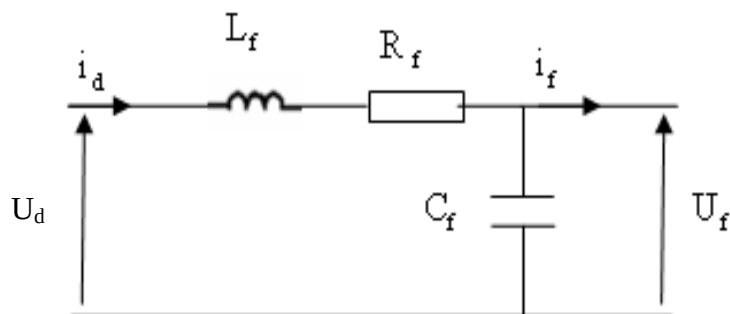


Figure I.11.Représentation du filtre passe-bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_d = R_f i_d + L_f \frac{di_d}{dt} + U_f \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (\text{I-32})$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + R C_f s + 1} \quad (\text{I-33})$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à [7] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} = 2\pi f_c \quad (\text{I-34})$$

Pour limiter les ondulations du courant i_d et de la tension U_f il faudrait que : $\omega_c < 2\pi f$ où f est la fréquence de la tension redressée ($f=300\text{Hz}$). On choisit les paramètres suivants: $L_f=0.02\text{H}$, $C_f=600\mu\text{F}$, $R_f=0.5\Omega$.

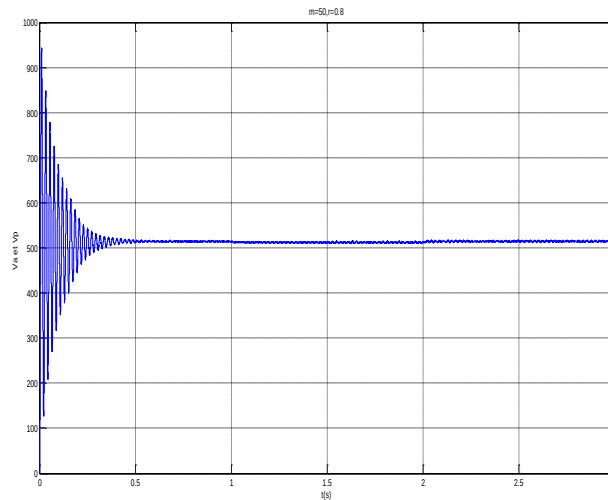


Figure I.12.courbe représentant l'évolution de la tension filtrée

I.7.3.Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur d'électronique de puissance qui permet la conversion continue alternative. Il fonctionne en commutation forcée et conçu généralement à base de transistors. Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI). Dans ce travail, on commande l'onduleur de tension par la MLI de courant. L'onduleur c'est le cœur du système d'alimentation. [11]

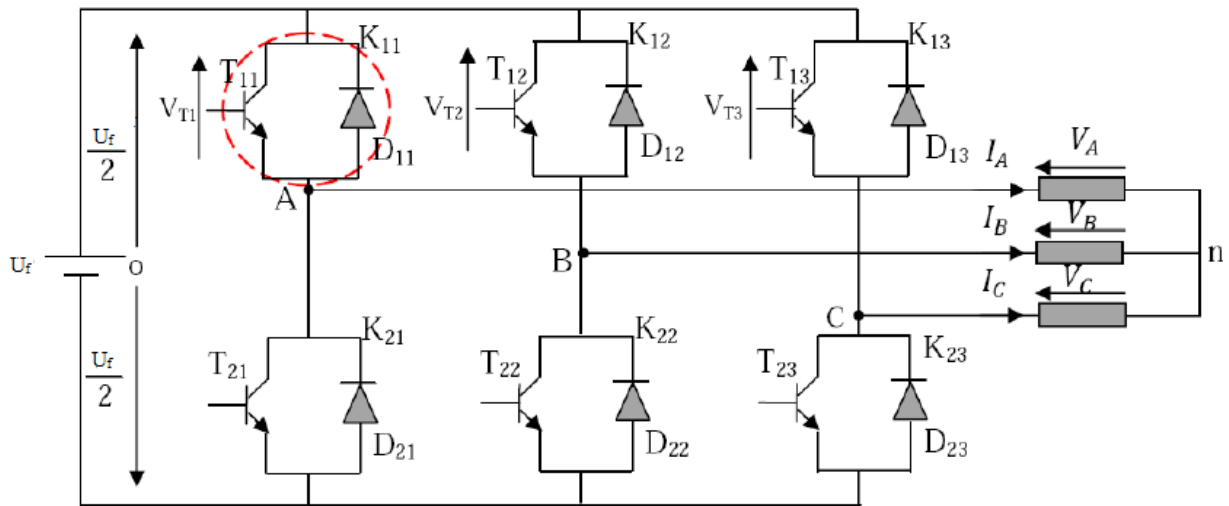
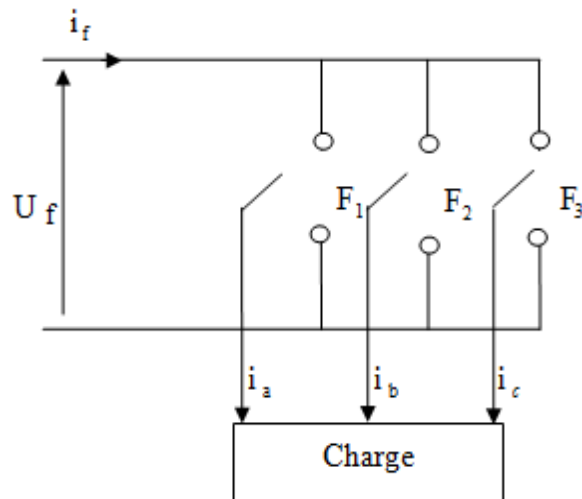
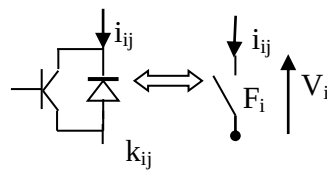


Figure I.13. Schéma de principe d'un onduleur triphasé alimentant le stator d'une MAS.



Chaque paire (transistor, diode) peut être représentée par un interrupteur, comme suit :



$$K_{ij} (i \in \{1, 2, 3\}, j \in \{1, 2\})$$

L'expression des tensions composées est donnée par :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{Ao} - V_{Bo} \\ V_{BC} = V_{Bo} - V_{Co} \\ V_{CA} = V_{Co} - V_{Ao} \end{cases} \quad (\text{I-35})$$

V_{Ao} , V_{Bo} et V_{Co} sont les tensions de sortie de l'onduleur par rapport à la référence 'o'.

Les tensions des phases sont données par :

$$\begin{cases} V_A = V_{Ao} - V_{no} \\ V_B = V_{Bo} - V_{no} \\ V_C = V_{Co} - V_{no} \end{cases} \quad (I-36)$$

V_{no} : est la tension de neutre de la charge par rapport au point 'o'

$$V_A + V_B + V_C = 0 \quad (I-37)$$

Donc on tire :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co}) \quad (I-38)$$

En remplaçant (I.38) dans (I.36) on obtient :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{Ao} + \frac{2}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} + \frac{2}{3}V_{Co} \end{cases} \quad (I-39)$$

La forme matricielle

$$(V) = (T) \cdot (V)_o$$

Avec :

$$(T) = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}, \quad (V) = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \text{ et } (V)_o = \frac{U_f}{2} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I-40)$$

Tel que :

$$\begin{cases} F_1 = 1 \text{ si : } k_{11} \text{ est fermé et } k_{21} \text{ est ouvert} \\ F_2 = 1 \text{ si : } k_{12} \text{ est fermé et } k_{22} \text{ est ouvert} \\ F_3 = 1 \text{ si : } k_{13} \text{ est fermé et } k_{23} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (I-41)$$

I.7.4. Commande de l'onduleur

Il est nécessaire d'établir des stratégies de commande de l'onduleur telle que la tension générée soit proche de la forme sinusoïdale avec un faible taux d'harmoniques. La stratégie la plus utilisée est la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). [20]

Plusieurs types de modulation de largeur d'impulsion sont disponibles :

- ✚ MLI sinus-triangle
- ✚ MLI vectorielle.

I.7.4.1.MLI sinus-triangle

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance. [8]

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ✚ L'indice de modulation "m" égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$),
- ✚ Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_p}$).

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (I-42)$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{rA} = v_r \sin(2\pi f_r t) \\ v_{rB} = v_r \sin(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{rC} = v_r \sin(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I-43)$$

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de référence avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

$$\begin{cases} \text{Si } V_{rA} \geq V_p(t) & F_1=1, & \text{sinon} & F_1=0 \\ \text{Si } V_{rB} \geq V_p(t) & F_2=1, & \text{sinon} & F_2=0 \\ \text{Si } V_{rC} \geq V_p(t) & F_3=1, & \text{sinon} & F_3=0 \end{cases} \quad (I-44)$$

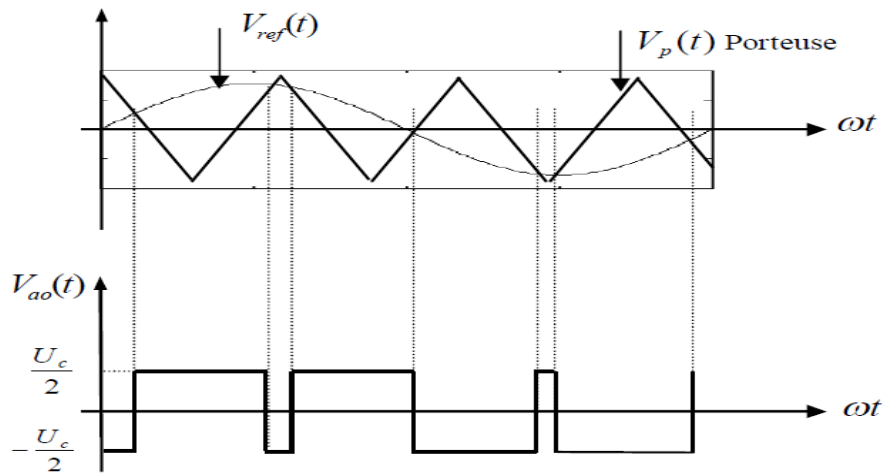
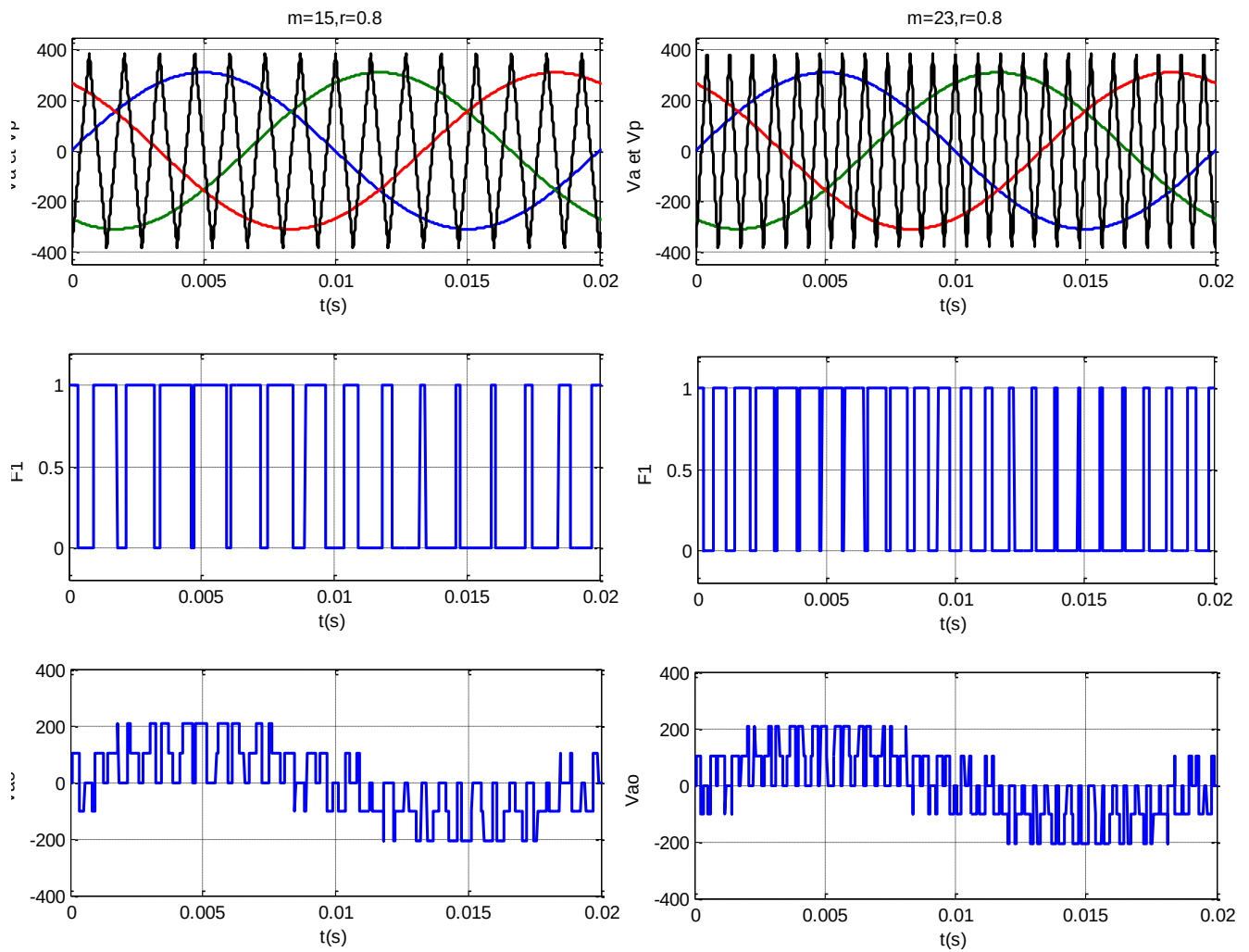


Figure I.14. Principe de la commande MLI- ST

I.7.4.2.Simulation de la commande MLI sinus-triangle

Fig1.15. Simulation de la commande MLI -ST pour $r = 0.8$ et $m = 15$ et 23

1.8. Simulation de l'association MAS avec Onduleurs à MLI

Les résultats de la simulation présente l'association de la machine asynchrone et un onduleur de tension commandé par la technique MLI. On a appliqué un couple de charge ($C_r=10\text{Nm}$) dans l'intervalle de temps : $t \in [1, 2]\text{s}$

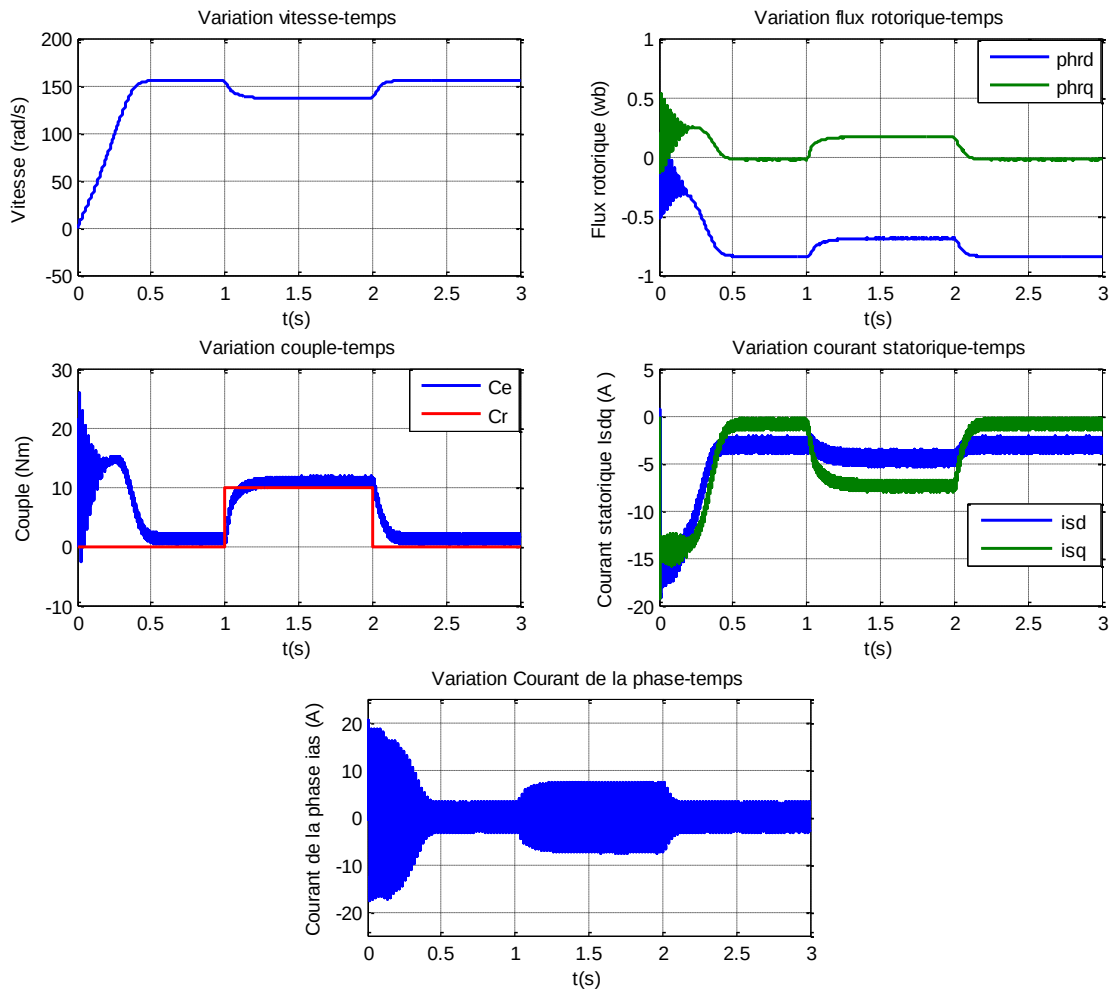


Fig1.16. Résultats de simulation de démarrage à vide de la machine asynchrone,

Suivi d'application d'une charge entre $t=1$ et 2s .

Si l'on compare ces résultats avec ceux obtenus précédemment (alimentation directe), on constate qu'ils sont similaires, avec quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur. Dans le cas d'une alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations.

Les allures des composantes du flux rotorique, et du courant statorique sont semblables à celles obtenues avec alimentation directe sous pleine tension, mais avec des amplitudes moines importantes pour les composantes de flux.

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension. La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation de PARK qui ramène le modèle triphasé en un modèle diphasé équivalent. L'alimentation se fait par une cascade redresseur-filtre-onduleur. Pour ce dernier, on a appliqué la technique MLI pour le commander.

Dans la partie suivante, nous exploitons le modèle établi précédemment pour établir la régulation de vitesse de la machine asynchrone en utilisant la technique de commande vectorielle associée à un régulateur classique *PI*.

***Chapitre II. Commande vectorielle de la
machine asynchrone triphasée***

II. Commande vectorielle de la MAS

II.1.Introduction

Contrairement au modèle de la machine à courant continu, le modèle de la machine asynchrone présente un couplage naturel entre le courant qui crée le couple électromagnétique et le courant qui crée le flux magnétique, ce rend sa commande plus difficile.

En 1972, Blaschke a proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du flux, ce travail a permis de rendre le modèle de la MAS semblable à celui de la machine à courant continu ce qui peut simplifier sa commande. Après plusieurs années, et après le développement considérable de la micro-électronique, cette technique a permis de faire une énorme révolution au niveau de la commande des machines asynchrones, et aujourd'hui les moteurs asynchrones ont remplacés les moteurs à courant continu dans plusieurs applications qui demandent de hautes performances où ces derniers était les seuls qui peuvent satisfaire ce type d'applications. [7]

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, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent. [11]

Dans ce qui suit, nous présentons les principes de base de la commande vectorielle. Puis nous exposons les deux types de contrôle du flux direct et indirect avec un aperçu sur les observateurs.

II.2.Principe de la commande vectorielle

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects (**figure (II.1)**).

- 1- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre.
- 2- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire.

En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit (I_a) contrôle le couple et le courant inducteur (I_f) contrôle le flux.

La relation du couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = k \Phi I_a = k' I_a I_f \quad (\text{II -1})$$

Avec :

Φ : flux imposé par le courant d'excitation

I_f : le courant d'inducteur.

I_a : le courant d'induit.

K, K' : constantes.

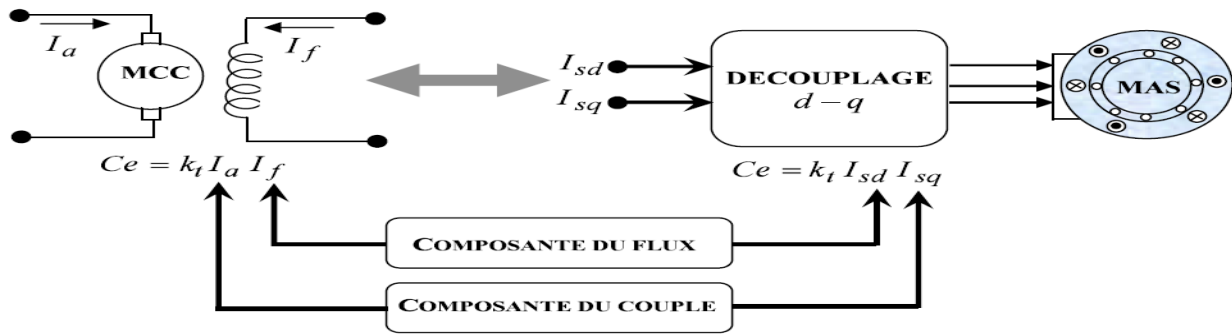


Figure II.1. Analogie entre la commande vectorielle d'une MAS et la commande d'une MCC.

II.3. Variantes de la commande vectorielle

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [11] :

- Mode d'alimentation
 - ✚ Commande en tension
 - ✚ Commande en courant
- Détermination de la position du flux
 - ✚ Directe nécessite mesure du flux ou observation
 - ✚ Indirecte nécessite le contrôle de la fréquence de glissement
- Acquisition du flux
 - ✚ Fondée sur un modèle du rotor
 - ✚ Fondée sur un modèle du stator
 - ✚ Observation de flux
- Orientation du repère d, q sur
 - Flux rotorique,
 - Flux statoriques,
 - Flux d'entrefer

II.4. Différents repères de référence

La commande vectorielle est basée sur le choix d'un repère de référence. On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine, à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer [11]

- ✚ Orientation du Flux rotorique: $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$
- ✚ Orientation du Flux statorique: $\Phi_{ds} = \Phi_s$ et $\Phi_{qs} = 0$
- ✚ Orientation du Flux d'entrefer: $\Phi_{dm} = \Phi_m$ et $\Phi_{qm} = 0$

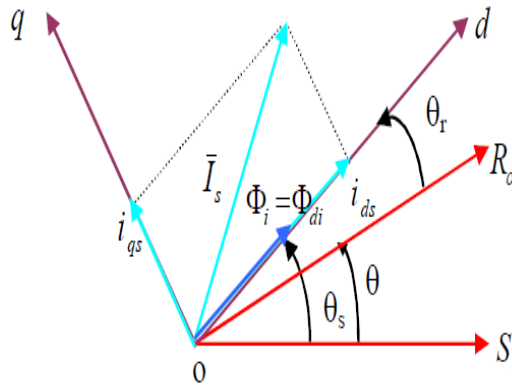


Figure II.2. Principe de l'orientation du flux.

Nous nous limitons à l'orientation du flux rotorique, car, elle est la plus utilisée, elle élimine l'influence de réactances de fuite rotorique et statorique et donne de meilleurs résultats.

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II -2})$$

On peut représenter ce type d'orientation par la **figure II.3** ci-contre.

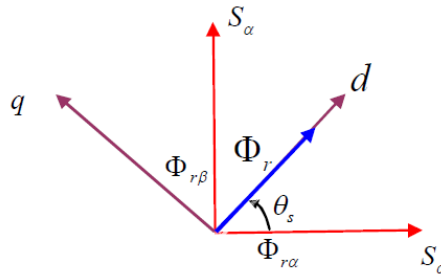


Figure II.3. Orientation du flux rotorique.

D'après le système (I.23) les équations de la MAS dans le référentiel lié au champ tournant seront données par :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{ds} \\ \frac{M}{T_r} i_{qs} = (\omega_s - \omega) \Phi_r \\ C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II -3})$$

II.5. Méthode de contrôle par flux orienté de la machine asynchrone

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux θ_s ainsi que son amplitude $|\Phi_r|$:

- La commande directe ou cet angle est mesuré électriquement
- La commande indirecte ou cet angle est estimé à partir d'une relation donnant la vitesse de glissement dans la théorie du flux orienté [5]

II.5.1. Commande vectorielle directe

Cette méthode est basée sur la mesure directe de la position et l'amplitude du flux à orienté. L'utilisation des capteurs de flux rend cette méthode moins utilisée car ces derniers devraient être installés au moment de la fabrication de la machine ; en outre, leurs utilisations nécessitent, pour les traitements de signaux des appareils très fragile et coûteux. Les avantages du moteur asynchrone, simplicité et robustesse ainsi que son faible coût, sont alors perdus [5].

II.5.2. Commande vectorielle indirecte

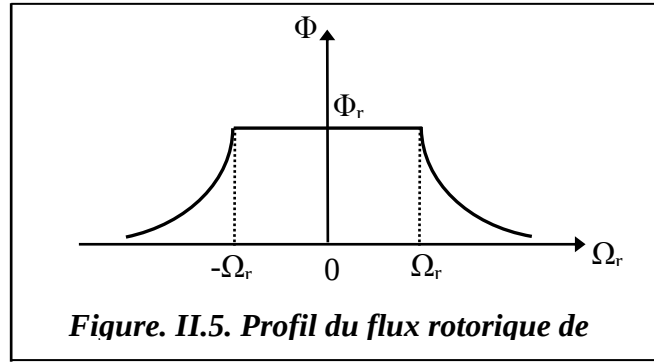
Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position, l'idée est proposée par Hasse. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée avec le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [11].

II.5.3 Comparaison entre les méthodes directe et indirecte

Après la révision des méthodes directe et indirecte de commande vectorielle, nous pouvons les comparer suivant leur complexité et leur robustesse par rapport aux paramètres, tel qu'indiqué dans le tableau suivant :

	Directe	Indirecte
Calcul de l'angle	À partir de la position du flux	À partir des pulsations ω_s et ω
Estimateur de flux	Nécessaire	Pas nécessaire
Plage de fonctionnement	$0 \div \omega_{\max}$ (avec estimateur de Φ_r) $\omega_n \div \omega_{\max}$ (avec estimateur de Φ_s)	$0 \div \omega_{\max}$
Influence des paramètres	R_r (avec estimateur de Φ_r) R_s (avec estimateur de Φ_s)	R_r
Boucles de commande	- Courant statorique - Vitesse - Flux	- Courant statorique - Vitesse - Flux (optionnel)

Tableau II.1: Comparaison entre les méthodes directe et indirecte de commande vectorielle



II.6.2. Estimation de ω_s et de θ_s

L'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique Ω_r , est donné par la formule suivante [18] :

$$\theta_s = \int (p\Omega_r + \frac{M}{T_r \varphi_r^*} i_{sq}) dt \quad (\text{II -5})$$

Où (*) : indice indique la consigne de la grandeur.

II.6.3. Découplage

Différentes techniques de découplage existent découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant [9].

II.6.3.1. Découplage par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse ($\frac{d\Phi_{rd}}{dt} = 0$) par rapport aux courants [9], alors les équations de tensions (II-3) sont réécrites en introduisant l'opérateur de Laplace s de la manière suivante

$$\begin{cases} v_{sd} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} + s \frac{M}{L_r} \varphi_r - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \\ \varphi_r = M i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r \varphi_r} i_{sq} \\ C_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_r i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II -6})$$

On remarque dans ces équations, que v_{sd} et v_{sq} dépendent à la fois des courants des deux axes choisis comme variables d'états i_{sd} et i_{sq} donc ils influent sur le flux et le couple. Il est donc indispensable de procéder au découplage des termes couplés [9].

Ces équations peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais l'inconvénient réside dans la présence de dérivateur et des termes de couplage entre les axes d-q. [25]

Les nouvelles variables de commande v_{sd}^* v_{sq}^* s'écrivent alors comme suit :

$$\begin{cases} v_{sd}^* = (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} = v_{sd} + s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sq} = v_{sd} + e_{sd} \\ v_{sq}^* = (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} = v_{sq} - (\omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd}) = v_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Avec : * désignant la variable de commande ou de référence

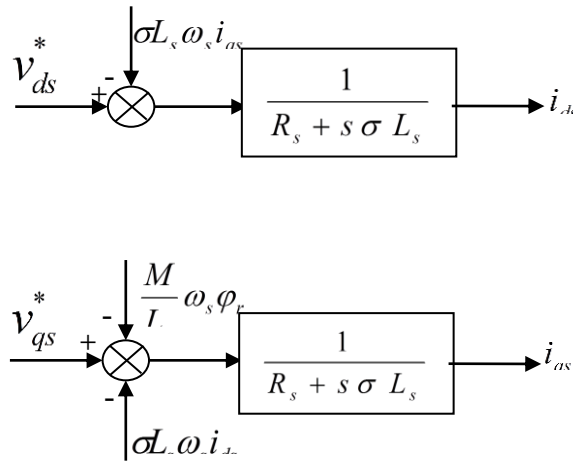


Figure II.6. Modèle de la machine

Les termes $\omega_s \sigma L_s i_{qs}$, $\omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r$ et $\omega_s \sigma L_s i_{ds}$ correspondent aux termes de couplage entre les axes dq

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulations d'axes d et q comme le montre la **figure II.7**.

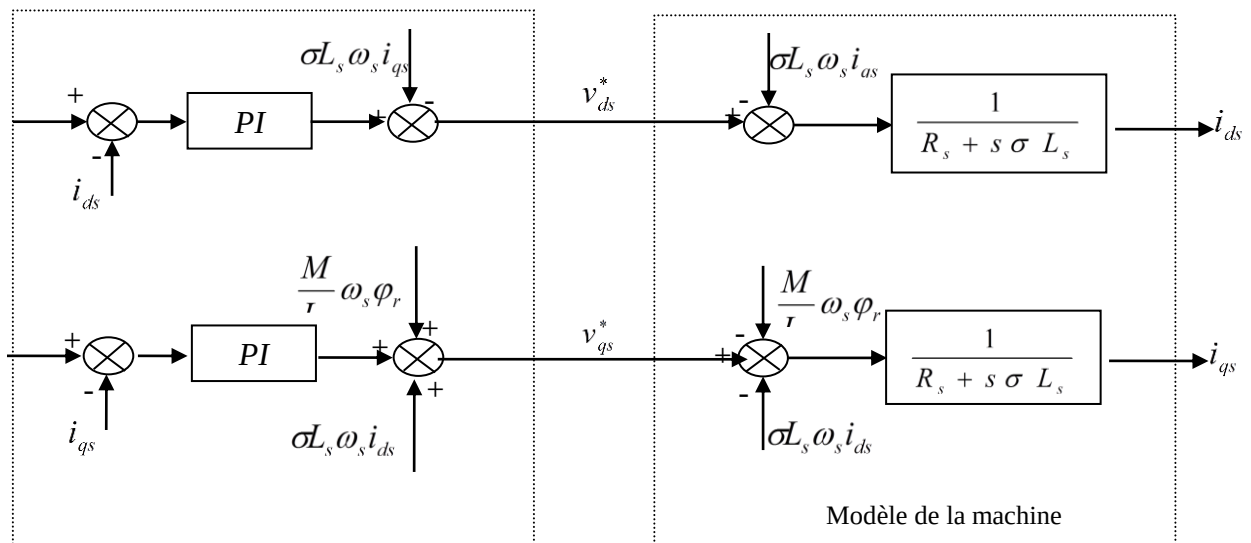


Figure II.7. Découplage par addition des termes de compensation

II.6.3.2. Problèmes posés par le découplage

Nous pouvons montrer que, dans les deux types de découplage proposés, un risque d'instabilité existe si les paramètres du modèle évoluent et pose donc un problème de robustesse de la commande. Dans le cas du découplage par compensation, si celle-ci est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement de l'action, et donc divergence du système. Une solution consiste, par exemple, à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. C'est la technique la plus souvent utilisée pour l'implantation réelle de la commande. En pratique, les paramètres R_s , R_r évoluent avec la température.[24]

II.7. Régulation

II.7.1. Caractéristiques des régulateurs

- **Stabilité** : Un système bouclé doit être stable, si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.
- **Précision** : En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.
- **Rapidité** : En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations. Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle « PI » qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité). Notons que par analogie à la régulation employée dans la machine à courant continu, deux boucles internes sont éventuellement réalisées pour le flux et le couple et une boucle externe pour la vitesse de la machine. [4]

II.7.2. Dimensionnement des régulateurs

II.7.2.1. Structure de la commande PI

Chaque boucle de régulation est dotée d'un régulateur proportionnel intégral classique, présenté sur la **figure (II.8)**, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la consigne.

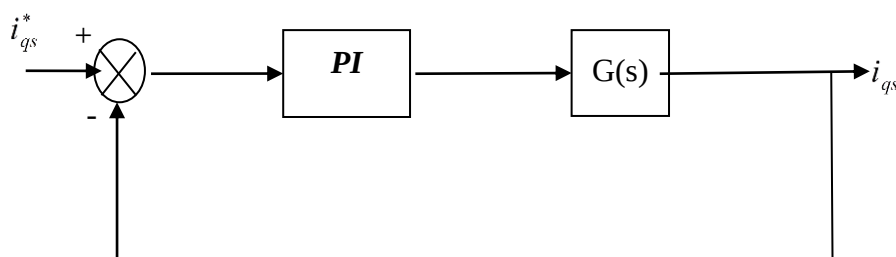


Figure. II.8. Schéma de commande utilisant la structure PI

$G(s)$: un système de premier ordre

PI : régulateur proportionnel intégral

II.8.Calculs des régulateurs

II.8.1.Régulation des courants statoriques

A partir des équations (II -7), en supposant que les termes de couplage e_{ds} et e_{qs} ont été compensés, on peut déduire les fonctions de transfert de premier ordre, qui sont utilisées pour calculer les régulateurs de courant i_{ds} et i_{qs} , on trouve:

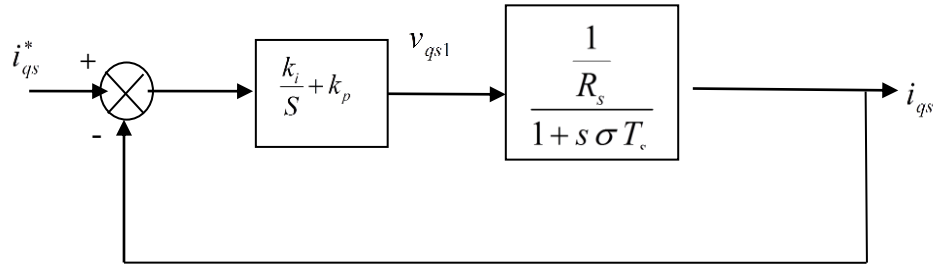


Figure II.9.Schéma de régulation de courant i_{ds}

Soit un régulateur **PI** de fonction de transfert :

$$PI(s) = \frac{k_i}{s} + k_p \quad (II -8)$$

On peut l'écrire comme suit :

$$PI(s) = \frac{k_i}{s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \quad (II -9)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la **figure II.9** sera

$$FTBO(s) = \frac{k_i}{R_s s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \frac{1}{1 + s \sigma T_s} \quad (II -10)$$

L'apport d'un zéro par le régulateur PI dans la fonction de transfert en boucle ouverte peut modifier le régime transitoire du système, voir [25]. Pour remédier à ce problème, la méthode de compensation des pôles et plus adaptée pour le calcul des paramètres k_i et k_p . Elle consiste à imposer le zéro du régulateur égal à un pôle de la fonction de transfert du système à commander et une constante du temps τ répondant aux objectifs fixés, le principe est illustré par les relations de l'équation (II.11) :

$$\frac{k_p}{k_i} s + 1 = 1 + s \sigma T_s \quad (II -11)$$

Alors la fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit comme suit :

$$FTBO(s) = \frac{k_i}{R_s s} \quad (\text{II -12})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO(s)}{1 + FTBO(s)}$$

$$FTBF(s) = \frac{\frac{k_i}{R_s s}}{1 + \frac{k_i}{R_s s}} \quad (\text{II -13})$$

$$FTBF(s) = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{k_i} s} \quad (\text{II -14})$$

Soit $G(s)$ un système de premier ordre donné par :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II -15})$$

Par analogie de l'expression (II.15) par l'expression (II.14) on trouve :

$$\tau = \frac{R_s}{k_i} \quad (\text{II -16})$$

De l'expression (III.11) et (III.16) on a :

$$\begin{cases} k_i = \frac{R_s}{\tau} \\ k_p = \frac{\sigma L_s}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II -17})$$

La constante du temps électrique du système dans notre cas est $\tau_e = \sigma T_s = 0.0064s$, nous avons choisi $\tau_e = 0.001s$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

$$\begin{cases} k_i = 4850 \\ k_p = 31 \end{cases}$$

II.8.2. Régulateur de vitesse

Le régulateur qu'on utilise est donc de type PI dont le schéma de régulation est donné par la figure.II.6 :

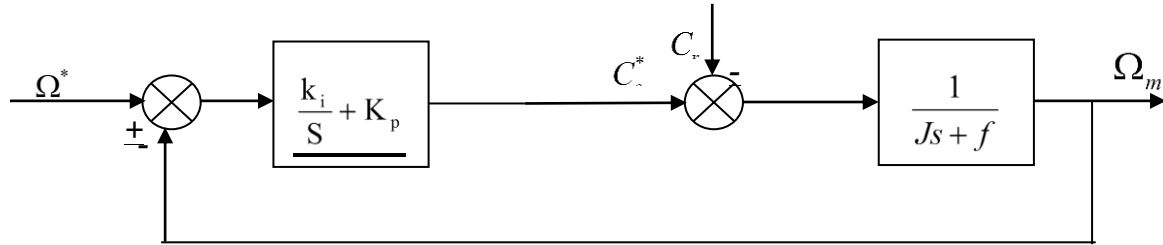


Figure II.10. Boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI.

La fonction de transfert en boucle ouverte est alors :

$$\Omega^* = \frac{1}{Js + f} \left[\left(\frac{k_i}{s} + K_p \right) (\Omega^* - \Omega) - C_r \right] \quad (\text{II -18})$$

soit

$$\Omega(s) = \frac{k_p s + k_i}{Js^2 + (k_p + f)s + k_i} \Omega^* - \frac{k_p s + k_i}{Js^2 + (k_p + f)s + k_i} C_r \quad (\text{II -19})$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ($C_r = 0$), la relation (II-19) devient:

$$\Omega(s) = \frac{k_p s + k_i}{Js^2 + (k_p + f)s + k_i} \Omega^* \quad (\text{II -20})$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse est une fonction du second ordre de dénominateur de la forme $\frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$, par identification on trouve

$$\begin{cases} \frac{k_i}{j} = \omega_n^2 \Rightarrow k_i = j\omega_n^2 \\ \frac{k_p + f}{j} = 2\xi\omega_n \Rightarrow k_p = 2\xi j\omega_n - f \end{cases} \quad (\text{II -21})$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$, et $\omega_n = 27 \text{ rad/s}$

$$\begin{cases} k_i = 22.5990 \\ k_p = 1.6740 \end{cases}$$

II.9. Résultats de simulation avec application de la commande

Les résultats de simulation présentée dans ce qui suit sont réalisés sur un moteur asynchrone (MAS) alimenté à travers un onduleur de tension commandé par la technique MLI et piloté par une commande vectorielle indirecte (CVID) par orientation du flux rotorique, dont les paramètres du MAS sont mentionnés dans l'annexe.

Pour illustrer le fonctionnement de la commande de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé en tension; les résultats de simulation de démarrage à vide, en charge et inversion du sens de rotation sont présentés sur la **figure (II.11)**.

- **Test en charge et avec inversion de vitesse**

Après 0.8s du démarrage à vide du moteur à 100 rad/s, une charge de 10Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation. Un test d'inversion du sens de rotation est réalisé à 1.5s (-100 rad/s).

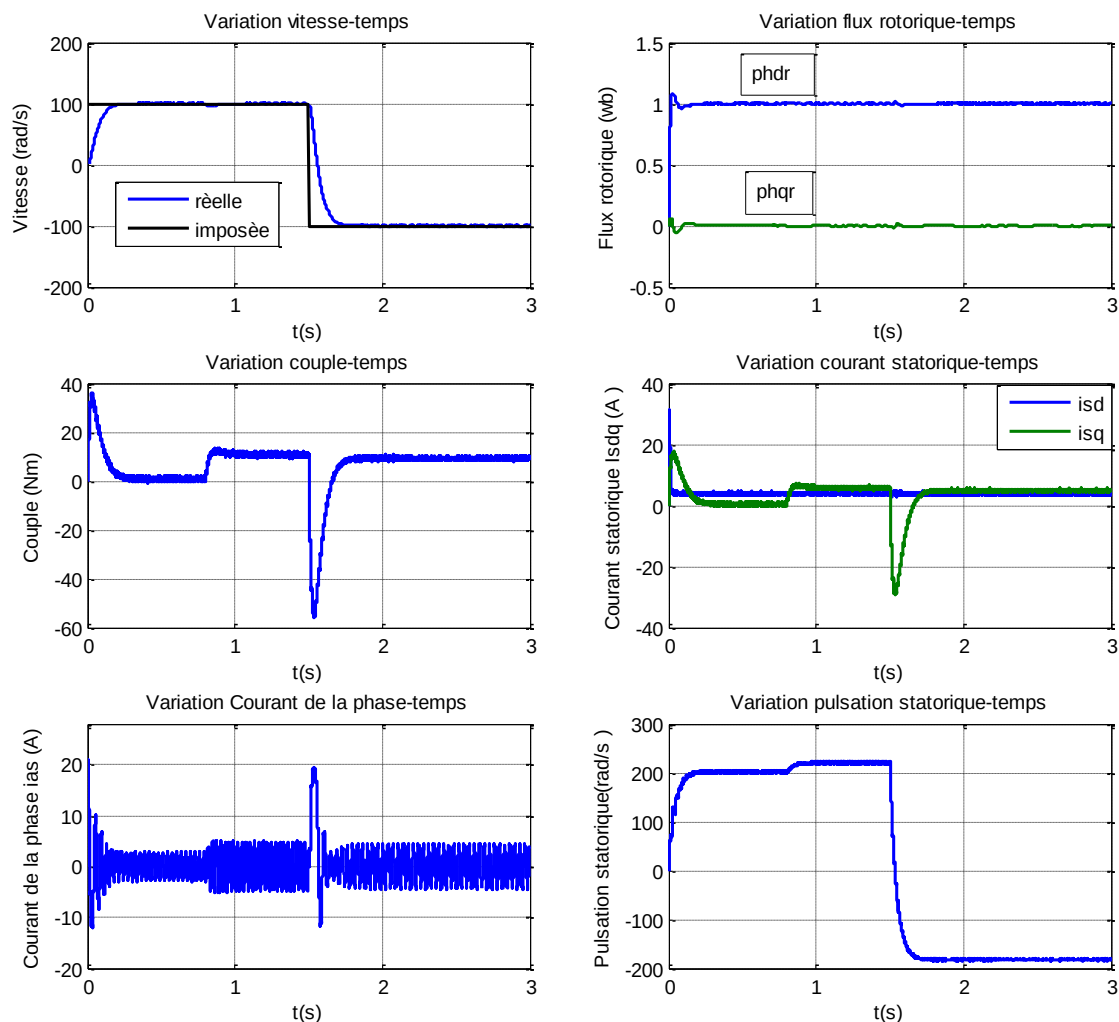


Figure II.11. : Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Avec commande Vectorielle indirecte

Le flux rotorique s'est installé à partir de l'instant initial et orienté sur l'axe d puisque la composante sur l'axe q est nulle. La vitesse suit sa référence avec précision grâce à l'action de régulateur.

La composante de courant I_{ds} image du flux rotorique est très peu perturbée pendant la phase d'inversion de sens de rotation ce qui montre l'efficacité de découplage. La composante de courant I_{qs} est une image du couple.

II.9.1. Evaluation de l'influence des variations paramétrique en régime dynamique

Afin de montrer l'influence de variation des paramètres sur la commande on réalise les tests de simulations suivantes.

- **Résistance statorique (R_s)**

La **figure II.12** représente le profil de la variation brusque de la résistance statorique (R_s) A noter qu'après (1s) une variation paramétrique a été produite avec 50% d'augmentation sur la résistance statorique.

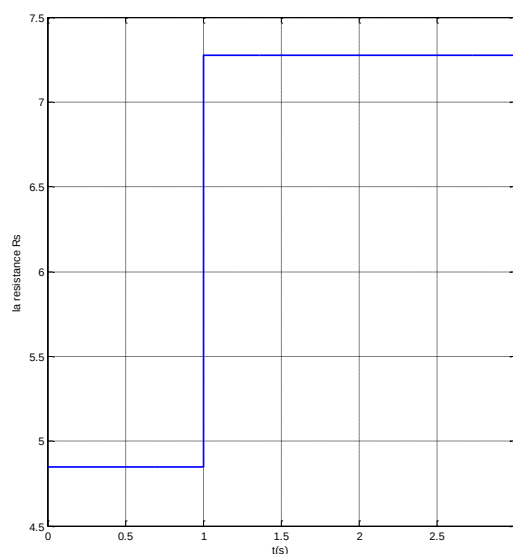
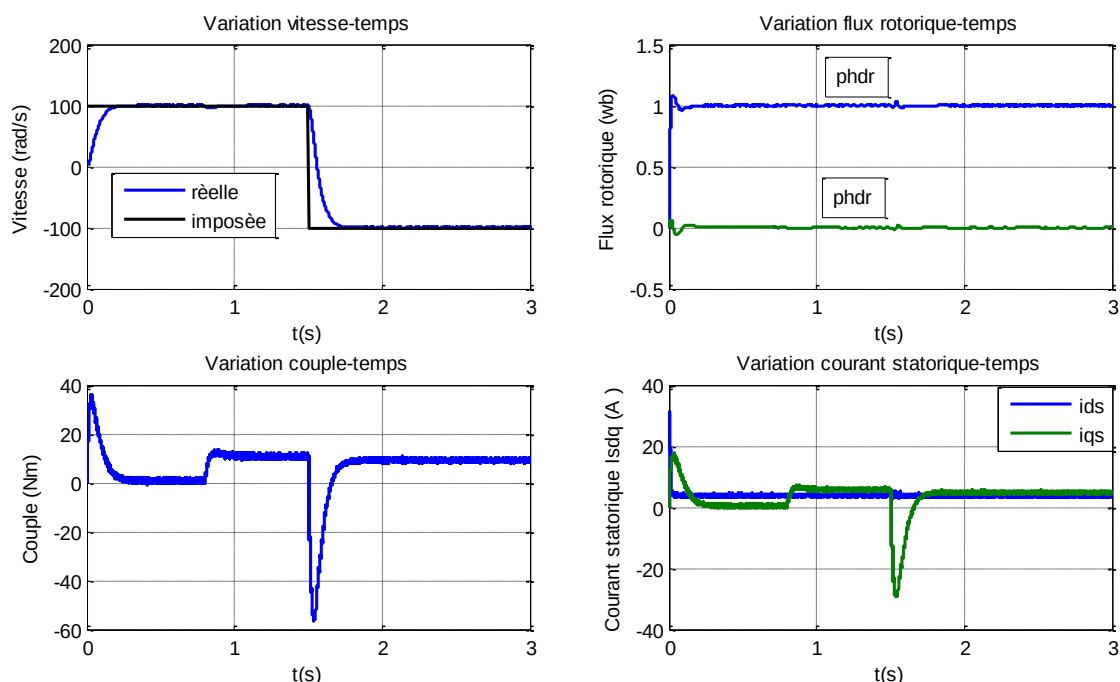


Figure II.12. : Profil de référence du variation de la résistance (R_s).



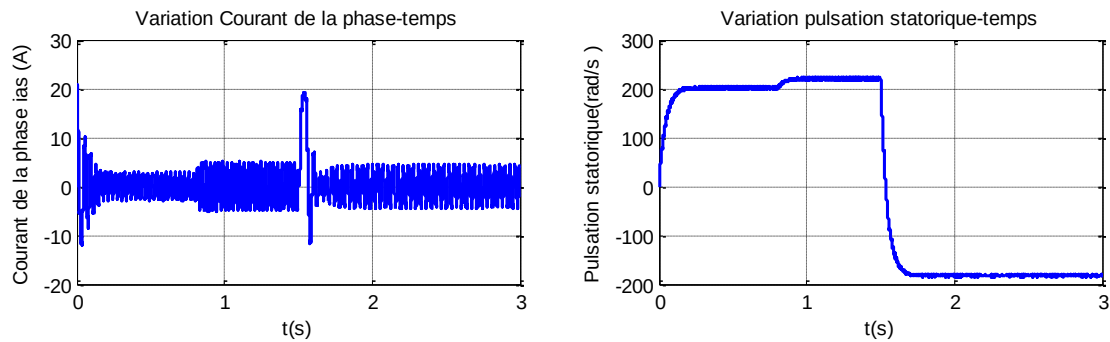


Figure II.13. : Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Pour $R_s = +50\% R_{sn}$

Sur la **figure(II.13)** est représenté en simulation les résultats avec variation de la résistance statorique. On peut constater que la résistance statorique à très peu d'influence sur le découplage et de temps de réponse.

- **Résistance rotorique (R_r) :**

La **figure(II.14)** représente le profil de la résistance rotorique R_r . On notera que après (1s) une variation paramétrique a été produite avec 50% 'augmentation sur la résistance rotorique R_r .

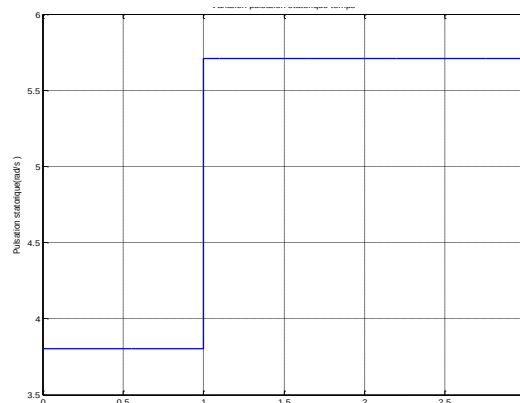
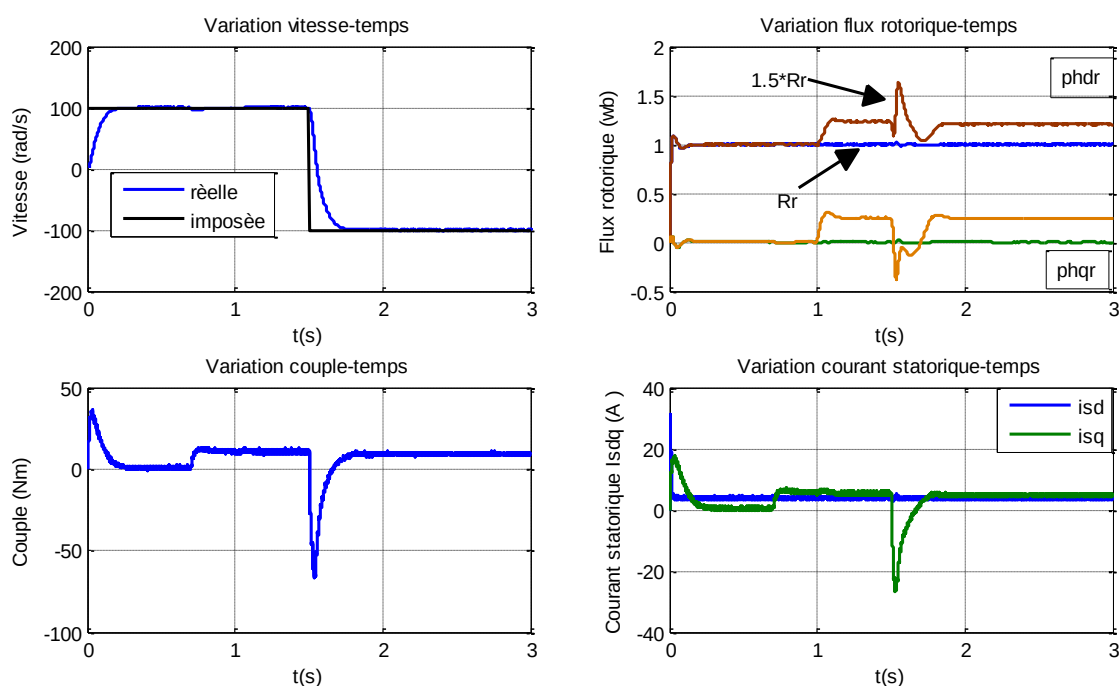


Figure II.14: Profil de référence du variation de la résistance (R_r).



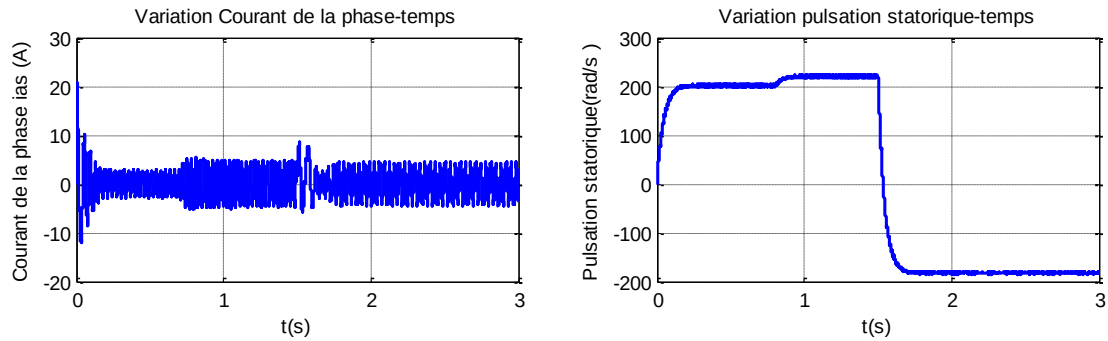


Figure II.15. : Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Pour $R_r=50\%R_{rn}$

D'après les résultats de simulation on remarque que la sensibilité est très grande par rapport à ce paramètre, le flux rotorique n'est pas vraiment orienté sur l'axe d (perdre le découplage entre le flux et le couple). Un changement de la résistance rotorique conduit à une erreur sur l'amplitude et la phase du vecteur flux.

Le flux n'est plus maintenu constant avec un couplage entre le flux et le couple qui diffère alors temporairement de la valeur de référence. Une adaptation de ce paramètre est nécessaire pour éviter une dégradation du contrôle vectoriel (voir *figure II.15*).

II.6.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le modèle en tension de la machine asynchrone triphasée, et nous avons appliqué le découplage par orientation du flux rotorique sur ce modèle pour ses avantages par rapport aux autres (orientation du flux statorique, magnétisant). Avec cette orientation du flux, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone, qui est limité en fonctionnement à des conditions bien précises, à cause de l'utilisation des régulateurs *PI*.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. D'après les résultats de simulation obtenus, on peut constater que la commande vectorielle est très performante, bien que celle-ci perd ces performance lorsque les paramètres de la machine subissent une variation notamment la résistance rotorique. En effet, cette variation provoque une erreur sur la phase du flux par rapport au stator, ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple, donc la commande vectorielle indirecte est très sensible aux variations paramétriques.



Chapitre III. Commande par Logique floue

III Commande par Logique floue

III.1.Introduction

La logique floue est une nouvelle méthode de réglage qui a été introduite à large échelle au Japon. Cependant, plus récemment elle est de plus en plus appliquée en Europe.

Les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système et un traitement analytique à l'aide de fonction de transfert ou d'équations d'état. Par contre le réglage par logique floue donne une approche plus tôt programmatique, permettant d'inclure les expériences acquises par les opérateurs. [23]

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous avec un formalisme mathématique fortement développé, ses premières approches ont apparus avant les années 40 par des chercheurs américains, mais, le concept de sous-ensembles flous a été proposé la première fois par Lotfi ZADEH, professeur à l'université de Berkeley en Californie. Il a contribué à la modélisation des phénomènes sous forme floue. La première fois où on a appliqué la commande floue dans la régulation d'un processus industriel était en 1974 par M. Mamdani sur une chaudière. Après ce travail, elle a connu un réel succès dans la modélisation des systèmes non linéaires et complexes ainsi que dans la commande des processus [1].

Les avantages de la logique floue sont nombreux ; elle permet de commander des systèmes non linéaires et qui ont des modèles compliqués. En fait, le calcul des paramètres du système n'est pas nécessaire pour réaliser cette commande. Le but de ce chapitre est de présenter la logique floue et son application sur la commande de la machine asynchrone. Nous allons aborder une présentation intuitive et nous n'allons pas entrer dans les détails. [1]

III.2.Domaine d'application

L'approche de traitement des problèmes par la logique floue est différente de celle adoptée, à priori dans une démarche scientifique.

Elle est beaucoup plus pragmatique que déterministe. La décision en logique floue est basée sur la notion d'expertise qui permet de quantifier le flou à partir de connaissance à priori ou acquise antérieurement.

Les domaines d'application de la logique floue dans un processus de prise de décision s'imposent dans les cas suivants :

- pour les systèmes complexes dans lesquels la modélisation est difficile voire impossible.
- pour les systèmes contrôlés par des experts humains.
- quand l'observation humaine est à l'origine d'entrées ou de règles de contrôle du système.
- pour les systèmes ayant de nombreuses entrées / sorties continues ou discontinues.
- pour les systèmes ayant des réponses non linéaires. [13]

III.2. Bases de la logique floue

III.2.1. Principe fondamental de la logique floue

Le terme «logique floue » à deux aspects :

- ✚ Le première correspond à tous les développements concernent la théorie des ensembles flous.
- ✚ Le deuxième représente une extension de la logique classique dans le but de raisonner sur des connaissances imparfaites. [10]

Le mode de pensée d'un être humain est généralement fondé sur un raisonnement empirique, où l'analogie et l'intuition jouent un rôle très important, en fait, nos jugements ne nous permettent que d'évaluer certaines grandeurs que de manière imprécise. Le schéma de principe de ce raisonnement peut être représenté comme suit : [23]

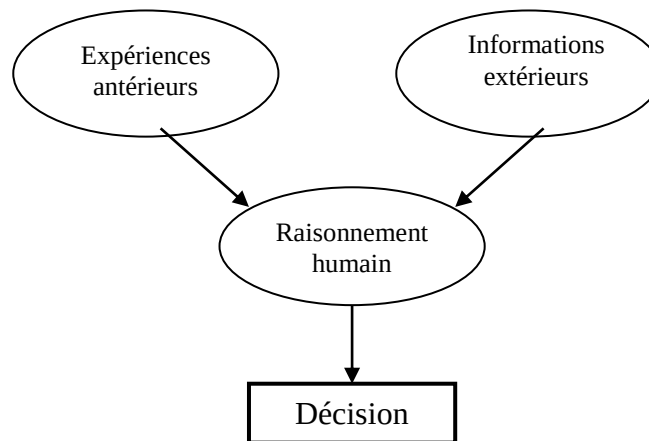


Figure III.1. Principe de ce raisonnement

Afin de mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue, on présente un exemple simple qui consiste à la classification des personnes en trois ensembles « jeunes », « entre deux âges », « âgé ».

Selon la logique classique (*Boole*), qui n'admet pour variables que les valeurs 0 et 1, une telle classification pourrait se faire comme le montre la **figure (III.2)**. toutes les personnes âgées de moins de 30 ans sont alors considérées comme appartenant à l'ensemble « jeune » et toutes les personnes âgées de plus de 50 ans comme appartenant à l'ensemble « âgé ».

La logique floue, dont les variables peuvent prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1, on parle alors de fonction d'appartenance, la **figure (III.3)** montre une classification possible pour l'exemple précédant : [42]

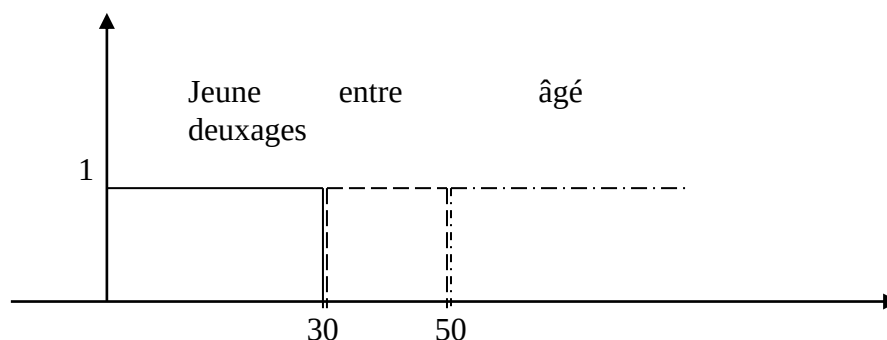


Figure III.2. Classification selon la logique classique.

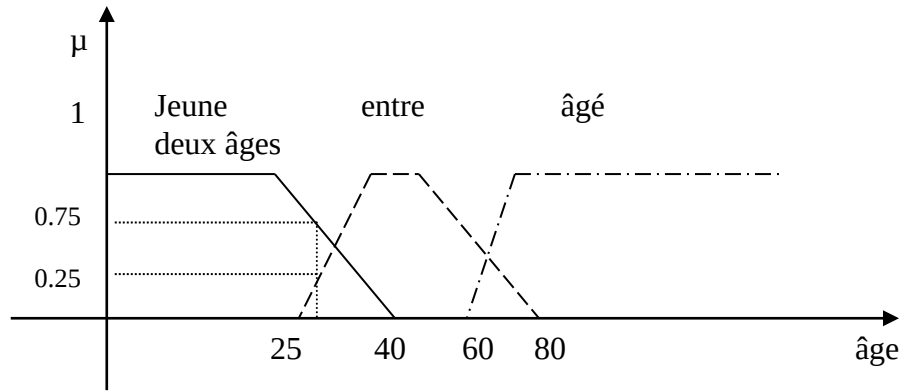


Figure III.3 Classification selon la logique floue.

III.2.2.Ensembles flous

Pour la variable floue x , on définit un ensemble flou A sur un univers de discours X par une fonction degré d'appartenance [16] :

$$\begin{cases} \mu_x : X \rightarrow \{0,1\} \\ x \rightarrow \mu_A(x) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

X Peut contenir des valeurs continues ou discrètes.

Généralement, A s'écrit sous la forme :

$$A = \int \frac{\mu_A(x)}{x} \quad \text{Si } U \text{ est continu} \quad (\text{III.2})$$

$$A = \sum_{x_i} \frac{\mu_A(x_i)}{x_i} \quad \text{Si } U \text{ est discret}$$

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A

Plus généralement, le domaine de définition de $A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de X . On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours, que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x . Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont fort souvent confondus avec l'ensemble flou. [16]

Nous allons voir que, dans la théorie des ensembles flous, cette fonction s'appelle fonction d'appartenance. [7]

III.2.3. Fonction d'appartenance

III.2.3.1.Définition

Les valeurs affectées aux variables linguistiques ne sont pas des entiers ou des réels ou autre mais des « ensembles flous ». Supposons que la **figure (III.4.a)** représente un ensemble classique des personnes dans la force de l'âge. La lettre μ désigne l'appartenance à cet ensemble et x désigne l'âge.

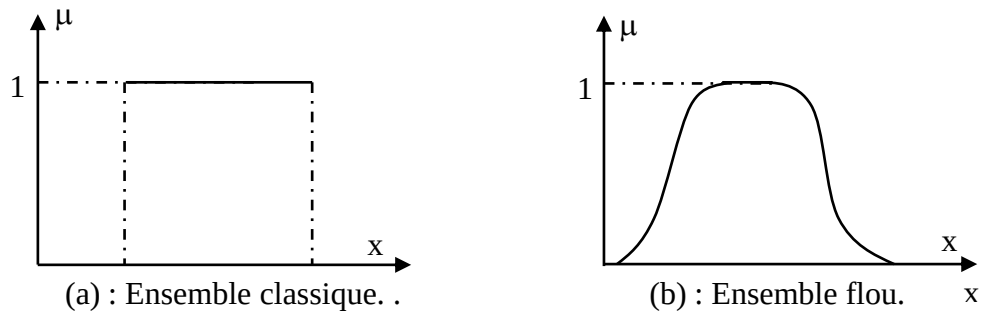


Figure III.4. Représentation graphique des ensembles classique et floue

Si l'on présente cette propriété comme une propriété floue, où doit passer à un ensemble flou et nous pouvons dessiner une courbe comme celle de la **figure (III.4.b)**. Cette courbe est arbitraire, subjective, dépendante de l'instant parce que les différentes personnes jugent différemment les propriétés concernant l'âge.

Pour un ensemble flou continu A dans l'ensemble de référence U, on utilise la notation suivante :

$$A = \int \frac{\mu_A(x)}{x} \quad (\text{III.3})$$

Où la fonction d'appartenance est exprimée sous une forme analytique.

Par exemple : la fonction qui représente les nombres réels autour de 10 peut être exprimée de la façon suivante :

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{5}(x-10)\right)^2} \quad (\text{III.4})$$

Il suit que l'ensemble flou est :

$$A = \int_R \left(\frac{1}{1 + \left(\frac{1}{5}(x-10)\right)^2} / x \right) dx \quad (\text{III.5})$$

III.2.3.2. Différentes formes de fonction d'appartenance

Nous avons vu que chaque ensemble flou peut être représenté par sa fonction, d'appartenance. Si l'ensemble de référence est discret, les fonctions d'appartenance sont des valeurs discrètes de l'intervalle [0, 1]. Si l'univers du discours est un ensemble continu, nous pouvons représenter ces valeurs analytiquement comme fonction d'appartenance. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- ✚ Monotones (croissantes ou décroissantes), comme montré sur la **figure (III.5)** et **(III.6)**.
- ✚ Triangulaires, Trapézoïdales ou en forme de cloche (Gaussiennes) (**figure (III.7)**).

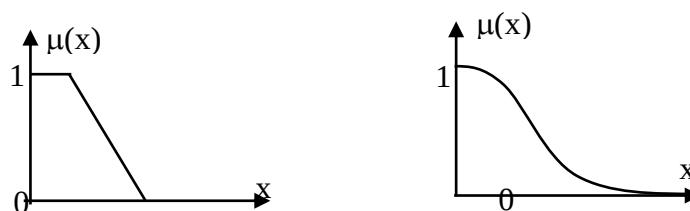


Figure III.5. Exemples de fonctions d'appartenance monotones

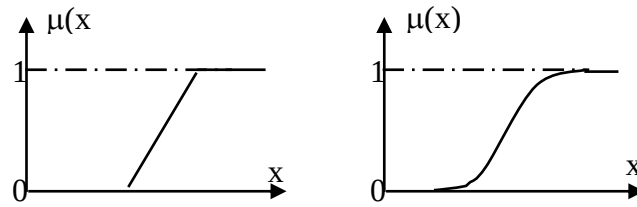


Figure III.6. Exemples de fonctions d'appartenance monotones croissantes.

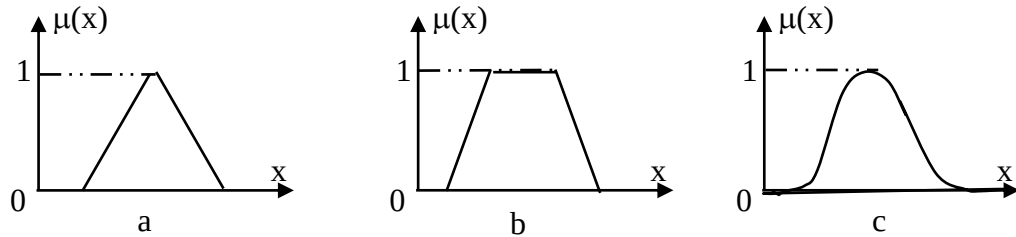


Figure III.7. Exemples de fonctions d'appartenance

III.2.3.3. La formulation mathématique des fonctions d'appartenance

On présente ici seulement les deux fonctions triangulaire et trapézoïdale.

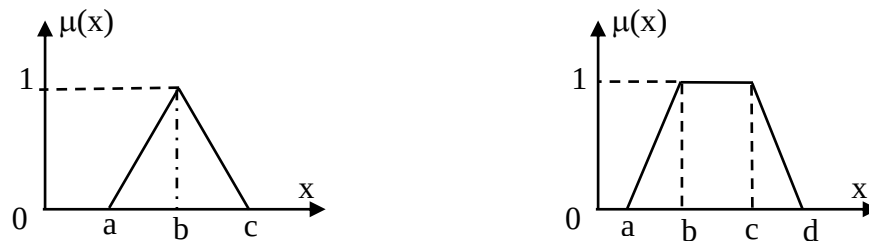


Figure III.8. Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale.

✚ Fonction triangulaire

L'allure de cette fonction est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$ avec :

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b]. \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } x \in [b, c]. \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

✚ Fonction trapézoïdale

Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$:

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b]. \\ 1 & \text{si } x \in [b, c]. \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } x \in [c, d]. \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

III.2.4. Opérateurs de la logique floue

Dans la théorie des ensembles classiques on définit les relations intersection, union et complémentation qui sont traduites par les opérateurs *ET*, *OU*, *NON*. Ces opérateurs existent

également en logique floue, mais sont adaptés aux spécificités de cette logique pour traiter les ensembles flous. Ainsi des opérateurs homologues à ceux de la logique booléenne sont créés en essayant de respecter un certain nombre de propriétés et afin de retrouver les opérations de base existant en logique classique.

Soient A et B, deux sous-ensembles flous d'une variable linguistique définis sur l'univers de discours UD par leurs fonctions d'appartenance respectives $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$

III.2.4.1. Opérateur ET (l'intersection)

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ pour l'ensemble flou $A \cap B$ est définie comme suit :

$$A \cap B = C \text{ On a } \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.8})$$

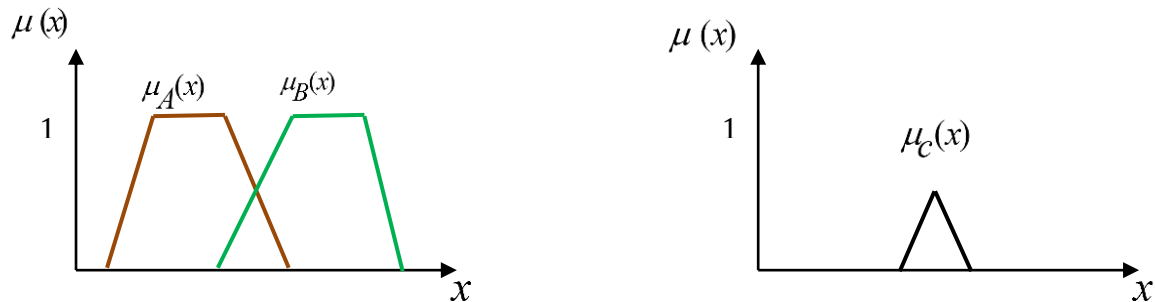


Figure III.9. Opérateur ET.

III.2.4.2. Opérateur OU (l'union)

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ pour l'ensemble flou $A \cup B$ est définie comme suit

$$A \cup B = C, \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.9})$$

On constate que la fonction d'appartenance résultante peut atteindre deux fois la valeur 1. Cette opération est représentée par la **figure (III.6)**

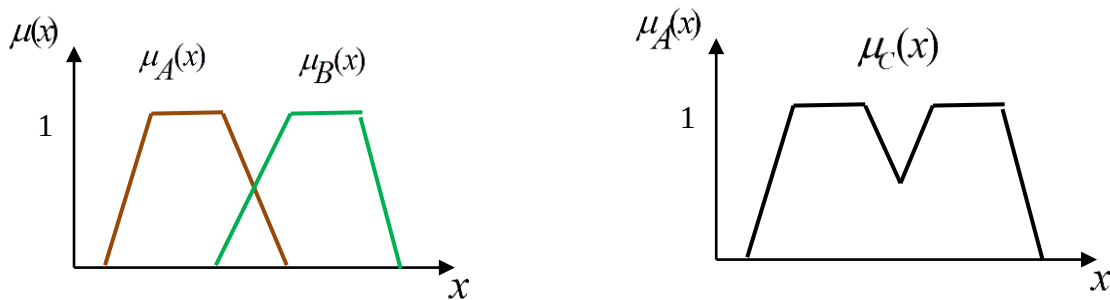


Figure III.10. Opérateur OU

III.2.4.3. Opérateurs NON (complément)

On définit la fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}(x)$ pour l'ensemble flou $\bar{A}$ par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.10})$$

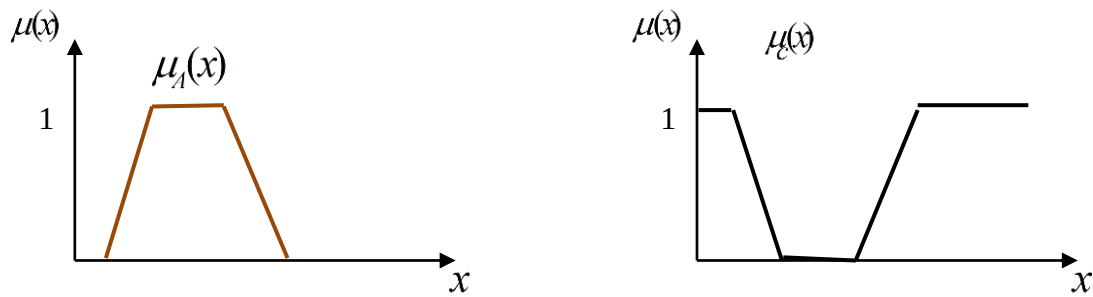


Figure III.11. Opérateur NON.

III.2.5. Règles d'inférence

On appelle règles d'inférence l'ensemble des différentes règles reliant les variables linguistiques d'entrée d'un système aux variables linguistiques de sorties par des opérateurs flous [12].

Les règles floues sont élaborées à partir de la base de connaissance du concepteur, la structure de ces règles est en générale du type :

Si	"antécédent 1"	ET/OU	Alors	"conséquence 1"
	"Antécédent 2"	ET/OU		"Conséquence 2"
				
	"Antécédent n"			"Conséquence n"

- Les antécédents sont les "conditions " alors que les conséquences correspondent aux "actions".
- Les antécédents correspondent aux entrées floues (degrés d'appartenances) déterminés lors de la fuzzification.

III.3. Description d'une commande par la logique floue

Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie, comme le fait un régulateur PI, il utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques, ces inférences sont traitées par des opérateurs propres à la logique floue.

Le schéma de la **Figure III.12** donne la structure interne d'une commande par logique floue, cette figure fait apparaître trois parties : fuzzification, inférence floue et défuzzification.

La logique floue est principalement utilisée dans les domaines de prise de décision, de reconnaissance des formes, de modélisation et de commande des procédés. La commande ou la régulation des systèmes est le domaine industriel de la logique floue le plus exploité. On distingue trois structures majeures de régulateurs à logique floue (RLF) [13] :

- La structure pure.
- La structure de Takagi-Sugeno-Kang (TSK).
- La structure de Mamdani ou le modèle « fuzzification - defuzzification ».

Dans la structure pure les variables d'entrée et de sortie du RLF sont des variables floues ou linguistiques. Ceci constitue un handicap étant donné que les entrées et les sorties des régulateurs des

systèmes réels sont des variables réelles ou numériques. La structure TSK résout ce problème par une simple transformation des variables linguistiques en variables réelles. L'inconvénient de cette structure est que le conséquent de chaque règle soit une formule mathématique. Mamdani s'est proposé une interface de défuzzification (défuzzificateur) à la sortie de la structure pure.

Le fuzzificateur transforme les variables réelles d'entrée en variables linguistiques floues, tandis que le défuzzificateur effectue l'opération inverse. La structure de Mamdani est devenue le modèle standard du RLF le plus utilisé dans la régulation des systèmes. Comme l'illustre la **Figure III.12**, l'architecture de Mamdani est constituée de quatre parties essentielles à savoir :

- Fuzzification : transformation des entrées précises en degrés d'appartenance.
- Base de connaissance : règles et paramètres des fonctions d'appartenance.
- moteur d'inférence : inférence des opérations sur les règles.
- Défuzzification : transformation des résultats flous en sorties précises.

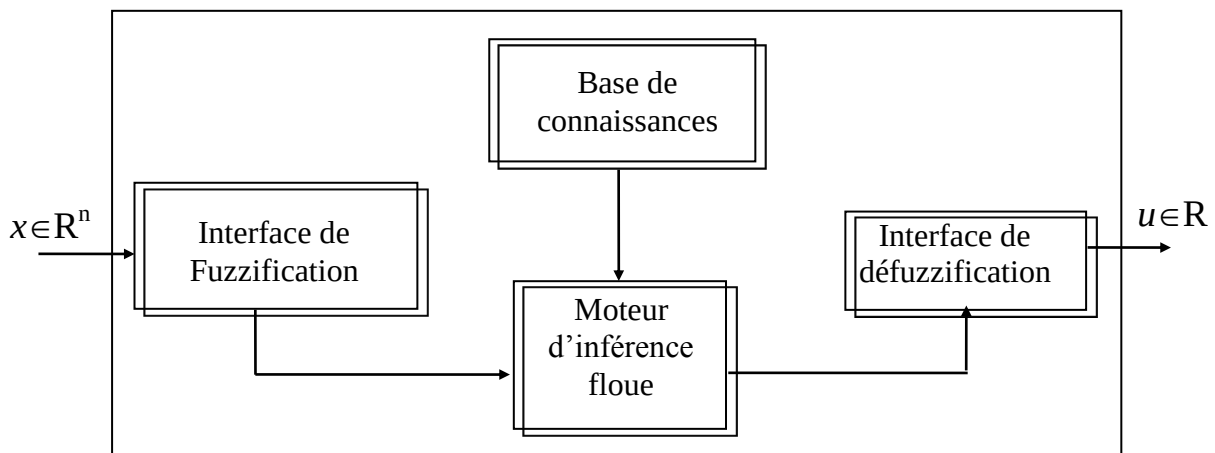


Figure III.12. Structure de base d'un RLF

III.3.1. Interface de fuzzification

L'objet de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour différentes variables d'entrée. Un degré de compatibilité est obtenu par superposition des variables numériques d'entrées est des variables linguistique. [12]

Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées
- effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables qui peuvent être considérées comme l'étiquette des ensembles flous. Cette opération doit être effectuée dans un domaine normalisé généralement par l'intervalle $[-1,1]$ afin de faciliter le calcul.[13]

III.3.2. Base de connaissances

Le bloc base de connaissance comporte une connaissance dans le domaine d'application et le résultat de commande prévu. Il consiste en « *base de données* » et en « *base de règles linguistiques (floues) de commande* » :

a- Base de données

Elle fournit des informations nécessaires qui sont utilisées pour l'exploration des règles de système flou.

b- Base de règles

On appelle règles d'inférence (ou base de règles) l'ensemble des différentes règles reliant les variables floues d'entrée d'un système aux variables floues de sortie de ce système à l'aide de différents opérateurs. Ces règles se présentent sous la forme:

Si condition 1 et/ou condition 2(et/ou...) alors action sur les sorties.

Il existe quatre possibilités pour l'exploration de la base de règles :

- Linguistiquement
On écrit les règles de façon explicite.
- Symboliquement
Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.
- Par matrice d'inférence
- Elle rassemble toutes les règles d'inférence sous forme de tableau, il y a donc autant de cases que des règles.

III.3.3. Moteur d'inférence floue

Le bloc inférence est le cœur d'un RLF, il possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire les actions de commande floue à l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence dans la logique floue. Le traitement numérique des règles d'inférence qui permet d'obtenir la sortie linguistique ou floue du régulateur se fait par différentes méthodes, on cite principalement [13] :

- Méthode d'inférence max-min (Mamdani).
- Méthode d'inférence max-produit (Larsen).
- Méthode d'inférence somme-produit (Sugeno).

III.3.3.1. Méthode d'inférence max-min

Pour la méthode d'inférence max-min, l'opérateur *ET* est réalisé par la formation du minimum, l'opérateur *OU* est réalisé par la formation du maximum, et *ALORS*, (l'implication) est réalisée par la formation du minimum.

$$\mu_{Ri} = \mu_{RM}(\mu_{Ci}, \mu_{oi}(x_r)) = \min(\mu_{Ci}, \mu_{oi}(x_r)) \quad i = 1, 2, 3, \dots, z \quad (\text{III.11})$$

Ou

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu_i(x_1)\mu_i(x_2)) = \min(\mu_i(x_1)\mu_i(x_2)) \quad (III.12)$$

qui représente la valeur de vérité des règles d'inférences.

Le résultat des deux règles est construit comme suit :

$$\mu_{RoS}(x_r) = \max[\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r)] \quad (III.13)$$

III.3.3.2. Méthode d'inférence max-produit

Pour la méthode d'inférence max-produit, l'opérateur *ET* est réalisé par la formation du produit, l'opérateur *OU* est réalisé par la formation du maximum, et *ALORS* (l'implication) est réalisée par la formation du produit.

$$\mu_{Ri} = \mu_{Ci} \cdot \mu_{oi}(x_r) \quad (III.14)$$

Avec

$$\mu_{ci} = \mu_{RM}(\mu_i(x_1)\mu_i(x_2)) = \min \mu_i(x_1)\mu_i(x_2) \quad (III.15)$$

Par conséquence, la fonction d'appartenance résultante de l'exemple précédent est donnée par :

$$\mu_{RoS}(x_r) = \max[(\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r))] \quad (III.16)$$

III.3.3.3. Méthode d'inférence somme-produit

Pour la méthode d'inférence somme-produit, on réalise au niveau de la condition, l'opérateur *OU* par la formation de la somme (valeur moyenne), et l'opérateur *ET* par la formation du produit. Pour la conclusion, l'opérateur *ALORS* est réalisé par un produit.

Dans le cas de la méthode somme-produit, les actions des différentes règles sont liées entre elles par l'opérateur *OU* qui est réalisé par la formation de la moyenne arithmétique (somme moyenne). Cette méthode d'inférence est particulièrement avantageuse par rapport aux autres et nécessite une envergure de calcul relativement restreinte, c'est pour ça que nous l'avons choisie dans notre travail.

La fonction résultante dans ce cas peut être donnée comme suit [13] :

Si on a 2 variables d'entrées x_1, x_2 la fonction résultante de z règles pour la variable de sortie x_r sera :

$$\mu_{RES}(x_r) = \frac{\mu_{R1}(x_1) \cdot \mu_{R1}(x_2) + \dots + \mu_{Rz}(x_r)}{z} \quad (III.17)$$

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu_i(x_1) \cdot \mu_i(x_2) \cdot \mu_{oi}(x_r) = \mu_{Ci} \cdot \mu_{oi}(x_r) \quad i = 1, 2, 3, \dots, z \quad (III.18)$$

$$\mu_{RES}(x_r) = \frac{1}{z} \sum_{i=1}^z \mu_{Ri}(x_r) \quad (III.19)$$

Avec

$\mu_{Ri}(x_r)$: est la fonction d'appartenance partielle de chaque règle .

- μ_{Ci} : est le degré de vérification de la $i^{\text{ème}}$ règle ou condition.
- $\mu_{oi}(x_r)$: est la fonction d'appartenance de la sortie qui correspond à la $i^{\text{ème}}$ règle.
- $\mu_i(x_1), \mu_i(x_2)$: sont les facteurs d'appartenance des deux variables linguistiques aux deux ensembles flous de la $i^{\text{ème}}$ règle, pour deux valeurs données de x_1, x_2
- z : nombre de règle.

III.3.4. Interface de défuzzification

La défuzzification a pour but de Transformer les valeurs de la sortie situées dans l'univers du discours en valeurs réelles comprises dans le domaine de variation.

Il existe plusieurs stratégies de défuzzification dont les plus utilisées sont :

- Méthode du centre de gravité.
- Méthode du maximum.
- Méthode de la moyenne des maximums.
- Méthode des hauteurs pondérées

III.3.4.1. Méthode du centre de gravité

C'est la méthode la plus utilisée qui consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante $\mu_{RES}(x_r)$. Dans ce contexte il suffit de calculer l'abscisse x_{Gr} du centre de gravité comme suite :

$$x_{Gr} = \frac{\int_{-1}^1 x_r \mu_{RES}(x_r) dx_r}{\int_{-1}^1 \mu_{RES}(x_r) dx_r} \quad (III.20)$$

Dans le cas de la méthode d'inférence somme-produit, on peut simplifier l'expression de $\mu_{RES}(x_r)$ En effet, selon la relation (III.17) on a :

$$\mu_{RES}(x_r) = \frac{1}{z} \sum_{i=1}^z \mu_{Ci} \cdot \mu_{oi}(x_r) \quad (III.21)$$

D'autre part, l'intégrale du dénominateur de (III.20) peut être simplifiée ainsi :

$$\int_{-1}^1 \mu_{RES}(x_r) dx_r = \frac{1}{z} \sum_{i=1}^z \mu_{Ci} \cdot \int_{-1}^1 \mu_{oi}(x_r) dx_r = \frac{1}{z} \sum_{i=1}^z \mu_{Ci} S_i \quad (III.22)$$

Ou S_i est la surface de la fonction d'appartenance du sous-ensemble floue de x_r correspondant à la $i^{\text{ème}}$ règle. Pour ce qui est de l'intégrale du numérateur de (III.20), on peut la simplifier de la manière

Suivante :

$$\int_{-1}^1 x_r \mu_{RES}(x_r) dx_r = \frac{1}{z} \sum_{i=1}^z \mu_{Ci} \cdot \int_{-1}^1 x_r \mu_{oi}(x_r) dx_r = \frac{1}{z} \sum_{i=1}^z \mu_{Ci} x_{Gi} S_i \quad (III.23)$$

Où :

x_{Gi} est l'abscisse du centre de gravité de la surface S_i

On obtient finalement l'abscisse du centre de gravité de $\mu_{RES}(x_r)$ qui définit la commande ou l'action normalisée :

$$x_{Gr} = \frac{\sum_{i=1}^z \mu_{Ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^z \mu_{Ci} S_i} \quad (III.24)$$

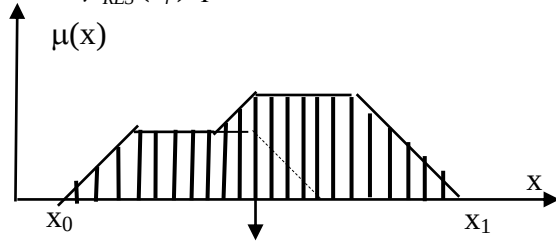


Figure III.13. Défuzzification par le centre de gravité.

III.3.4.2. Méthode du maximum

Pour cette méthode, la commande est égale à la commande locale ayant la fonction d'appartenance maximale :

$$x_{Gr} = \text{MAX } z \in s(\mu_{RES}(x_r)) \quad (III.25)$$

Ou

S : est le support de μ_{RoS}

Dans le cas général : x_{Gr} est indéterminé lorsqu'il existe plusieurs points qui maximisent $\mu_{RES}(x_r)$. Pour cette raison on fait appel à la méthode des maximums

III.3.4.3. Méthode de la moyenne des maximums

Cette stratégie de défuzzification génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions de contrôle ayant des fonctions d'appartenance maximales. Dans le cas d'un univers de discours discret, l'action de commande est exprimée par :

$$\mu_{RES}(x_r) = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^m Z_i \quad (III.26)$$

Ou : Z_i est la valeur de la commande avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale $\mu_{RES}(x_r)$

L : est le nombre total des valeurs prises par la fonction d'appartenance.

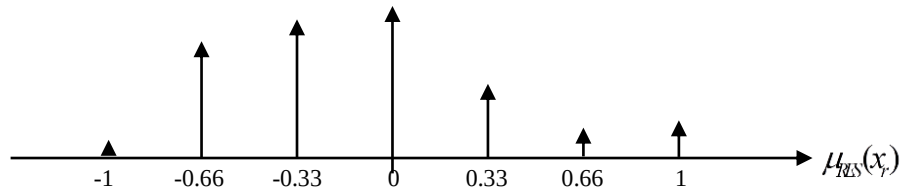


Figure III.14. Interprétation géométrique de la méthode de Sugeno

$$x_{Gr} = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i w_i}{\sum_{i=1}^n w_i} \quad (III.27)$$

III.3.4.4. Méthode des hauteurs pondérées

Cette méthode consiste à calculer la sortie du système flou en utilisant les centres de gravité Z^* de chacun des ensembles C_i

$$x_{Gr} = \frac{\sum_{i=1}^m Z_i^* \mu_{C_i}(Z_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_{C_i}(Z_i)} \quad (III.28)$$

Où

m : est le nombre d'ensembles flous associés à la variable de sortie U . [3]

III.4. Les étapes de conception d'un système flou

III.4.1. Définition des variables du système

La première étape dans la conception d'un système flou est la définition du système en termes de ses variables d'entrées et de sorties.

III.4.2. Choix de la partition floue

Les variables du système sont connues, on associe à chacune d'entre elles un ensemble de termes caractérisés par des fonctions d'appartenances définies sur le même univers de discours.

Le choix de la partition floue consiste à déterminer le nombre de termes qui doit exister dans cet ensemble [12].

III.4.3. Choix des fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont les plus utilisées et elles sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation.

III.5. Architecture d'une commande floue

On parle de la commande floue lorsque la partie d'un automate est réalisée en logique floue. Sa mission est la même que celle d'un contrôleur classique à savoir : gérer les données de commande et de contrôle du processus. La structure de l'automatisme peut donc être ramenée à un système asservi, voir *figure III.15*.

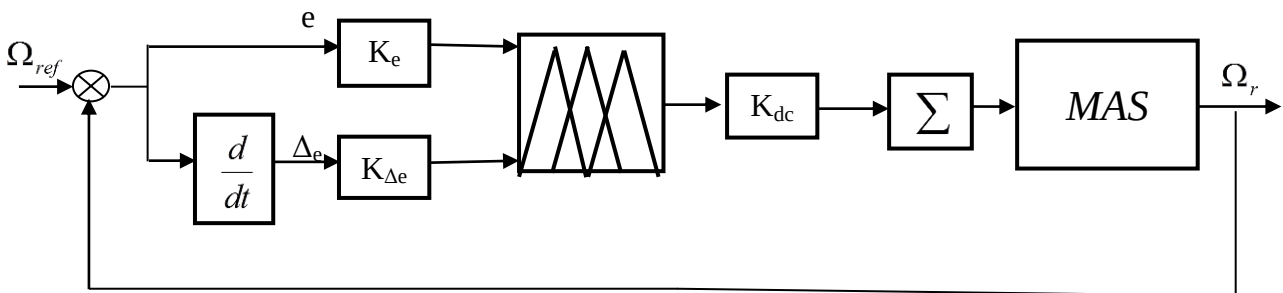


Figure III.15. Schéma synoptique d'un régulateur flou de vitesse

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées e et Δe et l'inférence des règles floues. En général, (e) représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$e(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega_r(k) \quad (III.29)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (III.30)$$

Δe : Est la variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne.

K_e, K_{de}, K_{dc} : des gains associés à $e, \Delta e$ et dc respectivement

III.5.1. Application de la logique floue à la MAS

III.5.2.1. Stratège de fuzzification

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure suivante :

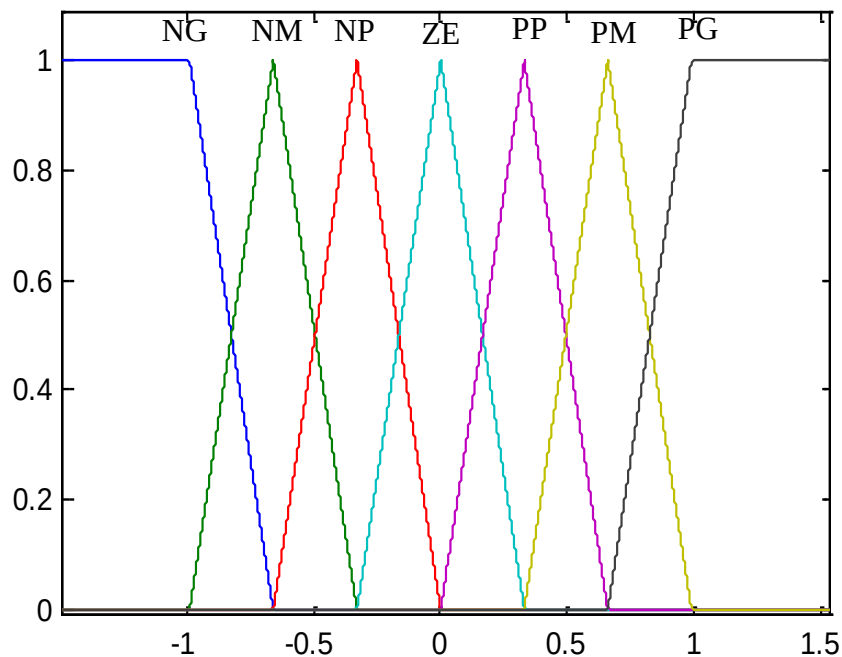


Figure III.16. Représentation d'une variable linguistique sur un univers de discours

Les classes sont notées comme suit :

NG : négatif grand

ZE : égal à zéro.

PP : positif petit

NM : négatif moyen.

PM : positif moyen

NP : négatif petit.

PG : positif grand

III.5.2.2. Inférence

Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède sept ensembles flous, ce qui donne un ensemble de Quarante-neuf règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

dc_n		e						
		NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
Δe	NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	ZE
	NM	NG	NM	NM	NM	NP	Z	PP
	NP	NG	NM	NP	NP	Z	PP	PM
	Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
	PP	NM	NP	Z	PP	PP	PM	PG
	PM	NP	Z	PP	PM	PM	PM	PG
	PG	Z	PP	PP	PM	PG	PG	PG

Si Δe est PG est e est PG alors dc_n est PG

Tableau III.1. Matrice d'inférence du régulateur flou.

Cette matrice d'inférence est établie par une logique qui tient compte de la physique du système. En effet, il est tout à fait normal de générer une variation du couple de référence positive grande quand l'erreur sur la vitesse de sortie de la MAS par rapport à sa consigne et sa variation sont positives grandes (Règle 49), ...etc.

Donc une parfaite connaissance du comportement du système à régler nous permet d'établir un ensemble de règles floues, contrairement aux méthodes classiques où il nous faut un modèle mathématique.

Après ce, en se basant sur la méthode d'inférence « Somme-produit », la sortie floue du régulateur résultante des 49 règles de la matrice d'inférence est déterminée par la relation suivante :

$$\mu_{RES} = (x_{Gr}) = \frac{1}{49} \sum_{i=1}^{49} \mu_c \mu_{oi}(x_r) \quad (III.31)$$

III.5.2.3. Défuzzification

Pour la défuzzification, on utilise la méthode du centre de gravité présentée précédemment, on obtient:

$$dc_n = x_{Gr} = \frac{\sum_{i=1}^{49} \mu_{Ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{49} \mu_{Ci} S_i} \quad (III.32)$$

S_i : est la surface de l'ensemble flou de l'incrément de la commande dc_n correspondant à la $i^{\text{ème}}$ règle et x_{Gi} est l'abscisse de son centre de gravité.

III.6. Schéma de commande de la MAS

Le principe de la commande est le même que celui déjà présenté tout en remplaçant le régulateur classique (PI) par un régulateur flou (FLC) comme le montre la **Figure III.17**. Les autres régulateurs de courant restent de types classiques. Le schéma global de la commande floue peut être schématisé comme suit :

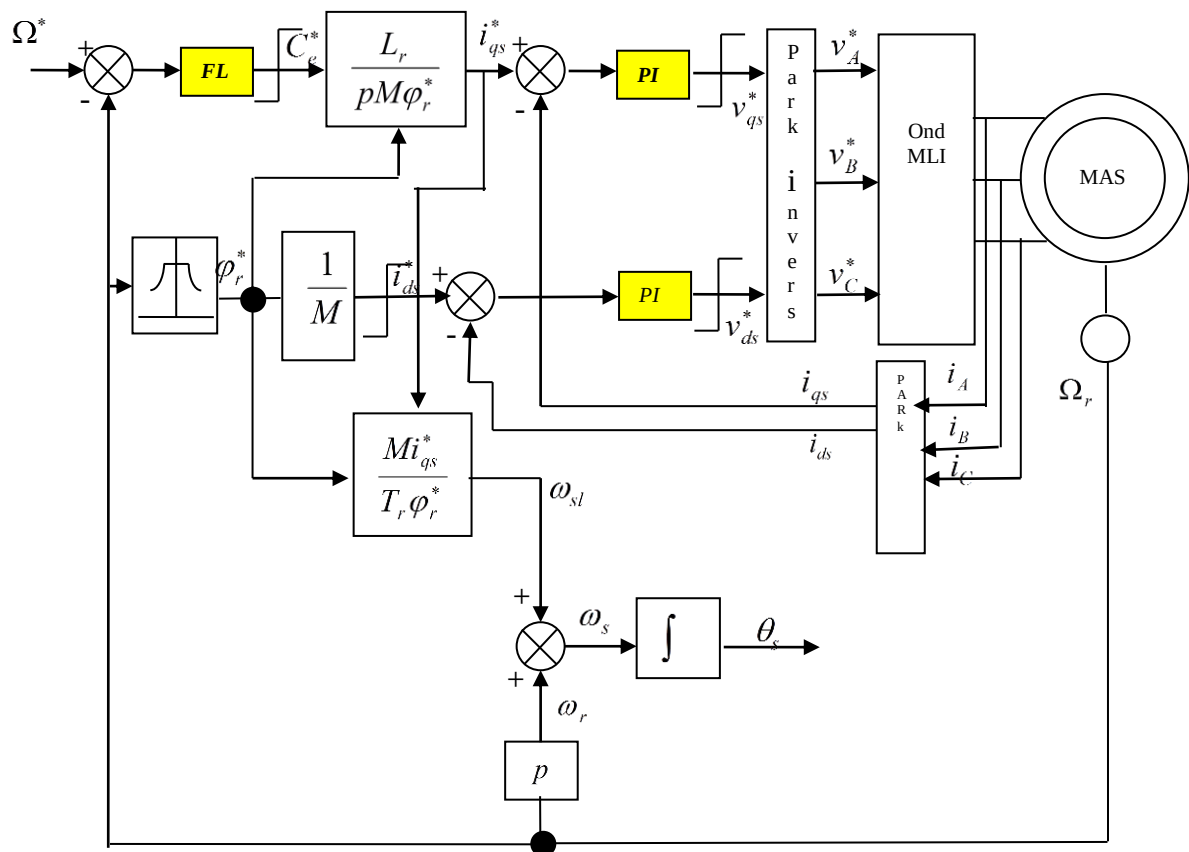


Figure III.17. Schéma bloc de régulation flou de la vitesse par la méthode indirecte.

III.6.1. Résultats de simulation et interprétation

Pour illustrer le fonctionnement de la commande de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé en tension; les résultats de simulation de démarrage à vide, en charge et inversion du sens de rotation sont présentés sur la **Figure III.19**.

- **Test en charge et avec inversion de vitesse**

Après 0.7s du démarrage à vide du moteur à 100 rad/s, une charge de 10Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation. Un test d'inversion du sens de rotation (de 100à -100rad/s) est réalisé à l'instant t=1.5s.

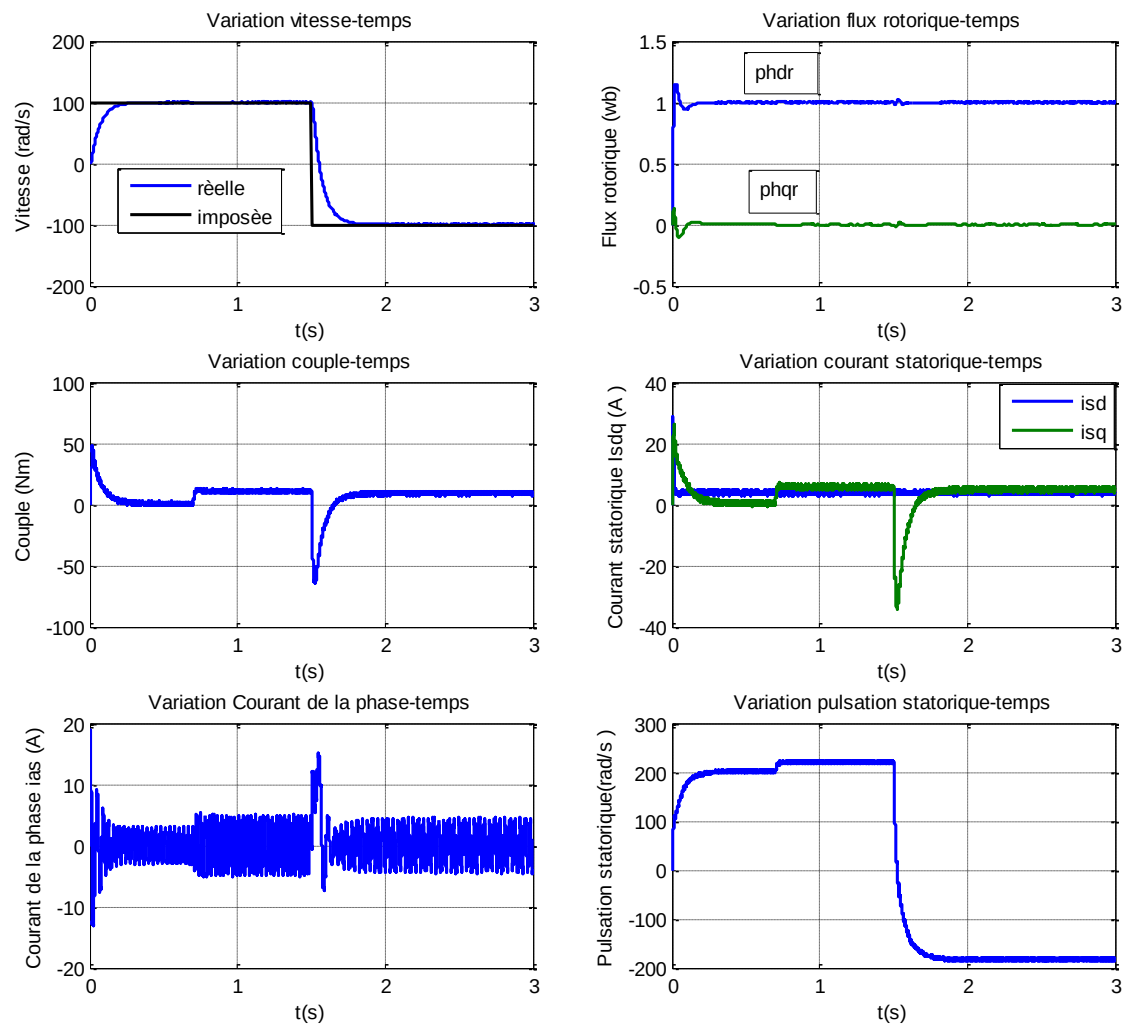


Figure III.18. Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou

- **Test de variation de la Résistance rotorique (R_r) :**

La Figure III.19 représente le profil de la résistance rotorique R_r . On notera qu'après (1s) une variation paramétrique a été produite avec 50% d'augmentation sur la résistance rotorique R_r .

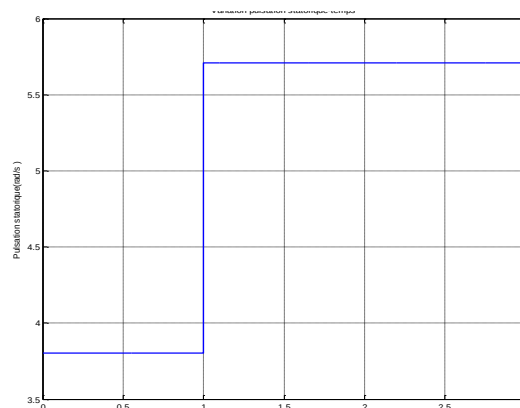


Figure III.19. Profil de référence de la variation de la résistance (R_r).

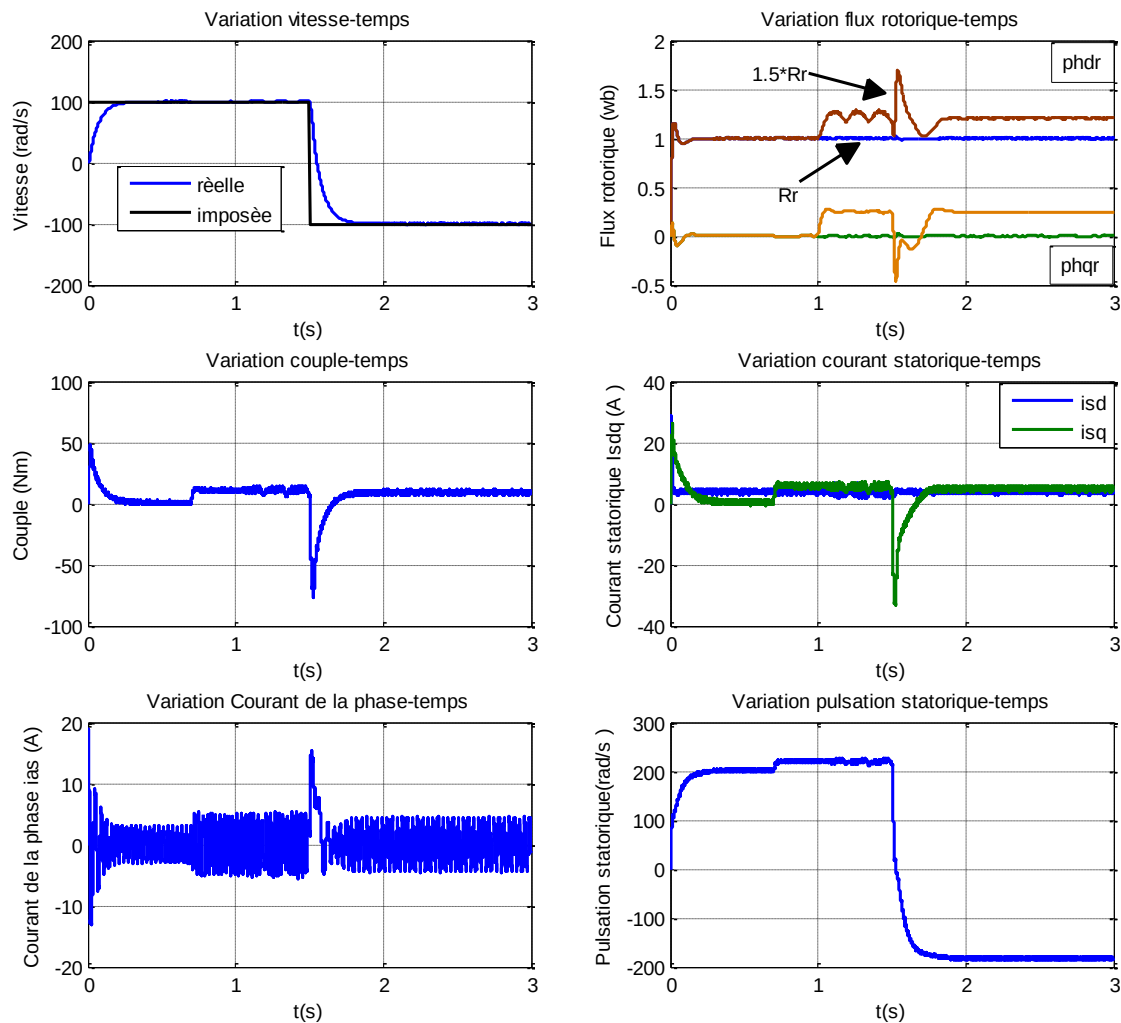


Figure III.20. Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec un régulateur flou vitesse Pour $R_r = 50\% R_{rn}$

D'après les résultats de simulation on remarque que la sensibilité est très grande par rapport à ce paramètre le flux rotorique n'est pas vraiment orienté sur l'axe d (perte de découplage entre le flux et le couple). Un changement de la résistance rotorique conduit à une erreur sur l'amplitude et la phase du vecteur flux.

Le flux n'est plus maintenu constant avec un couplage entre le flux et le couple qui diffère alors temporairement de la valeur de référence.

Nous soumettons les deux systèmes à une variation de 50% de la résistance rotorique puis nous comparons les résultats du régulateur flou par rapport au réglage classique (**Figures III.20 et II.15**), nous ne remarquons alors aucun changement notable des allures des différentes réponses par rapport à celles enregistrées en fonctionnement normal.

III.7. Régulateur flou du courant

Dans la **Figure III.21** on a changé les régulateurs PI classiques par des régulateurs flous avec élimination de la partie de compensation des tensions (v_{ds1c} , v_{qs1c} , v_{ds2c} , v_{qs2c}). Dans ce cas le schéma de découplage (FFOC : Fuzzy Flux Oriented Controller) est présenté par la **Figure III.21**, les régulateurs flous des courants sont synthétisés de la même manière que le régulateur de vitesse.

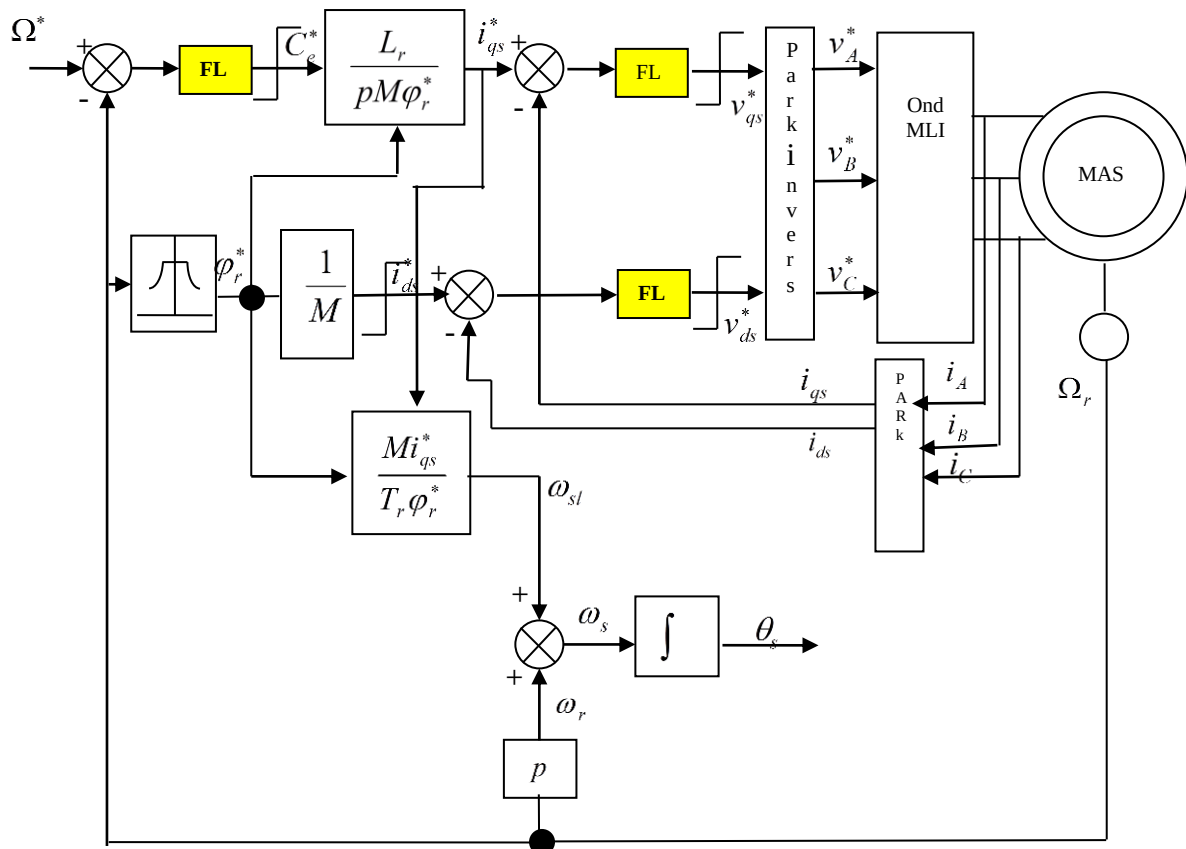


Figure III.21. Schéma bloc de régulation floue de la vitesse par la méthode indirecte.

III.7.1. Résultats de simulation et interprétation

➤ Test en charge et avec inversion de vitesse

Après 0.7s du démarrage à vide du moteur à 100 rad/s, une charge de 10Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation. Un test d'inversion du sens de rotation (de 100 à -100 rad/s) est réalisé à l'instant $t=1.5s$.

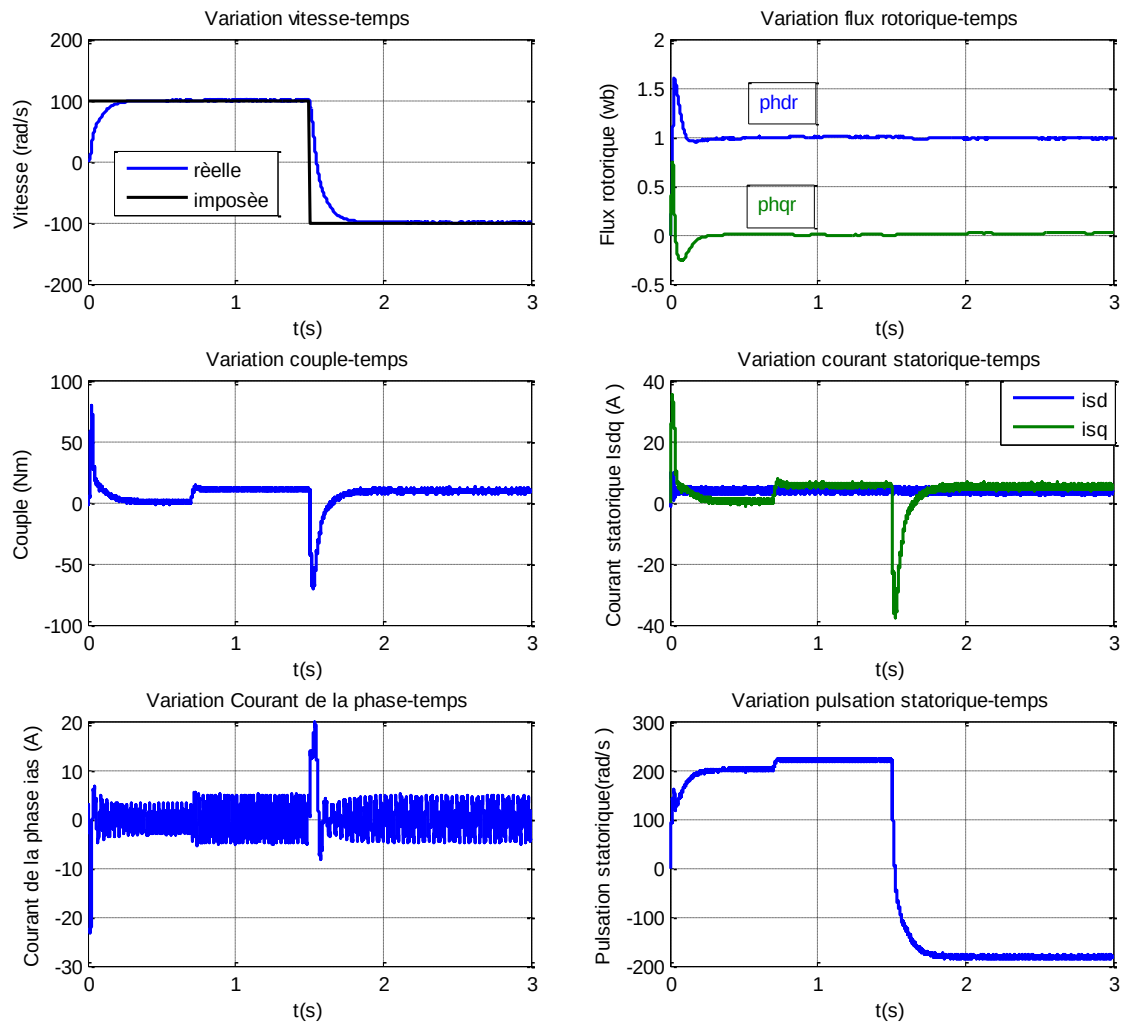


Figure III.22. Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec régulateurs flous

- **Test de variation la Résistance rotorique (R_r) :**

La **Figure III.23** représente le profil de la résistance rotorique R_r . On notera que après (1s) une variation paramétrique a été produite avec 50% 'augmentation sur la résistance rotorique R_r .

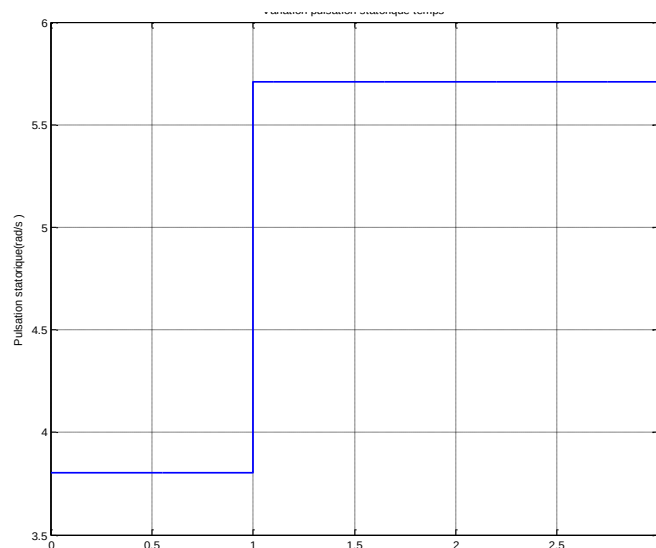


Figure III.23. Profil de référence de la variation de résistance (R_r).

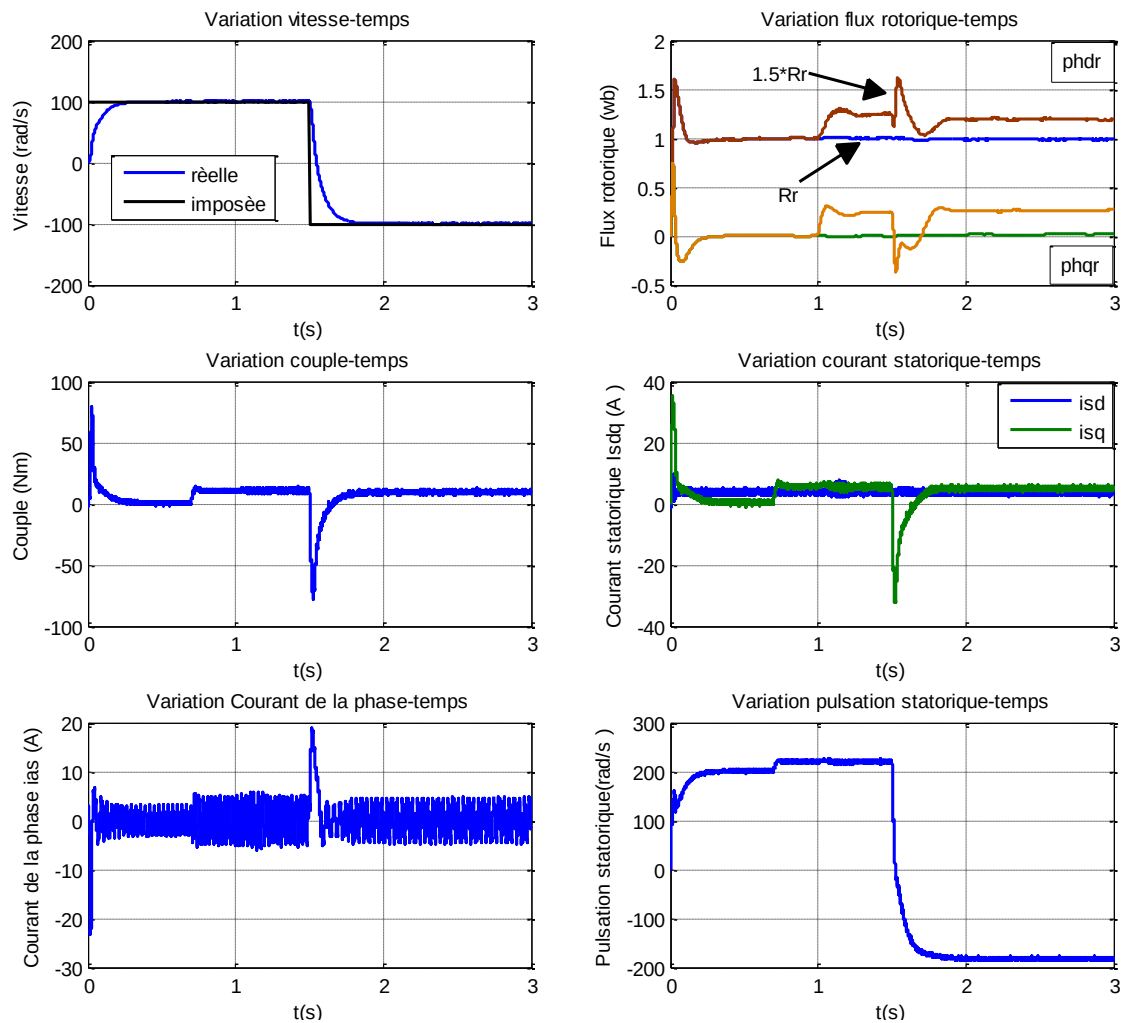


Figure III.24. Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec régulateurs flous Pour $R_r=50\%R_{rn}$

La **Figure III.24** montre respectivement le comportement de la MAS lorsque R_r est augmentée 50% de sa valeur nominale. Les résultats de simulation obtenus montrent l'insensibilité de la vitesse vis-à-vis de la variation de la résistance R_r .

III.8.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons effectué l'application de la logique floue au réglage de vitesse de la MAS ainsi qu'aux courants.

On peut conclure que les régulateurs flous possèdent de très bonnes performances dynamiques. Ils permettent d'avoir des réponses sans dépassement avec réduction du temps de montée ainsi que le temps d'inversion du sens de rotation, ceci revient au fait que la synthèse d'un régulateur flou ne se repose pas sur le modèle de la machine. En revanche on constate la perte de découplage lors de variation de la résistance rotorique et pour surmonter ce problème, nous nous envisagerons d'associer à ce régulateur un observateur stochastique (EKF) afin de réaliser une commande sans capteur robuste.

***Chapitre IV. Commande vectorielle sans
capteur mécanique***

IV Commande vectorielle sans capteur mécanique.

IV.1.Introduction

La commande vectorielle de la MAS est basée sur la mesure de la vitesse du rotor fournie par un capteur. Or ces capteurs posent beaucoup de difficultés liées à leur montage. Ils sont sensibles aux vibrations de l'arbre et leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques. [20]

Il devient donc nécessaire de faire appel à des techniques de contrôle et d'observation sans capteur basées sur l'exploitation des propriétés de l'observabilité des systèmes. De nombreuses stratégies de commande sans capteur ont été réalisées ces dernières années. Elles consistent généralement en un observateur d'état muni d'une boucle d'adaptation de la vitesse, la loi d'adaptation étant obtenue par la théorie de la stabilité de Lyapunov. D'autres sont basées sur un système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS) ou un filtre de Kalman étendue (EKF). Ces stratégies nécessitent une parfaite connaissance du modèle mathématique du moteur et sont sensibles aux changements de ses paramètres. [22]

Cependant la commande sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec un capteur mécanique. Il existe plusieurs méthodes pour la reconstitution de la vitesse :

- Estimation en boucle ouverte basée sur la connaissance des tensions et courants.
- Estimateurs basée sur l'analyse des harmoniques (calcul de l'harmonique d'ordre 3)
- Estimateurs basé sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS).
- Utilisation de l'observateur adaptatif et filtre de *Kalman* étendu.
- Emploi d'observateurs basés sur l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et réseaux de neurones artificiels).

Nous présentons dans cette partie la commande vectorielle sans capteur mécanique basée sur la technique des observateurs, où nous allons appliquer le filtre de Kalman étendu pour l'estimation de flux rotoriques et de la vitesse ainsi que la résistance.

IV.2.Capteur, estimateur ou observateur : que choisir ?

Il existe trois types de dispositif permettant la détermination de la vitesse et de la position :

- ✚ **Les capteurs** : sont des dispositifs permettant de traduire des quantités physiques (vitesse, position, courants ...), en signaux numérique ou analogique, ils doivent être très développés pour répondre aux exigences techniques de l'utilisation.
- ✚ **Les estimateurs**: sont des méthodes de calcul avec utilisation du modèle d'état du système. Ils sont très sensibles aux erreurs de modélisation et aux perturbations des systèmes.
- ✚ **Les observateurs** : sont une combinaison des deux méthodes précédentes, servant à déterminer des paramètres qui sont techniquement difficile à obtenir (position...), en utilisant des informations faciles à obtenir par des capteurs (les valeurs de courants, tensions). Autrement dit «un observateur est un estimateur possédant un rebouclage.» [21].

IV.2.1. Suppression du capteur de vitesse

La commande de la machine asynchrone sans capteur de vitesse est un axe de recherche et de développement industriel fondamental, car il représente une fonctionnalité particulièrement stratégique sur le plan commercial pour la plus part des constructeurs des actionneurs électriques. De plus, être robuste face à la suppression du capteur de vitesse renforce encore l'idée d'utiliser la machine asynchrone comme actionneur électromécanique privilégié. En effet, le fonctionnement sans capteur mécanique de vitesse des variateurs asynchrones est devenu l'un des principaux centres d'intérêt des chercheurs à l'heure actuelle, qui essayent de faire remplir sa fonction implicitement par des capteurs des grandeurs électriques et d'algorithmes de calcul afin de reconstruire la vitesse de la machine. Les méthodes d'estimation de la vitesse est utilisé les composantes fondamentales des tensions et des courants statoriques.[6]

IV.2.2. L'estimateur

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en oeuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté sur *figure(IV.1)*.

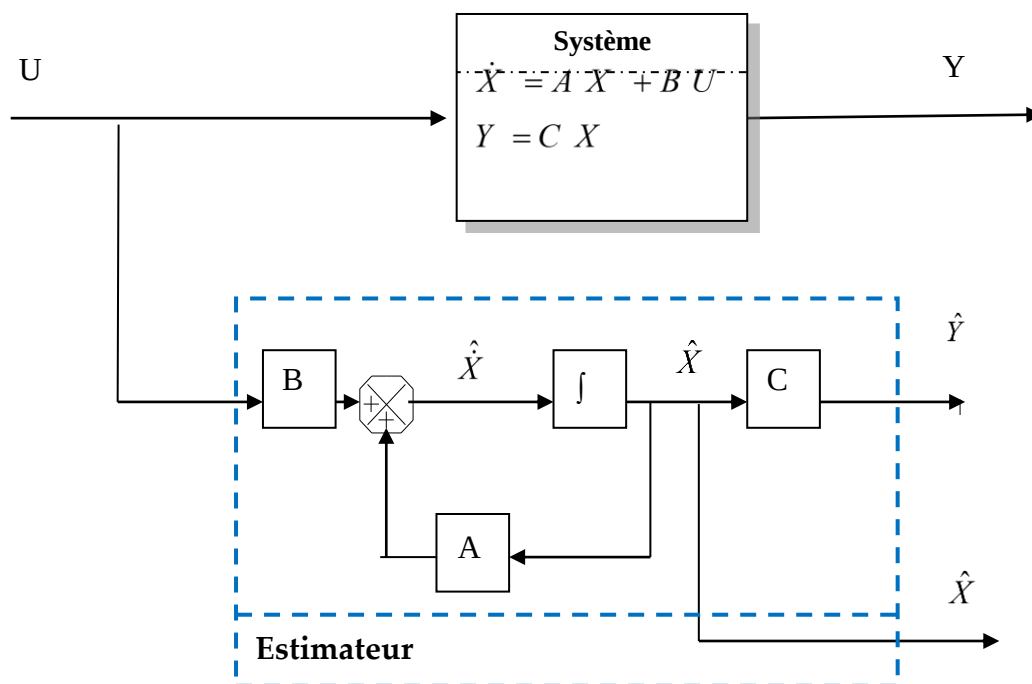


Figure.IV.1 : Schéma de principe d'un estimateur

IV.2.3. L'Observateur

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur **Figure(IV.2).**[6]

IV.3.Généralités sur les observateurs

Un observateur est un estimateur en boucle fermée disposant d'une dynamique indépendante du système. L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système. Le fonctionnement d'un observateur peut être décomposé en deux étapes.

IV.3.1.La prédiction

Connaissant les variables d'entrée U on détermine une valeur préliminaire de la variable d'état X, à partir de l'équation d'état:

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{IV -1})$$

IV.3.2.La correction (mise à jour) :

À partir des mesures sur le processus réel on fait une correction des valeurs de prédiction en introduisant un facteur, qui dépend de l'observateur

$$X_{\text{finale}} = X_{\text{prédiction}} + K(Y_{\text{prédiction}} - Y_{\text{mesure}}) \quad (\text{IV-2})$$

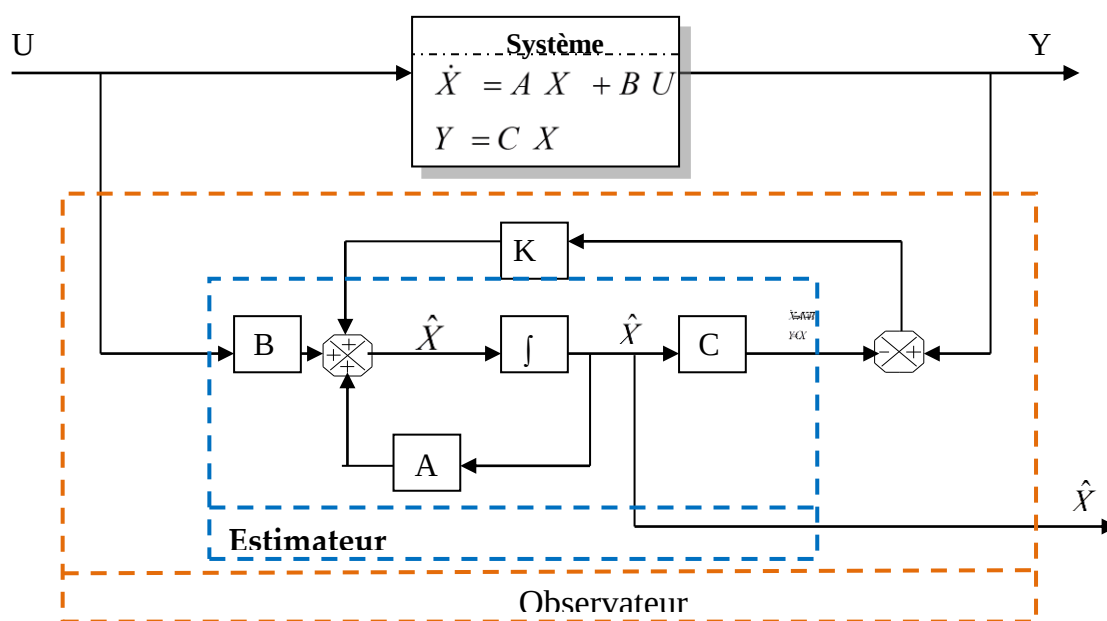


Figure.IV.2: Schéma de principe d'un observateur

IV.3.3. Classification des observateurs

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, en fin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [25]:

- **Observateurs pour les systèmes linéaires:** c'est les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A " du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.
- **Observateurs pour les systèmes non linéaires:** Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour pallier cette difficulté. On peut citer par exemple:
 - des observateurs où les gains de correction sont calculés à partir d'une analyse par la méthode de Lyapunov,
 - des observateurs à structure variables (modes glissants),
 - des observateurs à grand gain.

En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent :

- **Observateurs de type déterministes :** Ne tiennent pas compte des bruits (bruits mesures, bruits extérieurs aux systèmes...) et les perturbations (changement des paramètres). Ils sont caractérisés par des calculs simples, mais très sensibles aux perturbations. Le modèle d'état du processus qu'utilisent ces observateurs est:

$$\begin{cases} \dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (IV -3)$$

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

En fin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux peuvent être classés en deux familles :

Tiennent compte des bruits et perturbations, et utilisent les lois de probabilité pour la détermination des variables d'état. Ils sont peu sensibles aux perturbations mais présentent une complexité de calcul.

Le modèle d'état du processus linéaire s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU + W \\ Y = CX + DU + V \end{cases} \quad (IV -4)$$

W et V sont respectivement les vecteurs de bruits d'état et de mesure.

- ✚ **Observateurs d'ordre complet** : ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse.
- ✚ **Observateurs d'ordre réduit** : ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables (flux). Ces observateurs nécessitent moins temps de calcul que ceux d'ordre complet.

L'adoption d'une approche déterministe pour l'estimation d'état d'un système physique suppose une connaissance exacte de son modèle c'est-à-dire, de ses matrices A , B et C (**figure IV.2**). Cette approche néglige également les notions d'incertitudes et de fluctuations aléatoires. Or, toute observation physique est perturbée par des signaux parasites qui ont des causes diverses internes ou externes aux dispositifs de mesures. Quand les bruits (signaux parasites) sont faibles, l'approche déterministe peut s'avérer suffisante. Cependant, pour atteindre de hautes performances, il faut augmenter la précision des variables estimées.

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 de gain K (**figure IV.2**) est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées.

Dans le cas stochastique, qui est plus général, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits des mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

Dans la littérature spécialisée, le terme d'observateur d'état est réservé pour une estimation d'état déterministe et le terme filtre pour le cas stochastique [14].

Dans cette étude, le filtre stochastique d'ordre complet de Kalman a été retenu. Comme le fonctionnement de ce filtre est en présence du bruit, la quantification de ces bruits (état et mesure) est essentielle pour le bon fonctionnement du filtre. Il est intéressant de rappeler les différentes sources de ces bruits.

IV.4. Bruit

IV.4.1. Bruit d'état

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine. En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la

répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses simplificatrices). Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine présente en général, des pertes fer qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres de la machine, les termes prépondérants de bruit d'état sont dus aux variations des paramètres de la machine. Ce type de bruit est engendré par l'échauffement des enroulements de la machine. Il provoque un accroissement des résistances statoriques. En effet, la résistivité d'un conducteur augmente avec la température.

Il existe d'autres sources de bruits d'état qui affectent le système. Il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur. L'influence d'une incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique (pour réactualiser la matrice d'état "A " dans chaque période d'échantillonnage) peut introduire un bruit d'état surtout lorsqu'on suppose que la période d'échantillonnage n'est pas négligeable devant les constantes de temps mécaniques. [26]

IV.4.2. Bruit de mesure

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques- numériques (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruits: un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au CAN. Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits.

Cependant, il faut noter que la majorité de ces bruits (état et mesure) sont prépondérants dans les cas des bancs expérimentaux et pas dans des essais de simulation dans un ordinateur numérique.

IV.5.Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman est un observateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses notamment la présence de bruits. Le principe de base du filtre de Kalman est la minimisation, de la variance de l'erreur de mesure d'estimation basée sur l'état.

Dans le cas où le système est perturbé par du bruit, il est possible de chercher une matrice de gain de correction de l'observateur qui minimise la variance de l'erreur de reconstruction en utilisant l'algorithme du filtre de Kalman.

Les étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [20] :

-  sélection du modèle de la machine.
-  discrétisation du modèle du système.
-  détermination des matrices de covariances des bruits Q, R et d'état P.
-  Implantation de l'algorithme du filtre de Kalman.

IV.5.1. Modèle stochastique

Le choix du modèle d'état continu dans le repère statique en vue de l'estimation des variables d'états de la machine asynchrone a été effectué au paragraphe (I.4.3) du premier chapitre.

Les différents signaux intervenant dans le modèle continu (I.25) sont donc échantillonnés à la période T_e .

On pose alors :

$$\begin{aligned} X_k &= X(kT_e) \\ U_k &= U(kT_e) \\ Y_k &= Y(kT_e) \end{aligned} \quad (IV-5)$$

Avec

$$\begin{aligned} X_k &= \begin{bmatrix} I_{sak} & I_{s\beta k} & \Phi_{rak} & \Phi_{r\beta k} \end{bmatrix}^T \\ V_s = U_k &= \begin{bmatrix} U_{sak} & U_{s\beta k} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (IV-6)$$

Le modèle discret de la machine asynchrone se déduit du modèle continu de l'équation (I.25) :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_d X_k + B_d U_k \\ Y_k = C_d X_k \end{cases} \quad (IV-7)$$

$$A_d = \exp[AT_e] \approx I + AT_e$$

$$B_d \approx BT_e$$

$$C_d = C$$

(IV-8)

I : matrice identité d'ordre 4

Avec :

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - T_e \left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma) \frac{1}{\sigma T_r} \right) & 0 & T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} & T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \\ 0 & 1 - T_e \left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma) \frac{1}{\sigma T_r} \right) & -T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r & -T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} \\ T_e \frac{M}{T_r} & 0 & 1 - T_e \frac{1}{T_r} & -T_e \omega_r \\ 0 & T_e \frac{M}{T_r} & T_e \omega_r & 1 - \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} T_e \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & T_e \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV-9)$$

On introduit dans l'équation d'état du modèle un vecteur de perturbation ${}^k W$ (bruit d'état) et un vecteur de bruit de mesure ${}^k V$ le système s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} X_{k+1} = A_d X_k + B_d U_k + {}^k W_k \\ Y_k = C_d X_k + {}^k V_k \end{cases} \quad (IV-10)$$

Avec :

$W_k = W(kT_e)$: bruits d'entrées (ou d'état)

$V_k = V(kT_e)$: bruits de sortie (de mesure)

On supposera que leurs valeurs moyennes sont nulles

$$\begin{aligned} E\{W_k\} &= 0 \\ E\{V_k\} &= 0 \end{aligned} \quad (IV - 11)$$

Leur covariance s'exprimant par :

$$\begin{aligned} E\{W_k W_j^T\} &= Q \cdot \delta_{kj} \\ E\{V_k V_j^T\} &= R \cdot \delta_{kj} \end{aligned} \quad k, j \in N \text{ et } \delta_{kj} \text{ est le symbole de Kronecker.} \quad (IV - 12)$$

Tel que :

$$\delta_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i = k \\ 0 & \text{si } i \neq k \end{cases} \quad (IV - 13)$$

L'état initial x_0 est une variable aléatoire d'espérance $x_{0/0} = E(x_0)$, de matrice de covariance $P_{0/0}$ connue, indépendante des bruits d'état et de mesure.

Où Q, R, P_0 sont des matrices symétriques définies positives

IV.5.2. Filtre de Kalman standard

L'algorithme de filtre de *Kalman*, peut être présenté en deux étapes à savoir :

a) Prédiction

$$\begin{cases} \hat{X}_{k+1/k} = A_d \hat{X}_{k/k} + B_d U_k \\ \hat{P}_{k+1/k} = A_d \hat{P}_{k/k} A_d^T + Q \end{cases} \quad (IV - 14)$$

b) Correction

$$\begin{aligned} K_{k+1} &= \hat{P}_{k+1/k} C^T [C \hat{P}_{k+1/k} C^T + R]^{-1} \\ \hat{P}_{k+1/k+1} &= (I - K_{k+1} C) \hat{P}_{k+1/k} \\ \hat{X}_{k+1/k+1} &= A_k \hat{X}_{k/k} + B_k U_k \end{aligned} \quad (IV - 15)$$

IV.5.3. Détermination des covariances de bruit et mesure Q, R

Puisque la matrice de gain est prédéterminée par l'algorithme du filtre, les réglages s'opèrent alors uniquement sur les matrices de covariance Q et R du filtre. Cependant, ces ajustements peuvent conduire à un écart par rapport au réglage optimum surtout dans le cas du filtre étendu.

Les matrices Q et R sont le plus souvent choisies diagonales. Plus un élément de la matrice Q sera grand plus le filtre modifiera rapidement l'estimation de l'élément correspondant en fonction des résultats des mesures. Au contraire, plus un élément de la matrice R est grand moins le filtre tiendra compte du résultat de la mesure correspondante. [20]

IV.6. Filtre de Kalman étendu (EKF)

Le filtre de Kalman étendu FKE est l'un des observateurs les plus populaires et largement étudiés dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires en se basant sur la présence des bruits. Ce filtre étendu consiste à utiliser les équations du filtre de Kalman standard au modèle non linéaire linéarisé par la formule de Taylor au premier ordre.

Ce filtre étendu a été appliqué avec succès sur différents types de procédés non linéaires. Les Étapes utilisées pour l'estimation du vecteur d'état sont les suivantes [14].

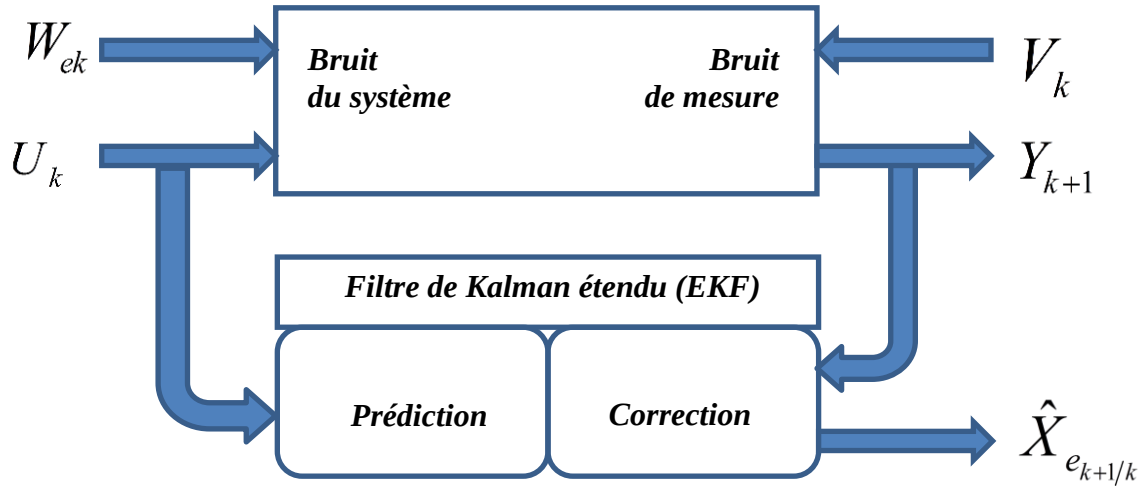


Figure IV.3 Structure globale d'un EKF associé à la MAS

Soit le modèle non linéaire suivant :

$$\begin{cases} X_{e_{k+1}} = f(X_{e_k}, U_k) + W_{ek} \\ Y_k = h(X_{e_k}) + V_k \end{cases} \quad (\text{IV -16})$$

Avec

$$X_{e_k} = [X_k \quad \theta_k] \quad (\text{IV -17})$$

Ou

X_k : vecteur des états à estimer.

θ_k : vecteur des paramètres à estimer.

Sachant que :

$$E\{W_k W_j^T\} = Q_X \quad (\text{IV-18})$$

$$E\{V_k V_j^T\} = Q_\theta$$

Q_X : Matrice de covariance des états.

Q_θ : Matrice de covariance des paramètres.

En supposant que les variations des paramètres et des états sont indépendantes, il résulte que la matrice Q_θ est diagonale et on définit

$$Q = \begin{bmatrix} Q_x & 0 \\ 0 & Q_\theta \end{bmatrix} \quad (\text{IV -19})$$

On distingue deux étapes principales pour la réalisation de l'algorithme du FKE [37] :

➤ **Phase de prédiction**

$$\hat{X}_{e_{k+1}/k} = f(X_{e_{k/k}}, U_k) \quad (\text{IV -20})$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$. On cherche alors à déterminer sa variance.

Prédiction de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k} = F_k P_{k/k} F_k^T + Q \quad (\text{IV -21})$$

Avec :

$$F_k = \left. \frac{\partial f(X_{e_k}, U_k)}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_{k/k}}} \quad (\text{IV -22})$$

➤ **Phase de correction**

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée Y_{k+1} et la sortie prédite. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

- Calcul du gain de *Kalman*

$$K_{k+1} = \hat{P}_{k+1/k} C^T [C \hat{P}_{k+1/k} C^T + R]^{-1} \quad (\text{IV -23})$$

- Estimation du vecteur d'état étendu

$$\hat{X}_{e_{k+1}/k+1} = \hat{X}_{k+1/k} + K_{k+1} (Y_{k+1} - H_k \hat{X}_{e_{k+1}/k}) \quad (\text{IV -24})$$

Avec :

$$H_k = \left. \frac{\partial h(X_{e_k})}{\partial X_{e_k}} \right|_{X_{e_k} = \hat{X}_{e_{k/k}}} \quad (\text{IV -25})$$

- Estimation de la matrice de covariance

$$\hat{P}_{k+1/k+1} = \hat{P}_{k+1/k} - K_{k+1} H_k \hat{P}_{k+1/k} \quad (\text{IV -26})$$

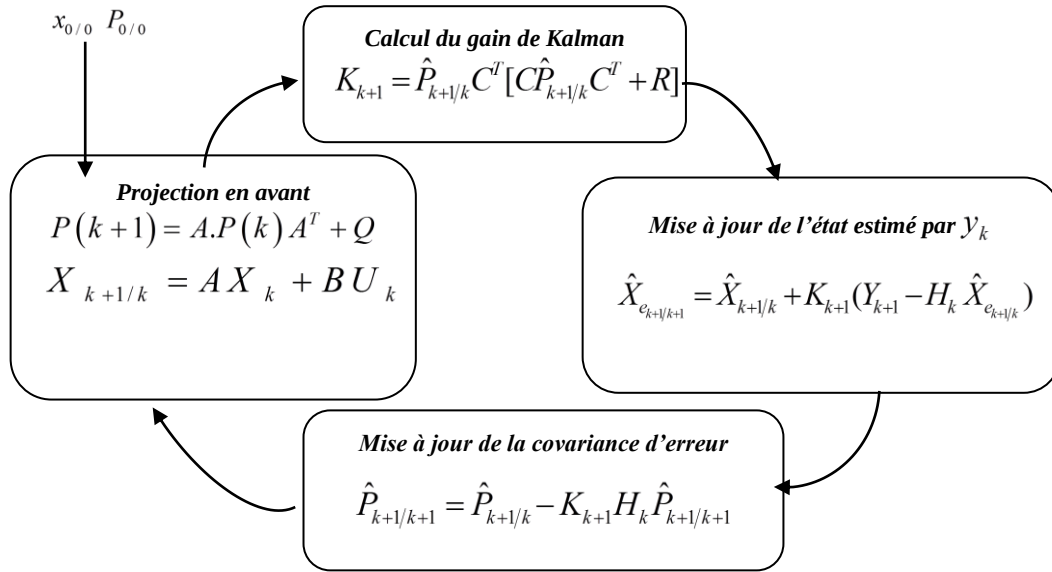


Figure IV.4. Boucle du filtre de Kalman

Ce dernier est conçu pour l'estimation de flux rotorique et de la vitesse de la machine, où les tensions et les courants statoriques seront considérés comme des entrées pour le filtre [14].

IV.6.1. Application à l'estimation de la vitesse de rotation

Pour l'estimation de la vitesse de rotation de la machine asynchrone par filtre de *Kalman* étendu, nous utiliserons le modèle obtenu au chapitre I.

Le modèle dynamique de la machine asynchrone se présentera comme suit :

$$f(X, U) = \begin{cases} f_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r}\right).X_1 + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} X_3 + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_5 X_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ f_2 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r}\right) X_2 - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_5 X_3 - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} X_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ f_3 = \frac{M}{T_r} X_1 - \frac{1}{T_r} X_3 - X_4 X_5 \\ f_4 = \frac{M}{T_r} X_2 + X_3 X_5 - \frac{1}{T_r} X_4 \\ f_5 = \frac{pM}{J L_r} (X_3 X_2 - X_4 X_1) - \frac{f}{J} X_5 - \frac{C_r}{J} \end{cases} \quad (IV-27)$$

Les tensions du stator et les états sont:

$$\begin{cases} [X_1 \ X_2 \ X_3 \ X_4 \ X_5]^T = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \Omega]^T \\ U = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}] \end{cases} \quad (IV-28)$$

Les matrices de linéarisation F_k et H_k données dans (IV -29) et (IV-30) respectivement, sont:

$$F_k = \begin{bmatrix} 1-T_e \left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma) \frac{1}{\sigma T_r} \right) & 0 & T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} & T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_5 & T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_4 \\ 0 & 1-T_e \left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma) \frac{1}{\sigma T_r} \right) & -T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_5 & -T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r} & -T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_3 \\ T_e \frac{M}{T_r} & 0 & 1-T_e \frac{1}{T_r} & -T_e X_5 & -T_e X_4 \\ 0 & T_e \frac{M}{T_r} & T_e X_5 & 1-T_e \frac{1}{T_r} & -T_e X_3 \\ -T_e \frac{pM}{J L_r} X_4 & T_e \frac{pM}{J L_r} X_3 & T_e \frac{pM}{J L_r} X_2 & -T_e \frac{pM}{J L_r} X_1 & 1-T_e \frac{f}{J} \end{bmatrix} \quad (IV-29)$$

$$H_k = \left. \frac{\partial h(X_k^e)}{\partial X_k^e} \right|_{X_k^e = \hat{X}_{k/k}^e} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV-30)$$

IV.6.2. Résultats de simulation

Les figures suivantes donnent les résultats de simulation du filtre de Kalman étendu. Notons qu'on n'a pas besoin d'un bruit supplémentaire injecté dans les courants et les tensions (entrées du filtre de Kalman étendu) car ces derniers sont riches en harmoniques à cause de l'utilisation de l'onduleur de tension à *MLI*.

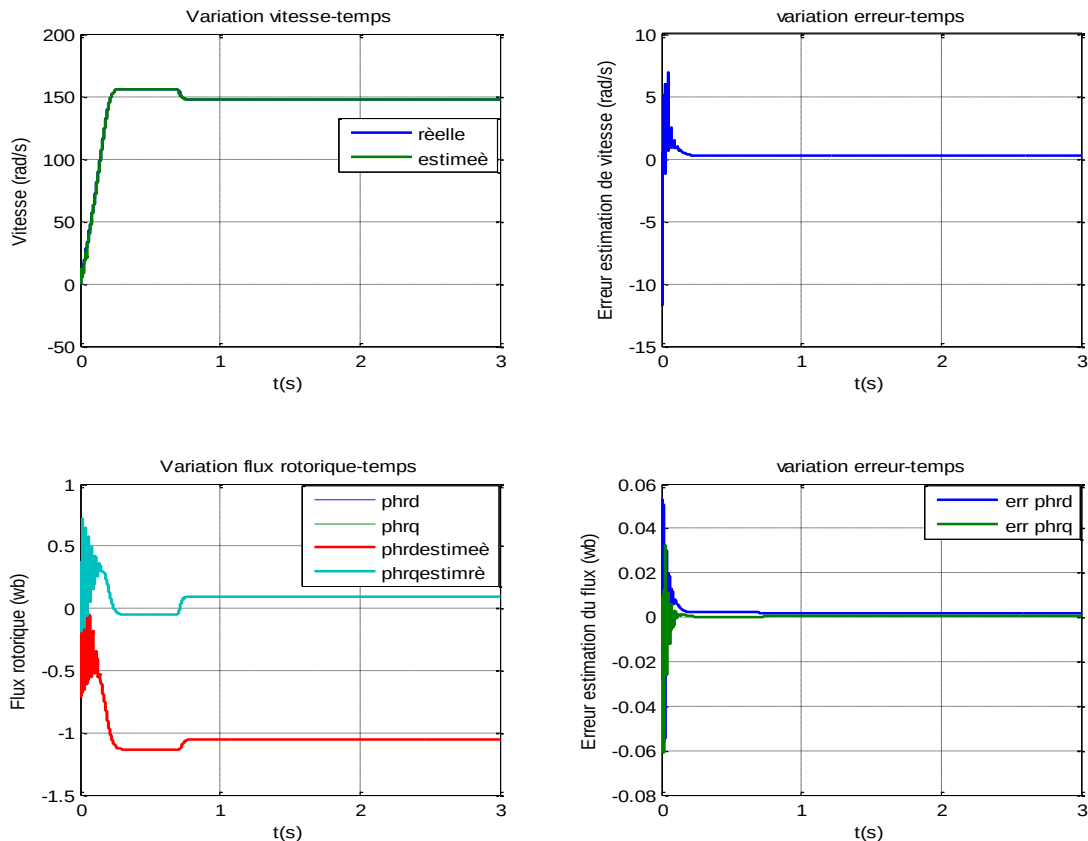


Figure IV.5. Estimation de la vitesse mécanique de rotation et le flux rotorique (en boucle ouverte)

Les résultats de simulation précédents montrent que l'estimation du flux et de la vitesse se fait convenablement. On a constaté une parfaite poursuite en amplitudes et en phases des composantes estimées du courant statorique et du flux rotorique et de leurs composantes réelles respectivement. L'estimation de la vitesse est satisfaisante. En effet, l'erreur d'estimation dépasse 4 rd / s (correspondant à une erreur relative de 2.5%) au démarrage puis tend vers 0.4 rd / s (correspondant à une erreur relative de 0.25%) en régime permanent. On peut noter que l'influence de la charge est négligeable.

IV.7. Commande vectorielle indirecte avec *PI* sans capteur de vitesse d'une MAS utilisant le filtre de Kalman étendu

IV.7.1. Schéma de simulation global

Le FKE présente un algorithme très complexe. Il est très difficile d'implanter toutes ses opérations en utilisant seulement *Simulink*. Ce filtre est implanté comme une *s-fonction* et inséré dans le schéma de simulation global du système d'entraînement de la MAS illustré par la **figure. IV.6**

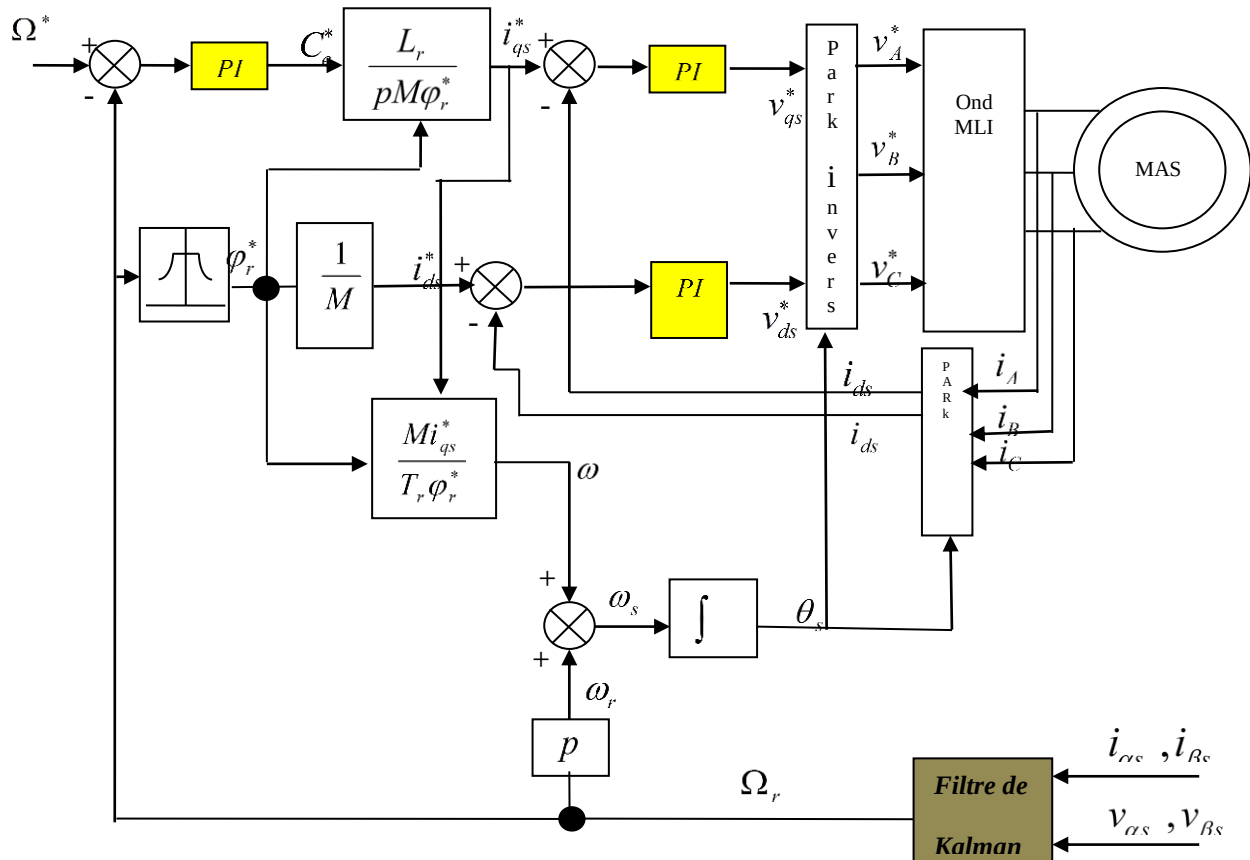


Figure. IV.6. Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI) Sans capteur de vitesse utilisant le filtre de Kalman étendu.

IV.7.2. Résultats de simulation et interprétations

La **figure (IV.7)** illustre les performances de la régulation sans capteur de vitesse. Le moteur démarre à vide, puis à $t=0.7s$ on le charge avec un couple résistant $C_r = 5Nm$.

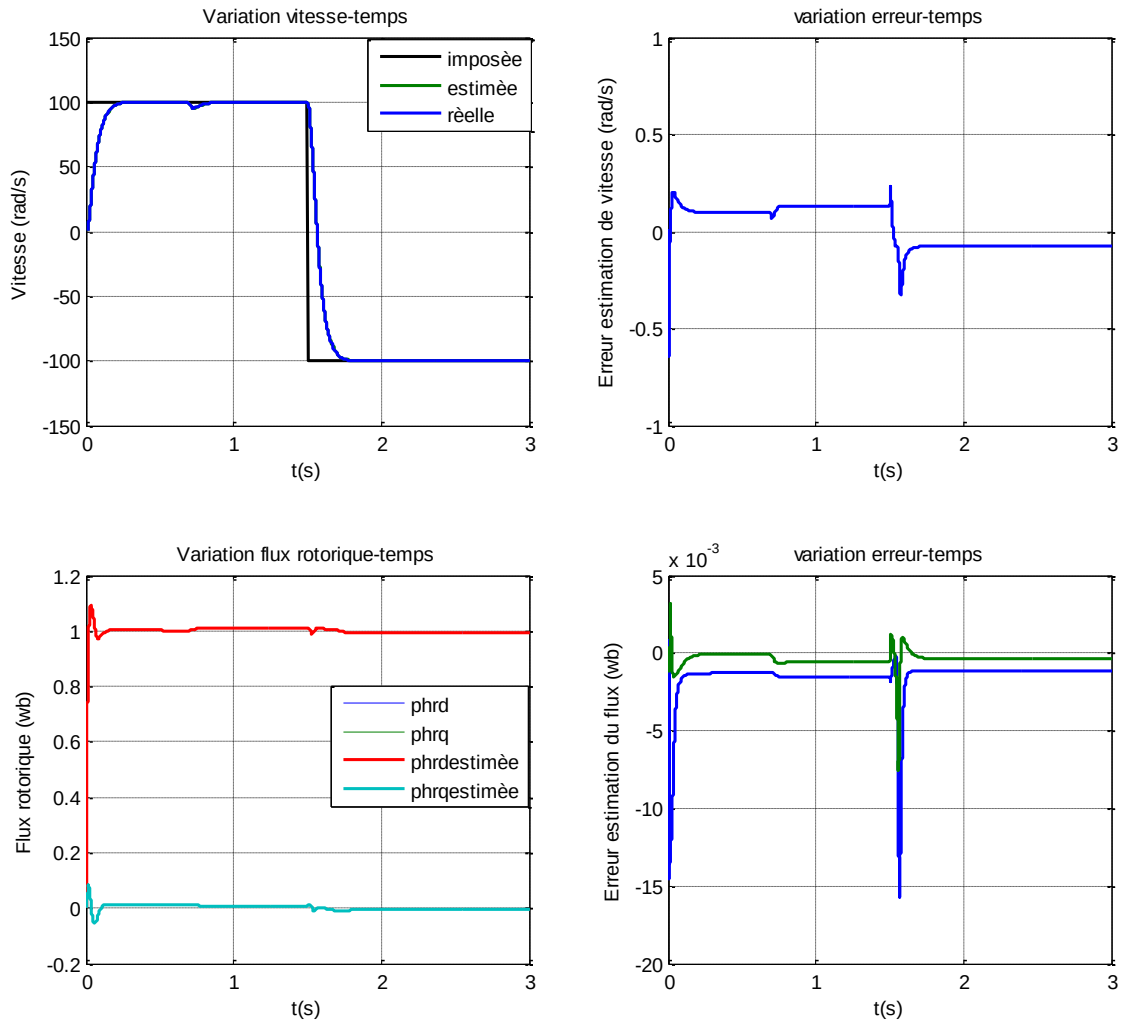


Figure. IV.7 : Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur le filtre de Kalman étendu

La **figure IV.7** montre les résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de *Kalman* étendu. Nous remarquons que le flux et la vitesse estimés par le filtre de *Kalman* suivent bien l'évolution du flux et vitesse réelle du moteur avec une erreur statique pratiquement nulle.

La **figure IV.7** représente les résultats de simulation pour un test d'inversion de vitesse. On remarque que la vitesse estimée suit parfaitement sa référence sans dépassement. On observe d'après ces résultats que ce filtre est robuste vis à vis de la variation importante de la vitesse. L'erreur d'estimation de la vitesse montre que la vitesse estimée suit la vitesse réelle avec précision au régime permanent. Aux transitoires (démarrage et inversion du sens de rotation), cette erreur est acceptable et n'affecte pas les comportements statiques et dynamiques de la *CVID* et également le système d'entraînement global. On note aussi que l'estimation du flux est faite d'une façon adéquate.

IV.7.3. Estimation avec injection du bruit de mesure

Dans la **figure (IV.8.)**, le bruit injecté dans les courants statoriques est montré. Ce bruit est de moyenne nulle, blanc et Gaussien. L'injection du bruit dans les courants a pour but de tester la robustesse du filtre pour des systèmes extrêmement bruités. Autrement dit, pour observer ses caractéristiques et performances dans le cas du filtrage passe bas. La **figure (IV.8)** donne la vitesse pour le fonctionnement à 100 rd/s et -100 rd/s.

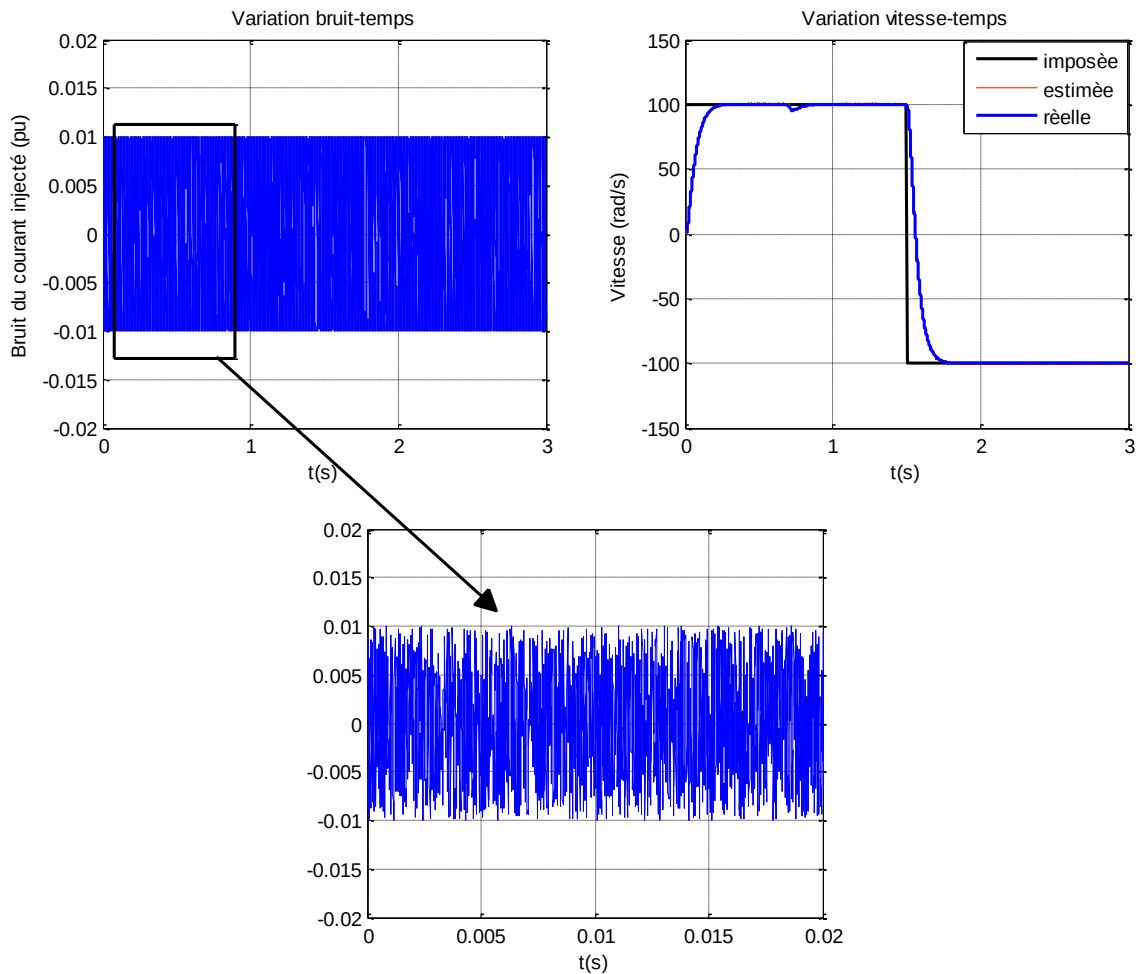


Figure IV.8. Performances du filtre en présence du bruit sur les courants i_{sa} et i_{sb}

Comme il est montré sur la **figure (IV.8)**, la vitesse estimée n'est pas trop affectée par l'injection de ce bruit même lors de l'inversion de la vitesse. La précision d'estimation de la vitesse peut être améliorée encore mieux par un choix judicieux des matrices de covariance de bruit de mesure et d'état (Q et R).

IV.7.4. Tests de robustesse pour une variation paramétrique

Afin d'étudier l'influence des variations paramétriques sur le comportement du filtre et par conséquent, sur le comportement global du système d'entraînement, nous avons introduit des variations aux paramètres de la machine (R_r , R_s). La **figure (IV.9)** montre le comportement dynamique du moteur asynchrone soumis à une inversion de vitesse, dans le cas des trois variations paramétriques traitées séparément.

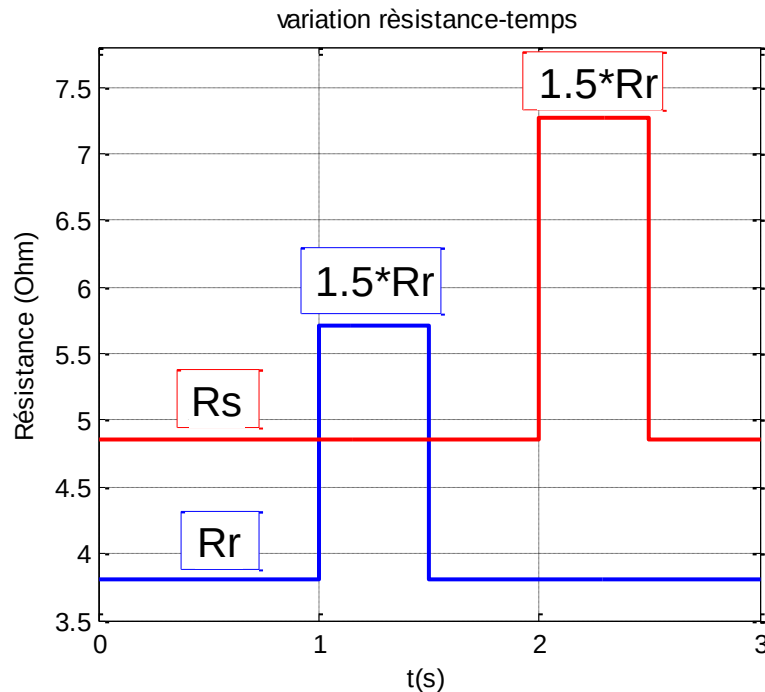


Figure IV.9. Profils de références de la résistance rotorique

La **figure(IV.10)** présentent respectivement les courbes d'estimation de la vitesse et du flux rotorique lors des variations des résistances rotorique et statorique et avec inversion de vitesse, en utilisant le filtre de *Kalman* étendu. On constate une bonne robustesse à la vitesse de 100rad/s. Certaines fluctuations aux niveaux de la vitesse et dégradation du phénomène de découplage apparaissent à basse vitesse et lors de la variation de la résistance rotorique.

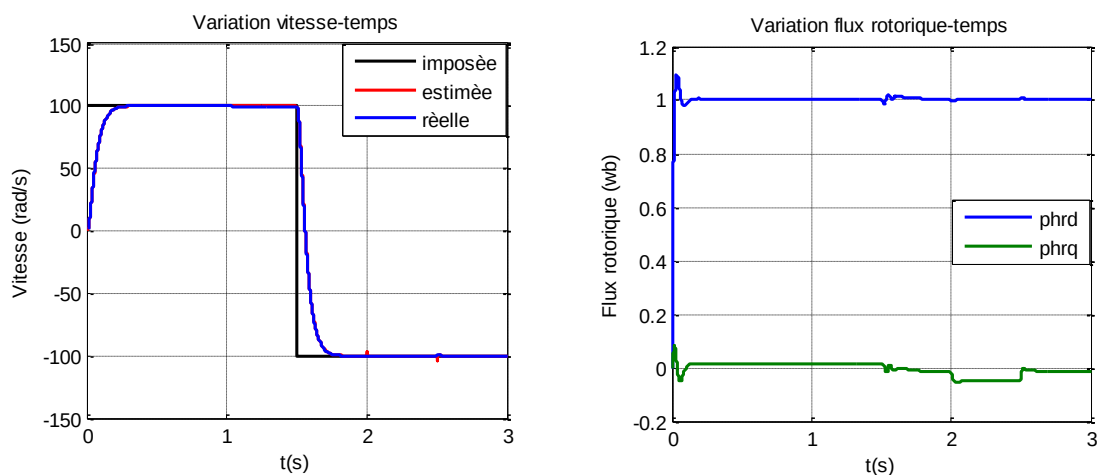


Figure. IV.10. Influence des variations paramétriques de la machine asynchrone sur le comportement dynamique du FKE et de la commande

On remarque que le filtre est insensible aux variations de la résistance statorique. La variation de la résistance rotorique influence fortement ce filtre à l'instant de démarrage. Une amélioration peut être attendue par l'augmentation du vecteur d'état à estimer à cette résistance rotorique.

IV.8. Commande par Logique floue sans capteur de vitesse d'une MAS utilisant le FKE.

IV.8.1. Schéma de simulation global

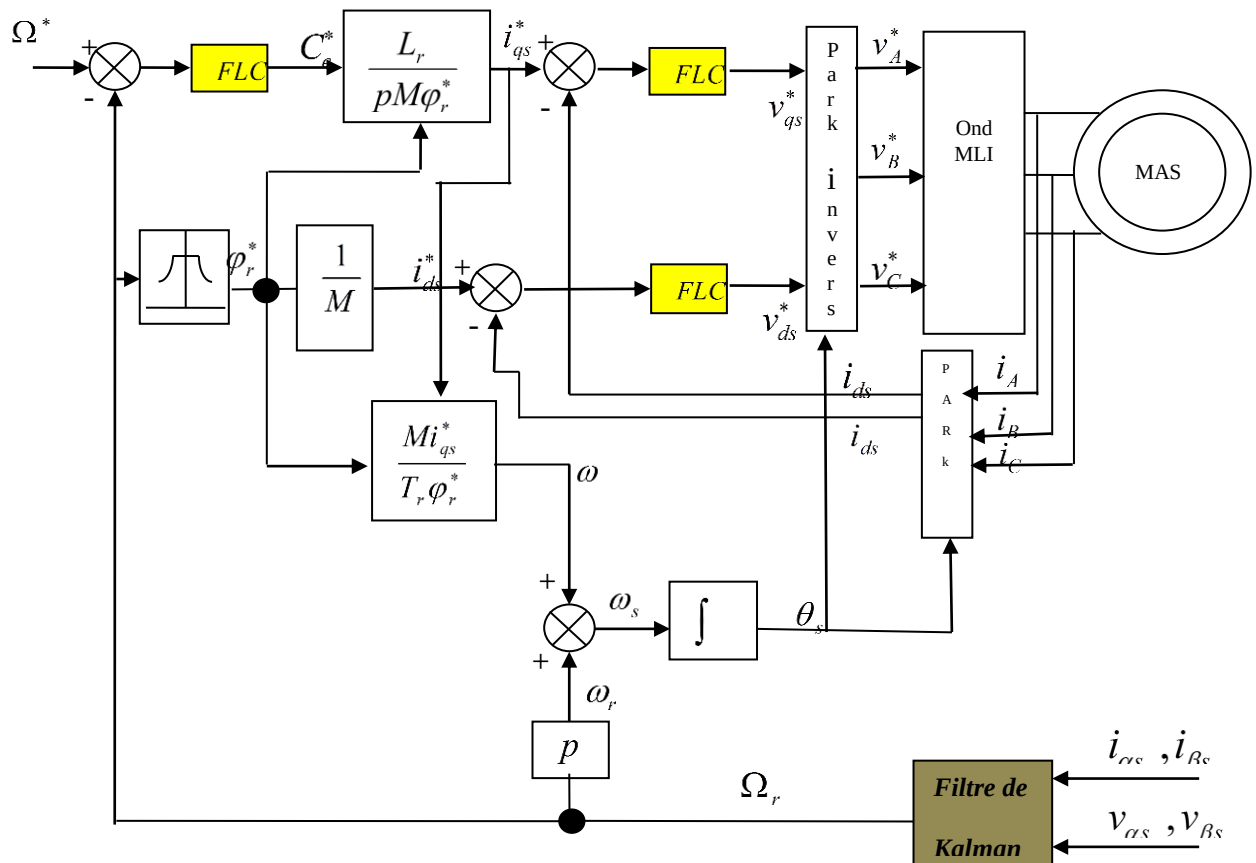
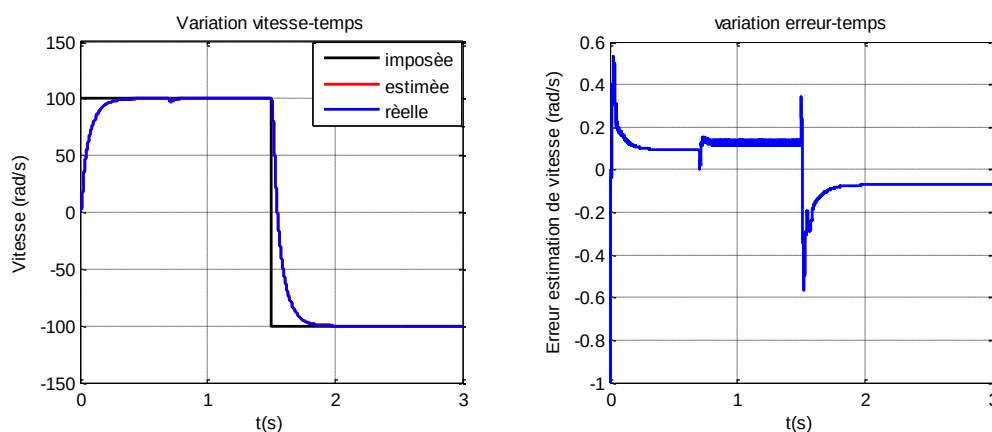


Figure. IV.11. Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI) Sans capteur de vitesse utilisant le filtre de Kalman.

IV.8.2. Résultats de simulation et interprétations



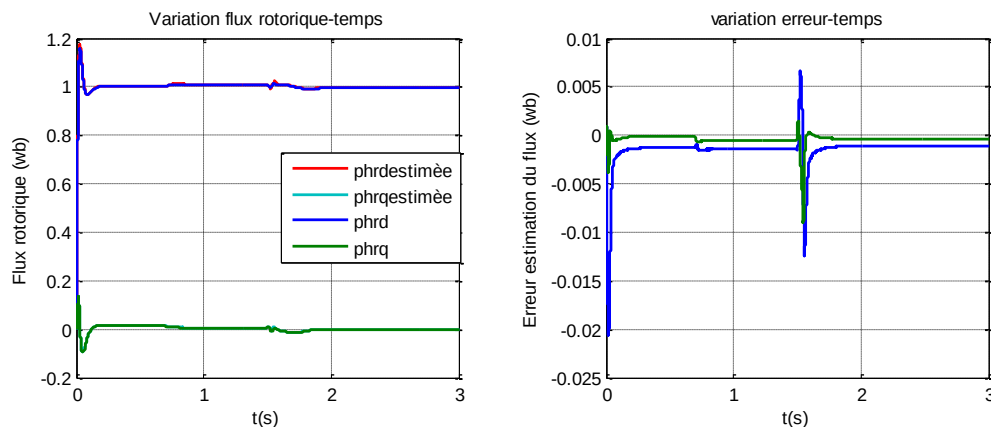


Figure.IV.12. Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur filtre de Kalman étendu

Ces résultats nous montrent qu'il est identique à son prédécesseur (avec PI), mais en note que l'erreur d'estimation est diminuée.

IV.8.3.Estimation avec injection du bruit de mesure

Afin de tester la robustesse de filtre de *Kalman* aux bruits de mesures, nous injectons pour cela un bruit blanc et Gaussien de moyenne nulle dans les courants statoriques. La **figure (IV.13)** montre le bruit de mesure injecté au courant et les vitesses estimée et réelles. Les résultats de simulation sont satisfaisantes .En effet le bruit est rejeté et la vitesse n'est pas trop affectée par le bruit injecté.

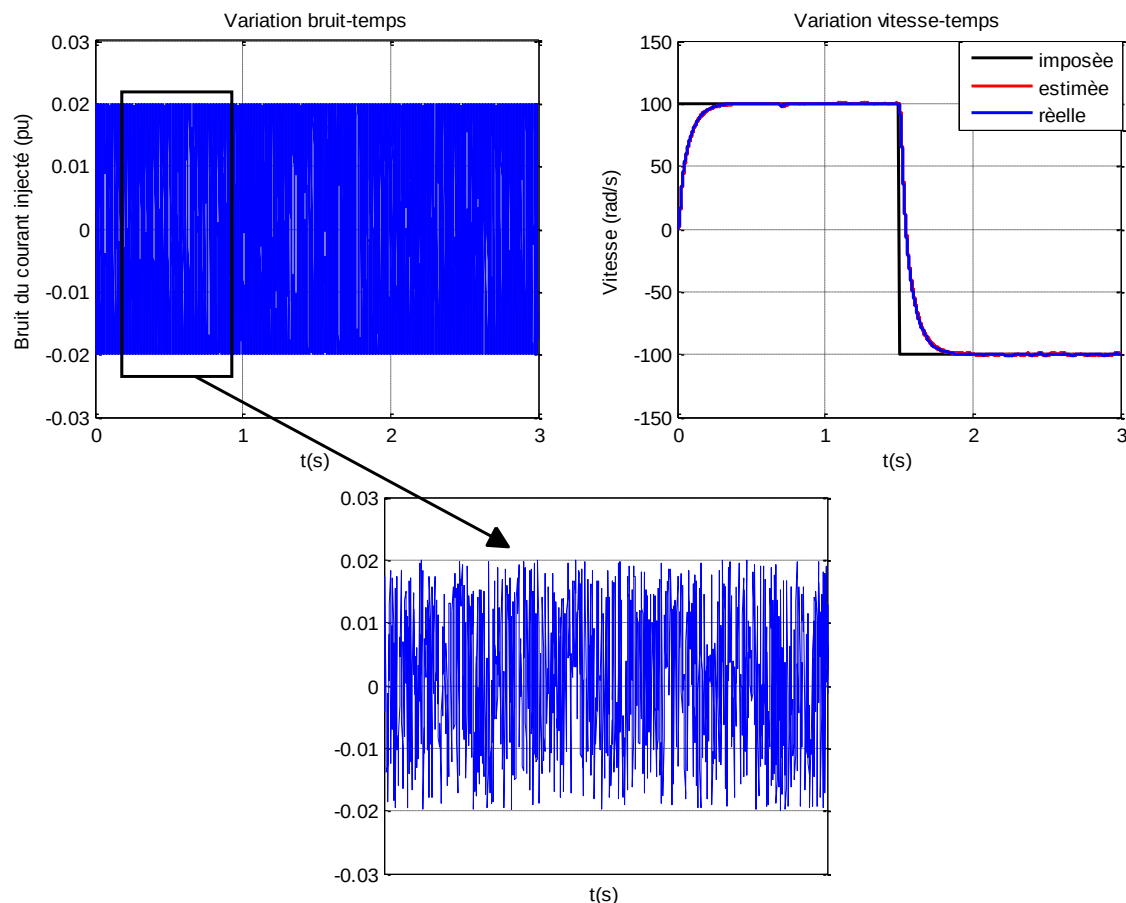


Figure IV.13.Performances du filtre en présence du bruit sur les courants i_{sa} et i_{sb}

IV.8.4. Tests de robustesse pour une variation paramétrique

Afin d'étudier l'influence des variations paramétriques résistives sur les performances de la commande vectorielle sans capteur de vitesse, on procède à différents tests des variations des paramètres de type résistifs dont les profils sont présentés dans la *figure II.14*.

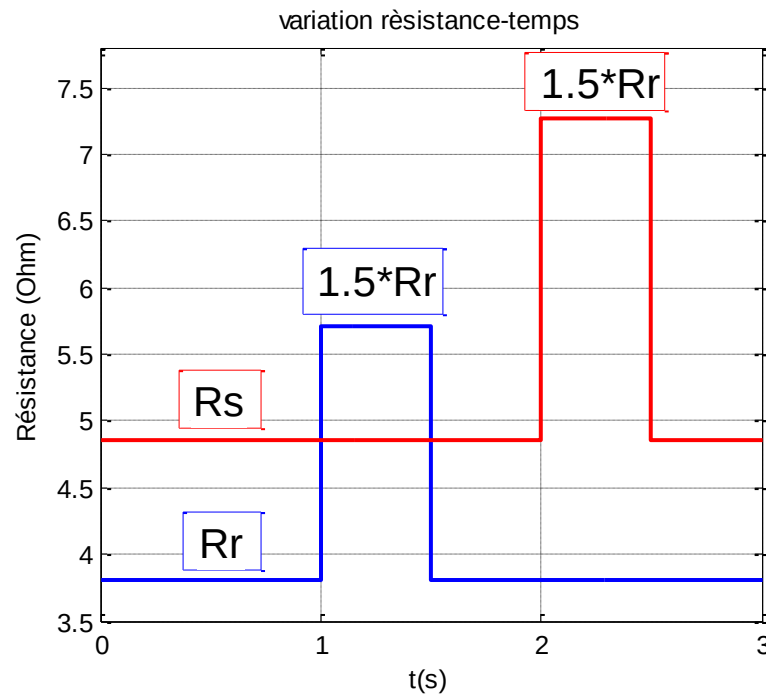


Fig. IV.14. Profils de références Résistances rotorique et statorique.

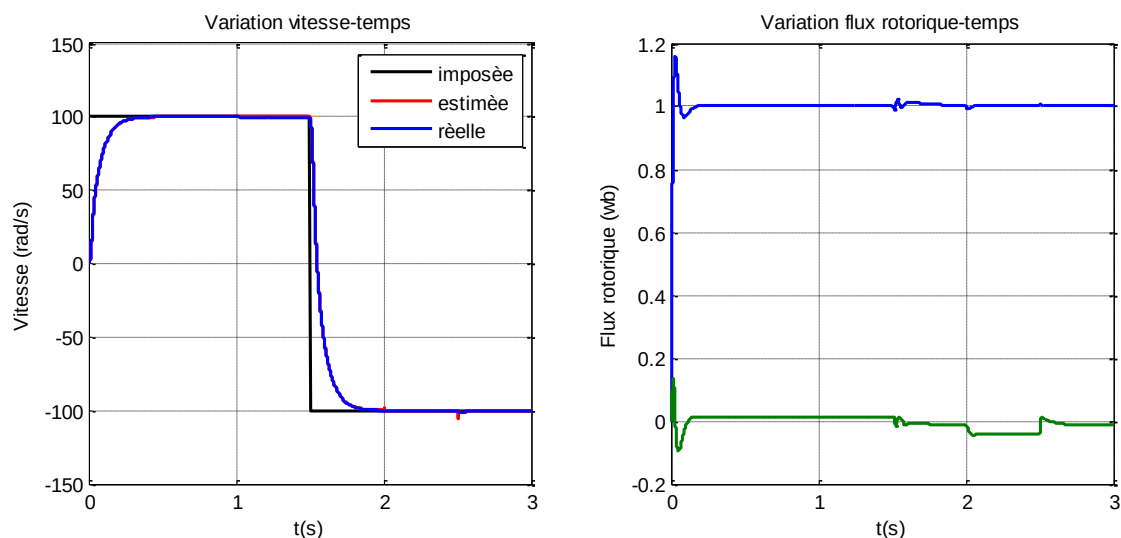


Figure. IV.15. Influences des variations paramétriques de la machine asynchrone sur le comportement dynamique du filtre de Kalman étendu et de la commande.

IV.9. Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique

Le filtre de Kalman étendu peut être utilisé pour l'estimation de l'état et des paramètres de la MAS. Cette estimation est réalisée en prenant les paramètres à estimer comme des états supplémentaires et en formant un vecteur d'état augmenté. Quel que soit le modèle d'état original linéaire ou non linéaire, le modèle d'état augmenté est non linéaire à cause de la multiplication des états.

Etant donné que R_r est le paramètre à estimer, le modèle d'état augmenté est donné par le système d'équations (IV -31) suivant :

Où :

$$\Omega = X_5$$

$R_r = X_6$ présente une variation lente

$$f(X, U) = \begin{cases} f_1 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r} X_6\right) X_1 + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M L_r} X_6 X_3 + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_6 X_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\alpha s} \\ f_2 = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma)\frac{1}{\sigma T_r} X_6\right) X_2 - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_5 X_3 - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M L_r} X_6 X_4 + \frac{1}{\sigma L_s} V_{\beta s} \\ f_3 = \frac{M}{L_r} X_6 X_1 - \frac{1}{L_r} X_6 X_3 - X_4 X_5 \\ f_4 = \frac{M}{L_r} X_6 X_2 + X_3 X_5 - \frac{1}{L_r} X_6 X_4 \\ f_5 = \frac{pM}{J L_r} (X_3 X_2 - X_4 X_1) - \frac{f}{J} X_5 - \frac{C_r}{J} \\ f_6 = 0 \end{cases} \quad (IV -31)$$

Les tensions du stator et les états sont:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & X_3 & X_4 & X_5 & X_6 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} I_{\alpha s} & I_{\beta s} & \Phi_{\alpha r} & \Phi_{\beta r} & \Omega & R_r \end{bmatrix}^T \\ U = \begin{bmatrix} V_{\alpha s} & V_{\beta s} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (IV -32)$$

Il suffit d'appliquer l'algorithme de *Kalman* étendu pour obtenir une estimation des paramètres d'état du système linéarisé au tour d'un point de fonctionnement.

Les matrices de linéarisation F_k et H_k données dans (IV-33) et (IV -34) respectivement, sont:

$$F_k = \begin{bmatrix} 1-T_e \left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma) \frac{1}{\sigma L_r} X_6 \right) & 0 & T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M L_r} X_6 & T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_5 & T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_4 & T_e \left[-\frac{(1-\sigma)}{\sigma L_r} X_1 + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_3 \right] \\ 0 & 1-T_e \left(\frac{1}{\sigma T_s} + (1-\sigma) \frac{1}{\sigma L_r} X_6 \right) & -T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_5 & -T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M L_r} X_6 & -T_e \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} X_3 & -T_e \left[\frac{(1-\sigma)}{\sigma L_r} X_2 + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M L_r} X_4 \right] \\ T_e \frac{M}{L_r} X_6 & 0 & 1-T_e \frac{1}{L_r} X_6 & -T_e X_5 & -T_e X_4 & T_e \left[\frac{M}{L_r} X_1 - \frac{1}{L_r} X_3 \right] \\ 0 & T_e \frac{M}{L_r} X_6 & T_e X_5 & 1-T_e \frac{1}{L_r} X_6 & -T_e X_3 & T_e \left[\frac{M}{L_r} X_2 - \frac{1}{L_r} X_4 \right] \\ -T_e \frac{pM}{J L_r} X_4 & T_e \frac{pM}{J L_r} X_3 & T_e \frac{pM}{J L_r} X_2 & -T_e \frac{pM}{J L_r} X_1 & 1-T_e \frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (IV -33)$$

$$H_k = \frac{\partial h(X_k^e)}{\partial X_k^e} \bigg|_{X_k^e = \hat{X}_{k/k}^e} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (IV -34)$$

IV.9.1. Résultats de simulation

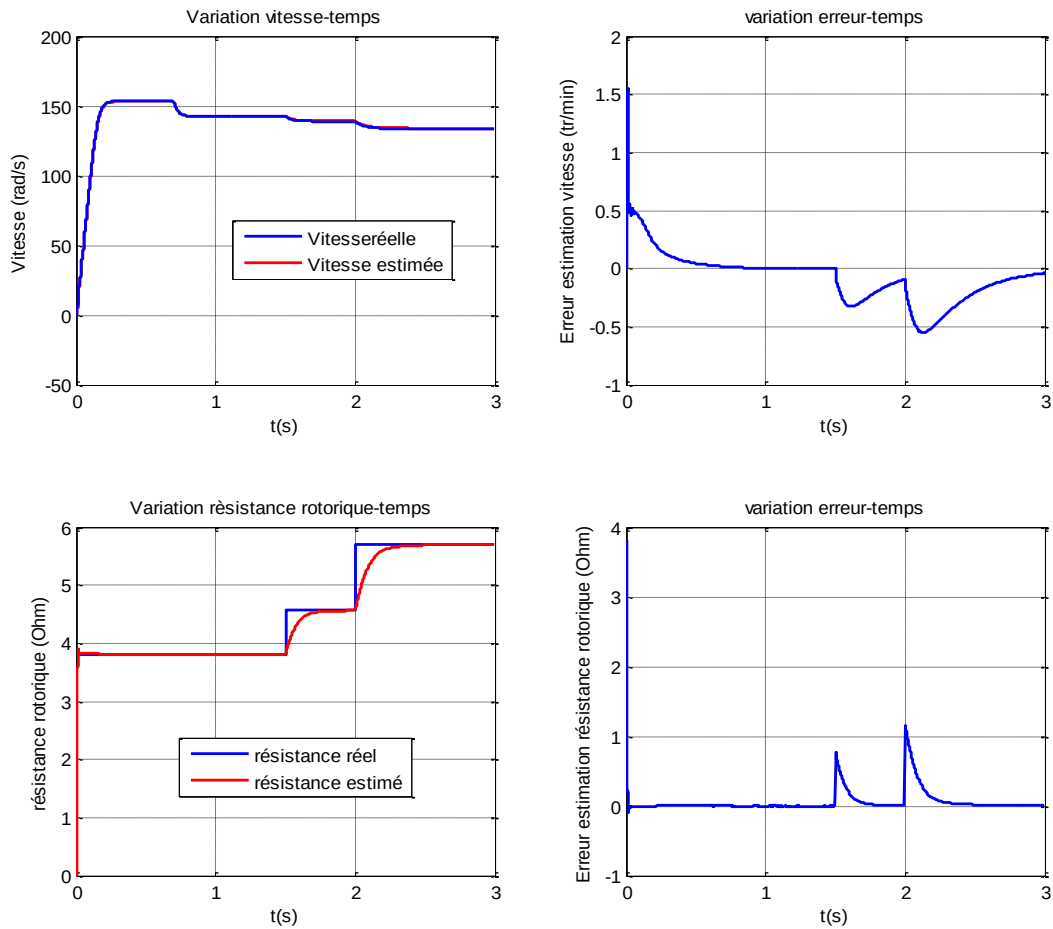


Figure. IV.16. Evolution de la vitesse et de la résistance rotorique estimée, observée et son erreur d'observation

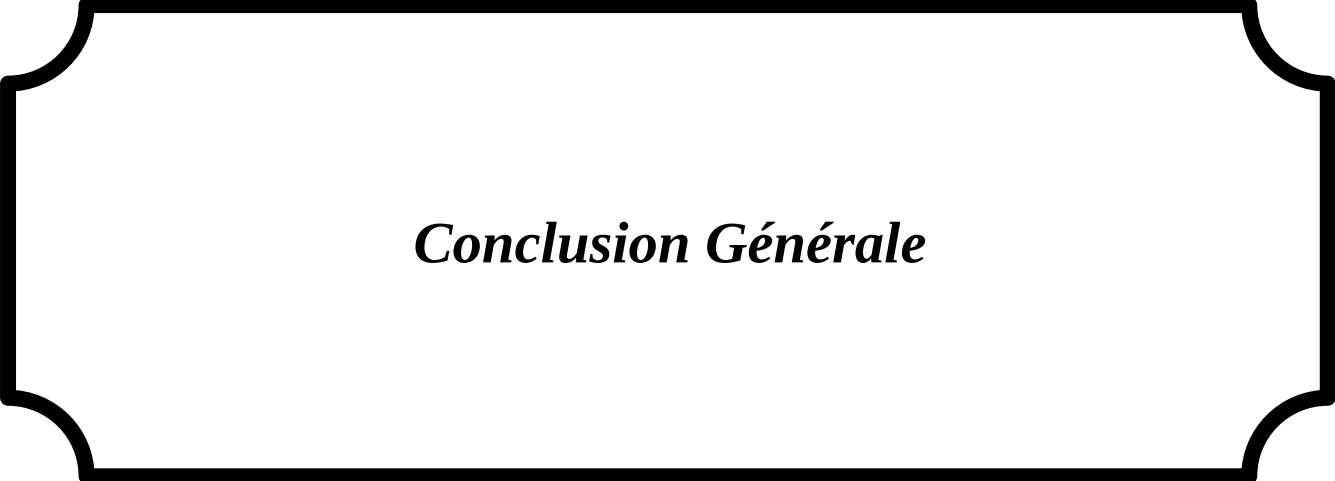
La **figure (IV.16)**, montre la *vitesse et la résistance rotorique* estimés. D'après leurs erreurs d'estimation, on note que l'estimation se fait d'une façon satisfaisante. On observe que la résistance rotorique converge très rapidement vers sa valeur réelle. L'erreur d'estimation est acceptable dès que l'estimation a été faite pour un fonctionnement à vide du moteur. On peut noter aussi, que les matrices de covariance de bruits Q et R ont une très grande influence sur les performances du filtre aussi bien au régime transitoire (démarrage) que régime permanent. En modifiant Q et R on peut obtenir un fonctionnement optimal du filtre en régime transitoire ainsi qu'en régime permanent.

IV.10. Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté une étude théorique sur les estimateurs, puis on a exposé la théorie des observateurs tout en citant les familles d'observateurs les plus connues. Une étude sur le filtre de Kalman a été présentée dans ce chapitre.

L'introduction du filtre de Kalman étendu à la vitesse au sein d'une commande vectorielle indirecte apporte des performances remarquables au système d'entraînement global. En effet, les résultats de simulation montrent que ce filtre stochastique possède une grande robustesse lors de l'application du couple de charge, l'inversion du sens de rotation, et lors de l'injection du bruit de mesure sur les courants.

Les réglages des matrices Q et R ont été effectués par des essais en simulation (tâtonnement) afin d'assurer une stabilité dans toute la plage de vitesse, tout en respectant un compromis avec la dynamique et les erreurs statiques. Ces réglages ne sont sûrement pas optimaux mais les qualités de ce filtre assurent un fonctionnement correct.



Conclusion Générale

Conclusion Générale

Le travail effectué dans ce mémoire propose une amélioration de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il expose la synthèse d'une commande vectorielle indirecte des machines asynchrones basée sur l'orientation du flux rotorique ainsi que la commande par logique floue et les observateurs stochastiques non linéaires (Filtre de Kalman étendu).

Nous avons présenté en premier lieu, le modèle mathématique de la machine à induction dans le repère de *Park* associé à un onduleur de tension suivi par une représentation d'état du modèle ainsi développé.

Ensuite, afin de mieux commander la vitesse de la machine asynchrone, on a appliqué la technique de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (*IFOC*) à la MAS pour maîtriser la difficulté de son réglage. En outre, on a associé à cette technique de commande un régulateur de vitesse de type PI, ce qui a permis d'obtenir de bonnes performances en terme de poursuite et de rejection de la perturbation.

Cependant, cette structure dépend fortement de la variation des paramètres de la machine à induction (variation de la résistance rotorique) provoquant la dégradation des performances de la commande (perte de découplage).

L'étude théorique à fait l'objet d'une validation par simulation numérique dans l'environnement *SIMULINK*. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de l'approche proposée. Le comportement du système d'entraînement a été vérifié par des tests de robustesse.

Pour une commande vectorielle, les paramètres de la machine à induction doivent être connu assez précisément, par contre les effets séparés ou simultanés des phénomènes inhérents au fonctionnement propre de la machine à induction tel que la température, la saturation et l'effet de peau engendrent des variations paramétriques qui provoque la dégradation des performances du système d'entraînement.

Après, l'approche de la commande par la logique floue a été présentée et appliquée avec succès à la conception d'un régulateur de vitesse et du courant de la machine asynchrone. En effet, grâce à sa facilité d'implantation et sa capacité de traiter l'imprécis, cette technique nous a permis aussi d'obtenir de bonnes performances de la commande de vitesse en assurant la poursuite de la consigne souhaitée.

La connaissance de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine à induction.

Pour améliorer les performances, et estimer la vitesse. Nous avons proposé le filtre de Kalman étendu.

Nous avons donné un aperçu théorique sur les variations des paramètres en régime permanent, suite à cette étude, on conclut que les incertitudes sur les paramètres de la machine à induction présentent un problème du point de vue de la commande. Pour pallier à ce problème, nous avons proposé une technique d'estimation des paramètres de la machine en utilisant le filtre de Kalman étendu.

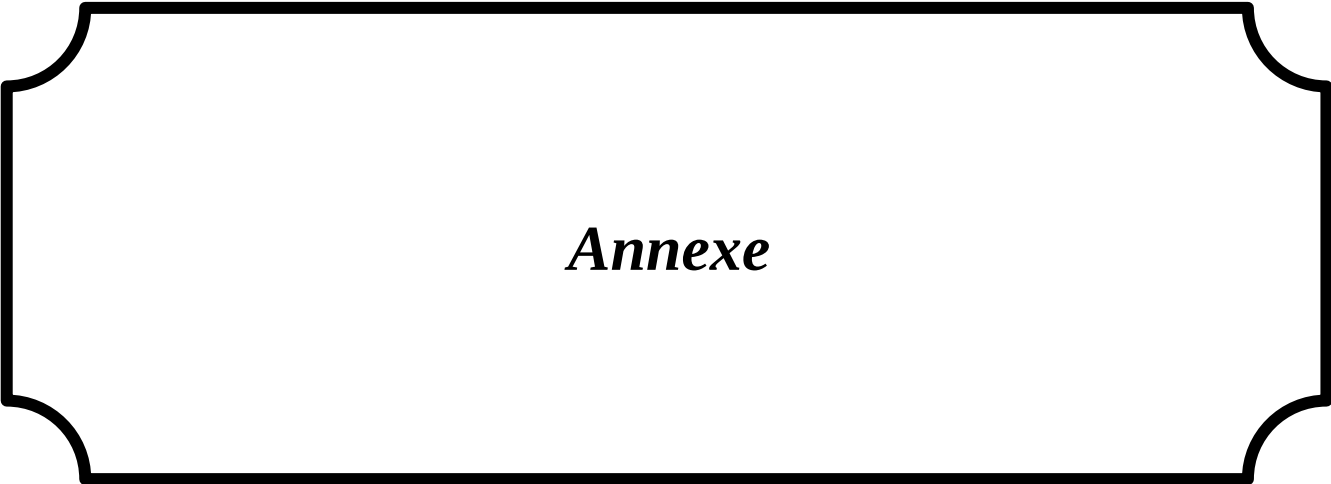
L'analyse de cette approche via les résultats de simulation obtenus, a montré la robustesse de celle-ci face aux variations paramétriques.

L'introduction de la logique floue dans la commande des machines asynchrones améliorera sans doute ses performances par rapport à la commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques du type PI. En plus, l'utilisation des algorithmes d'observation comme le filtre de Kalman nous a permis d'éliminer les capteurs de vitesse qui posent des problèmes techniques et un coût élevé.

D'autre part, il n'existe pas de méthode bien déterminée pour calculer les gains du régulateur flou et les matrices de covariance Q et R du filtre qui donnent les meilleures performances statiques et dynamiques de la réponse en vitesse.

C'est pourquoi on proposera ces quelques suggestions et perspectives suivantes:

- Faisant appels aux méthodes d'optimisation pour dimensionner d'une manière optimale les gains du régulateur flou ainsi que les matrices de covariance Q et R du filtre (EKF).
- Etablir la commande de la MAS avec le modèle étendu aux divers paramètres de la machine, notamment la résistance rotorique.
- Effectuer une estimation des divers paramètres de la MAS en temps réel (implémentation sur DSP)...etc.



Annexe

Annexe

Paramètres de la Machine à induction utilisés (Simulation)

Paramètres électriques

$R_s = 4.85\Omega$	Résistance du stator
$R_r = 3.805\Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.274H$	Inductance du stator
$L_r = 0.274H$	Inductance du rotor
$M = 0.258H$	Inductance mutuelle
$P = 1.5kW$	Puissance électrique
$V_s = 220/380V$	Tension du stator

Paramètres mécaniques

$J = 0.031kgm^2$	Moment d'inertie
$f_m = 0.008SI$	Coefficient de frottement

Paramètres électromagnétiques

$C_e = 10Nm$	Couple électromagnétique
--------------	--------------------------

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] **M. Elkhier, B. Abbas** « *Commande par logique floue d'une machine asynchrone a double stator*», Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila 2004/2005
- [2] **Z. Salim, B. Toufik** « *Modélisation et commande floue d'une machine asynchrone alimentée en tension* », Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila 2003/2004
- [3] **F. LAMOURI, A. MOHAMED** « *Diagnostic par logique floue appliqué à la machine asynchrone*», Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila 2006/2007
- [4] **H. Salah, C. Mourad** « *Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone* », Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de m'sila 2005/2006
- [5] **M. Kherbouche Mohamed**« *Minimisation du courant statorique par l'optimisation du niveau de flux dans une machine à induction commandée par la méthode de flux oriente*», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique ,2005.
- [6] **M. Abderrahmane, B. Bachir** « *Commande sans capteur de vitessed'une machine a induction*», Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de M'sila 2006/2007.
- [7] **B. Rabah, B.Bilal** « *Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur*», Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique ,2008.
- [8] **] Dr A. Meroufel** «*Contrôle de la machine asynchrone*», Support de cours, Université Djillali Liabès – Sidi bel-abbès ,2008/2009
- [9] **R.SalahEddine** «*Commande de machine électrique en environnement Matlab/simulink et temps réel*», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université Mentouri de Constantine, 2009
- [10] **L. Abdelhak, B. Moustafa** «*Commande floue avec adaptation des gains de commande*», Mémoire d'ingénieur, Université Mohamed Boudiaf de m'sila ,2007/2008
- [11] **E.Youcef**« *Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté*», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, 2009
- [12] **M. Laamayad Tahar** «*Commande optimale d'une machine asynchroneapport de la logique floue*», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, 2008
- [13] **T.Belkacem** «*Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable*», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, 2008
- [14] **M.Salima** «*Commande adaptative et Prédictive de la machine asynchrone*», thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2009

- [15] **R. Rijason** «*Commande vectorielle du moteur asynchrone triphasé avec alimentation en courant*», Mémoire d'ingénieur, école supérieure polytechnique d'Antananarivo, 2007
- [16] **B. Lotfi** «*Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*», thèse doctorat, U.F.R Sciences & Techniques, 1999
- [17] **G. BUCHE** «*Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/simulink*», Mémoire d'ingénieur C.N.A.M, centre régional associé de Grenoble (C.U.E.F.A), 2001.
- [18] **B.Lotfi** «*Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec estimation de la vitesse par réseaux de neurones*», thèse doctorat, université du Québec à Trois-rivières, 2005.
- [19] **M. Medsalah** «*Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP)*», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna.
- [20] **F. Amor** «*Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique*», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, 2009 .
- [21] **N. Boumedyen, B.Said** «*Commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à double étoile*», Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique ,2007
- [22] **A. Mechernene, M. Zerikat, S. Chekroun** «*Commande vectorielle sans capteur d'un moteur asynchrone associée à un observateur basé sur un mécanisme d'adaptation par réseaux de neurones*», thèse d'ingénieur, Université de Bechar, CIGE'10, 03-04 Novembre 2010
- [23] **M. LOUDAHI Mehena.** «*Commande d'une machine asynchrone monophasée par logique floue*», thèse d'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique ,2004
- [24] **B. Ferdia Abdelkader** «*Commande non Linéaire d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents*», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, 2006.
- [25] **A. Djamila** «*Commande d'une machine asynchrone sans capteur mécanique, à l'aide de régulateurs fractionnaires*», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de **BISKRA**, 2011.
- [26] **Y. Khaled** «*Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé*», Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de TIZI-OUZOU, 2005.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER EN
GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : INGENIERIE DES SYSTEMES ELECTROMECHANIQUES

Proposé et dirigé par : **Mr. LAAMARI Yahia**

Présenté par : **TOUNSI Kamel**

Thème

Commande floue sans capteur d'une machine asynchrone

Résumé :

Le présent travail a pour objectif principal d'établir une commande vectorielle floue sans capteur de vitesse. Cette dernière sera réalisée en associant simultanément à la commande vectorielle indirecte (IFO) d'un Moteur Asynchrone (MAS) alimenté par un convertisseur de tension, un régulateur flou et un observateur stochastique non linéaire. En fait, nous introduisons une nouvelle structure du régulateur de vitesse basée sur la théorie de la logique floue qui substitue le régulateur PI classique. Le Filtre de Kalman étendu sert à estimer la vitesse du rotor afin de réaliser une commande sans capteur robuste et performante même en présence de bruit ou des variations dans les paramètres de la machine à induction.

Mots clés : Moteur asynchrone, modélisation, commande vectorielle, logique floue commande sans capteur, observateurs non linéaires, filtre de Kalman étendu,.