

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

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

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

THEME

**Synthèse d'une Commande Hybride à base d'observateur non
linéaire pour les Machines à inductions**

Proposé et dirigé par :

-M^r . MEKKI Hemza

Présenté par :

-MECHIKI Ayoub

Année Universitaire : 2012 / 2013

N° d'ordre : 071

Remerciements

Je remercie tout d'abord dieu qui m'a donné la force pour réaliser ce mémoire.

*Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance et nos chaleureux remerciements à notre promoteur Monsieur **Mekki hemza**, qui nous a guidé et orienté tout au long de la réalisation de ce travail en prodiguant ses précieux conseils et ses vifs encouragements et surtout sa gentillesse.*

Je remercie vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Je présente mes chaleureux remerciements aux enseignants du département de génie électrique pour leurs aides et orientations durant les années de formation.

Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...

Dédicaces

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

À ma très très chère mère source de tendresse

À mon très cher père, qui m'encourage

Dans les instants délicats

À mes chers frères

À tous mes amis

À tous mes amis d'études

À toute ma grande famille MFLHKK.

Sommaire

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

Chapitre : I

Modélisation et simulation de la machine asynchrone

I.1. Introduction.....	3
I.2. Constitution du moteur asynchrone	3
I.2.1. Les organes mécaniques	3
I.2.2. Le stator	4
I.2.3. L'entrefer	4
I.2.4. Le rotor.....	4
I.3. Utilisation du moteur asynchrone	4
I.4. Avantages et inconvénients du moteur asynchrone	5
I.5. Généralités sur les machines asynchrones triphasées	5
I.5.1. Définition	5
I.5.2. description.....	6
I.6. Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	6
I.6.1. Hypothèses simplificatrices	6
I.6.2. Mise en équations	7
I.6.2.1. Equations électriques	7
I.6.2.2. Equations magnétiques	7
I.6.2.3. Equations mécaniques.....	8
I.7. Transformation de Park.....	9
I.8. Equation électrique et magnétique dans le repères diphasés	10
I.9. Définition des différents référentielles.....	10
I.9.1. Référence (α,β)	11
I.9.2. Référence (x,y)	11
I.9.3. Référence (d,q)	12
I.10. Equation électromagnétique.....	12
I.11. Equation mécanique.....	12
I.12. Mise en équation d'état.....	13
I.13. Simulation de la machine asynchrone.....	14
I.14. Interpretation des resultats de simulation	17
I.15. Conclusion	17

Chapitre : II

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II.1. Introduction	18
--------------------------	----

II.2. Commande vectorielle par orientation du flux	18
II.2.1. Description.....	18
II.2.2. Principe de la commande vectorielle.....	18
II.3. Description de la commande vectorielle indirecte et directe.....	20
II.3.1. Commande indirecte.....	20
II.3.2. Commande directe.....	20
II.4. Commande vectorielle indirecte de la MAS.....	20
II.5. Découplage par compensation.....	21
II.6. Schema bloc de la commande vectorielle.....	22
II.7. Regulation.....	22
II.7.1. Régulateurs des courants	22
II.7.2. Régulateur de flux rotorique.....	23
II.7.3. Régulateur de vitesse	24
II.8. Présentation des résultats de simulation	25
II.8.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	25
II.8.2. Fonctionnement à vitesse variable.....	27
II.8.3. Variation de la résistance rotorique	28
II.9. Conclusion.....	29

Chapitre : III

Commande hybride vectorielle-flou

III.1. Introduction	30
III.2. Un peu d'histoire	30
III.3. Domaine d'application	30
III.4. Principes de base et définition.....	31
III.4.1. Variable linguistique	32
III.4.2. Opérateurs de la logique floue	32
III.4.2.1. L'opérateur ET	32
III.4.2.2. L'opérateur OU	33
III.4.2.3. L'opérateur NON	33
III.4.3. Fonction d'appartenance	33
III.4.4. Sous ensemble flou.....	34
III.5. Implication floue	35
III.6. Réglage et commande par logique floue	36
III.6.1. Structure d'une commande floue	36
III.6.1.1. Fuzzification	37
III.6.1.2. Base de connaissances.....	38
III.6.1.3. Le moteur d'inférence	39
III.6.1.4. Défuzzification	41
III.7. Commande hybride vectorielle-flou (PI.flou).....	42

III.7.1. Régulateur de type mamdani	42
III.7.2. Synthèse du régulateur	42
III.8. Définition des régulateurs de la machine asynchrone	42
III.8.1. Régulateur de la vitesse	43
III.8.2. Régulateur du flux rotorique	43
III.9. Loi de commande	43
III.9.1. Implémentation.....	44
III.9.2. Fuzzification.....	44
III.9.3. Base de règle	45
III.9.4. Défuzzification	46
III.10. Avantages et inconvénients de la commande par logique flou	46
III.11. Les résultats de simultaion	47
III.11.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	47
III.11.2. Fonction à vitesse variable	48
III.11.3. Variation de la résistance rotorique.....	49
III.12. Conclusion.....	50

Chapitre : IV

Observateur de flux et de vitesse de type MRAS

IV.1. Introduction.....	51
IV.2. Notion d'estimation et observation	51
IV.2.1. Notion d'estimation.....	51
IV.2.2. Notion d'observation.....	52
IV.3. Comande sans capteur de vitesse	53
IV.3.1. Méthode avec modèle	53
IV.3.1.1. Méthode à base d'estimateur.....	53
IV.3.1.1.1. La loi d'autopilotage	53
IV.3.1.1.2. Estimation de la vitesse par la technique MRAS	53
IV.3.1.2. Méthode à base d'observateur.....	53
IV.3.1.2.1. Observateur déterministe	54
IV.3.1.2.2. Observateur stochastique (filtre de kalman)	54
IV.3.2. Méthode sans modèle.....	54
IV.3.2.1. Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine	54
IV.3.2.2. Estimation basée sur l'intelligence artificielle	54
IV.4. Technique MRAS	55
IV.4.1. Modèle de référence.....	56
IV.4.2. Modèle ajustable (adaptatif).....	57
IV.4.3. Mécanisme d'adaptation	57
IV.5. résultat de simulation	58
IV.6. Conclusion	61

Chapitre : IIV
Etude Comparative entre la commande vectorielle et la commande par
logique floue

IIV.1. Introduction.....	62
IIV.2. Comparaison au niveau de la variation de la charge	63
IIV.3. Comparaison au niveau de la variation de vitesse	64
IIV.4. Comparaison au niveau de la variation de la résistance rotorique.....	65
IIV.5. Comparaison au niveau de la variation de la charge avec un observateur de type MRAS	66
IIV.5. Comparaison au niveau de la variation de la vitesse avec un observateur de type MRAS	67
IV.6. Conclusion	67
CONCLUSION GENERALE	68
BIBLIOGRAPHIE	70
ANNEXES	72

LISTE de figure

Liste des figures

Figure (I.1) : Machine asynchrone.....	5
Figure (I.2) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée.....	7
Figure (I.3) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.....	9
Figure (I.4) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport au différent référentiels	11
Figure (I.5) : Comportement à vide de la machine asynchrone.....	15
Figure (I.6) : Comportement en charge de la machine asynchrone application d'un couple résistant de 5N.m à t=1s.....	16
Figure (II.1) : Orientation du flux rotorique	19
Figure (II.2) : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	21
Figure (II.3) : Schéma bloc de la commande vectorielle.....	22
Figure (II.4) : Régulation du courant i_s	23
Figure (II.5) : Régulation du flux.....	23
Figure (II.6) : Schéma fonctionnel de régulateur de la vitesse (PI)	24
Figure (II.7) : Résultats de simulation de la CV lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge à (t=2s).....	26
Figure (II.8) : Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation.....	27
Figure (II.9) : Résultats de simulation de la CV de la MAS lors de la variation de la résistance rotorique.....	28
Figure (III.1) : Fonction d'appartenance :(a) logique classique (b) logique floue	31
Figure (III.2) : Fonction d'appartenance de T (vitesse) = {NG, NP,ZE,PP,PG}.....	32
Figure (III.3) : L'opérateur ET, OU, NON.....	33
Figure (III.4) : Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale	34
Figure (III.5) : Fonction d'appartenance sigmoïdale et gaussienne.....	34
Figure (III.6) : Représentation d'un sous ensemble flou et principales caractéristiques.....	34
Figure (III.7) : Structure de base d'un RLF.....	37
Figure (III.8) : Méthode de fuzzification.....	37
Figure (III.9) : Fuzzification continue avec trois fonctions d'appartenance d'entrée et deux règles.....	38
Figure (III.10) : Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles.....	39
Figure (III.11) : Méthode d'inférence max-prod pour deux variables d'entrée et deux règles.....	40
Figure (III.12) : Méthode d'inférence somme-prod pour deux variables d'entrée et deux règles.....	41
Figure (III.13) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou.....	42
Figure (III.14) : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.....	45
Figure (III.15) : Matrice d'inférence des règles floues.....	45
Figure (III.16) : Résultats de simulation de PI flou, par un contrôleur flou.....	47
Figure (III.17) : Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation à t=2sec.....	48
Figure (III.18) : Réponse du système lors de la variation de la résistance rotorique de la machine par un contrôleur flou.....	49

Figure (IV.1) : Schéma bloc d'un estimateur.....	51
Figure (IV.2) : Principe d'un observateur.....	52
Figure (IV.3) : Schéma bloc d'un estimateur de flux rotorique et vitesse par la méthode de MRAS.....	55
Figure (IV.4) : Résultats de simulation de la commande sans capteur par la technique MRAS...	59
Figure (IIV.1) : Réponse du système en charge pour la variation de la charge.....	63
Figure (IIV.2) : Réponse du système pour la variation de la vitesse.....	64
Figure (IIV.3) : Réponse du système en charge pour la variation de la résistance rotorique.....	65
Figure (IIV.4) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant la technique MRAS.....	66
Figure (IIV.5) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant la technique MRAS.....	67

Notations et Symboles

MAS	: Machine asynchrone.
s, r	: Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
a, b, c	: Indice correspondants aux trois phases a , b, c.
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	: Tension d'alimentation des phases statoriques.
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	: Tension d'alimentation des phases rotoriques.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Courants statoriques.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Courants rotoriques.
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux statoriques.
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Flux rotoriques.
L_{ss}	: La matrice des inductances statoriques.
L_{rr}	: La matrice des inductances rotoriques.
R_s, l_s	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_{sr}	: Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
M_s	: Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	: Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
θ	: Angle électrique.
(α, β)	: Axes fixés au stator.
(x, y)	: Axes fixés au rotor.
(u, v)	: Axes biphasé.
(d, q)	: Axes fixés par rapport au champ tournant.
θ_s, θ_r	: Déphasage de l'axe directe par rapport au stator et rotor.
$[P]$: Matrice de transformation de PARK.
ω_s	: Pulsation statorique.
ω_r	: Pulsation rotorique.
ω_g	: Pulsation de glissement. Pulsation de glissement.
P	: Nombre de paires de pôles.
C_r	: Couple résistant.
Ω	: Vitesse angulaire de rotation.
f	: Coefficient de frottement.
J	: Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
C_e	: Couple électromagnétique.
σ	: Coefficient de dispersion.
$[A]$: Matrice de transition.
$[B]$: Matrice de commande.
T_r	: Constante de temps rotorique.

T_s	: Constante de temps statorique.
V_{eff}	: Valeur efficace de tension.
S	: Opérateur dérivée de LAPLACE.
K_p	: Facteur de proportionnalité.
K_i	: Facteur intégral.
PI	: Régulateur proportionnel-intégral.
$C.V$: Commande Vectorielle.
A, B	: Ensembles flous.
$e, \Delta e$: Erreur de vitesse et sa variation.
$G_e, G_{\Delta e}$: Facteurs d'échelles du régulateur flou.
μ	: Fonction d'appartenance.
FOC	: (field oriented command) commande par orientation du flux.
RLF	: régulateur par logique floue.
MCC	: Machine à Courant Continu.
$f.e.m$: Force électromotrice.
$f.m.m$: Force magnétomotrice.
$Park-1$: Transformation de Park inverse.
FLC	: contrôleur par la logique floue.

INTRODUCTION GENERALE

- **Généralité**

La machine à courant continu a régné en maître jusqu'à ces dernières années car bien que le coût de fabrication soit assez élevé, les possibilités de réglage (découplage naturel entre le courant dans l'induit et le flux) sont simples à mettre en œuvre, mais la présence du système collecteur – balais limite sa puissance, sa vitesse, et exige une maintenance permanente, comme l'interdit de son emploi dans les domaines poussiéreux et explosif.

Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la vitesse variable ou du positionnement, elle présente l'avantage d'être robuste, peut coûteuse. Mais malgré tous les avantages cités précédemment, la commande des machines asynchrones pose de problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps. Les recherches ont donné un essor appréciable à la commande vectorielle.

L'introduction de la commande vectorielle par Blaschke en 1971, a permis d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'obtenir un contrôle semblable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

La technique de la commande hybride (vectoriel-floue) fait partie des nouvelles méthodes dans ce domaine.

- **Problématique**

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, est basée sur un contrôle effectif de l'état magnétique et du couple électromagnétique. Elle a été, ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Cette structure peut être dégradée par les dérives paramétriques causées par l'échauffement du stator et du rotor, et elle nécessite la mise en place d'un capteur mécanique (vitesse, position angulaire) et électrique (flux, courant, tension et couple) qui sont en général coûteux, fragiles et affectent la fiabilité même de la commande.

Plusieurs recherches concernant la commande vectorielle sans capteur de vitesse ont été récemment proposées. Ces recherches utilisent des méthodes différentes pour identifier la vitesse de la machine asynchrone.

Ce mémoire traite principalement une commande hybride basée sur la Logique Floue (vectorielle-Floue) sera aussi effectuée après sa un observateur de flux et de vitesse de type MRAS.

- **Structure du mémoire**

Pour satisfaire les besoins de ce travail, le mémoire est composé de Cinq chapitres, présentés ci-après.

- ✓ Dans le premier chapitre, on rappellera le principe de modélisation de la machine dans le repère diphasé de Park, en décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la machine. Finalement nous exposons les résultats de simulation lors du fonctionnement à vide et en charge.
- ✓ Le second chapitre concerne, la commande par orientation du flux et plus particulièrement celle du flux rotorique. à utiliser ainsi qu'une présentation des résultats de simulation lors du fonctionnement en charge et variation de vitesse et de résistance rotorique.
- ✓ Le troisième chapitre on a appliqué une commande hybride (vectorielle-floue) à utiliser ainsi qu'une présentation des résultats de simulation lors fonctionnement en charge et variation de vitesse et de résistance rotorique.
- ✓ Le quatrième chapitre sera aussi effectué après sa un observateur de flux et de vitesse de type MRAS sera aussi synthétisé à la fin une simulation numérique qui sera effectué dans le but de montré l'efficacité et la robustesse de ces techniques de commande à base d'observateur.
- ✓ Le dernier chapitre concerne, l'étude comparative entre les deux stratégies de la commande vectorielle et la commande par logique floue a été effectuée pour montrer l'efficacité et la robustesse.

Enfin, une conclusion générale sera présentée avec des perspectives envisagées.

CHAPITRE 01

Modélisation et Simulation de la Machine Asynchrone

I.1. INTRODUCTION :

Le moteur asynchrone ou moteur d'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 facile à construire. Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques [2-3].

La simulation est un moyen efficace et économique, utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Plusieurs outils (spécialisés ou non) de simulation sont utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance ou de la commande des machines électriques : ATOSEC5, EMTP, SPICE, SIMNON, MATLAB, SIMULINK, etc. La difficulté de simulation du moteur asynchrone provient de sa structure fortement non-linéaire.

I.2. CONSTITUTION DU MOTEUR ASYNCHRONE :

Le moteur asynchrone comporte une partie fixe constituée d'une carcasse à l'intérieur de laquelle sont logés le circuit magnétique et le bobinage de stator d'une part, et une partie mobile appelée rotor d'autre part.

La carcasse nervurée à ailettes longitudinales et un monobloc en fonte ou en acier. Sur chaque moteur est fixé côté opposé à l'accouplement un capot, en tôle d'acier ou alliage d'aluminium ou polyester thermodurcissable armé de fibre verre, à l'intérieur du quelle se trouve le ventilateur monté sur l'arbre.

Les circuits magnétiques sont fabriqués avec de la tôle magnétique au silicium, à faible pertes et isolée double face, elle est découpée à la presse, encochée puis empilée.

Le bobinage statorique ou rotorique des moteurs à bagues est réalisé en fil de cuivre rond isolé à l'émail synthétique pour les moteurs à basse tension (jusque 660v) ou en fil méplat émailler ou nu isolé par ruban de mica dans le cas des moteurs à moyenne et haute tension (jusque 15kv)[4].

I.2.1. Les organes mécaniques :

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuge, des efforts de torsion

(couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation [4].

I.2.2. Le stator :

Cette partie fixe de la machine crée le champ tournant. Elle est organisée en un circuit magnétique circulaire et creux. Sur la périphérie aucune intérieure des encoches sont aménagées pour recevoir les enroulements du bobinage.

Son alimentation peut être effectuée directement par le réseau industriel triphasé ou par le biais d'un convertisseur d'énergie adapté pour permettre une variation de vitesse. Cette partie sera abordée ultérieurement.

I.2.3. L'entrefer :

Cette partie amagnétique est d'épaisseur la plus faible possible (de l'ordre du millimètre). Cette caractéristique appelle plusieurs remarques :

- L'épaisseur réduite rend la taille de l'entrefer sensible aux variations dues aux encoches statorique.

Ceci crée des harmoniques dites d'encoches. Pour les réduire, les encoches sont fermées par des cales magnétiques qui maintiennent le bobinage.

- Sur les machines volumineuses, un si faible épaisseur impose peu de fléchissement de la partie centrale.

Il doit en être tenu compte dans le dimensionnement mécanique.

I.2.4. Le rotor :

C'est par le rotor, la partie mobile, que la machine asynchrone se distingue de l'autre machine triphasée, la machine synchrone. De manière générale, le rotor est le siège de grandeurs électromagnétiques variables. Pour limiter les pertes, le circuit magnétique sera donc feuilleté.

Les enroulements rotoriques sont toujours en court-circuit. Les différentes propriétés du circuit électrique seront développées dans la partie relative à la modélisation de la MAS. Mais d'ores et déjà, suivant les caractéristiques électromécaniques que l'on souhaite obtenir, on développe des rotors à cage ou bobinés.

I.3. UTILISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE :

Avec les technologies récentes avancées faites sur les microprocesseurs, il est maintenant possible de développer des contrôleurs fiables, qui permettent de contrôler le moteur asynchrone avec la précision et la dynamique requise pour les applications de systèmes asservis. De plus, le moteur synchrone est certainement le moteur le plus robuste et le mieux connu actuellement [4].

Le moteur asynchrone est considéré comme le moteur universel de l'industrie. Il est estimé comme étant utilisé dans 80% des applications industrielles, bien que la plus-part soit des applications à vitesse constante telles que les ventilateurs et les pompes. Les principaux avantages des moteurs asynchrones sont la robustesse de sa conception, sa facilité de

maintenance et son faible cout de construction (absence de matériaux couteux) et d'opération. Comparé à un moteur à courant continu à aimants permanents équivalent, le moteur asynchrone peut atteindre potentiellement de plus grandes vitesses avec un poids et une inertie moindres. De plus, ils n'ont pas les problèmes de maintenances liés aux balais.

Dans un moteur asynchrone le rotor produit de la chaleur difficile à évacuer tout comme cela est le cas pour le moteur à courant continu avec balais. Le moteur à induction n'est pas non plus capable de rivaliser avec les densités de flux produites par les aimants permanents en matériaux terre-rare. Ainsi, le moteur à induction est plus volumineux et plus lourd que les moteurs équivalents à aimants permanents.

De la même façon, le rotor du moteur à induction (équipé d'un bobinage ou d'une cage d'écuréuil) a une inertie supérieure à celle du rotor d'un moteur synchrone à aimants permanents équivalent. Ce qui le rend moins apte pour les applications avec de fortes accélérations. [4].

I.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DU MOTEUR ASYNCHRONE :

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans le tableau suivant [5]:

Avantage	Inconvénient
<ul style="list-style-type: none"> ☞ La robustesse ☞ La simplicité de construction ☞ Leurs bas couts ☞ Un rendement excellent 	<ul style="list-style-type: none"> ☞ Non découplage naturel ☞ Non linéarités

I.5. GENERALITES SUR LES MACHINES ASYNCHRONES TRIPHASEES :

I.5.1. Définition :

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 [6].

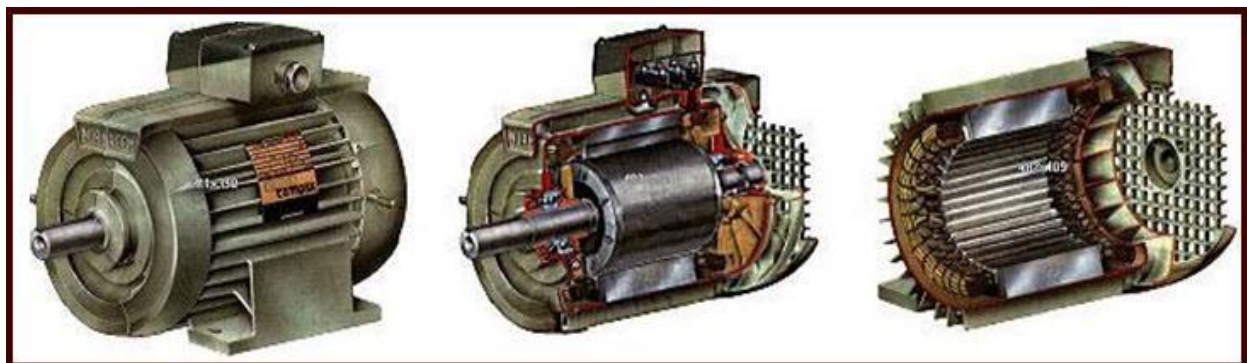


Figure (I.1) : Machine asynchrone.

I.5.2. Description :

Les machines asynchrones sont des convertisseurs électromagnétiques tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur. La machine asynchrone est constituée de deux parties, le stator et le rotor.

Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées par trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit [7].

I.6. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE :

I.6.1. Hypothèses simplificatrices:

L'étude de la modélisation d'une machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [8] :

- ✓ L'entrefer constant.
- ✓ L'effet des encoches négligé.
- ✓ La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- ✓ Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ✓ Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- ✓ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, n'est pas prise en compte.
- ✓ L'additivité des flux.
- ✓ La constance des inductances propres.

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (I.2), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ($2\pi/3$), ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence (r_a) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (s_a). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone [1].

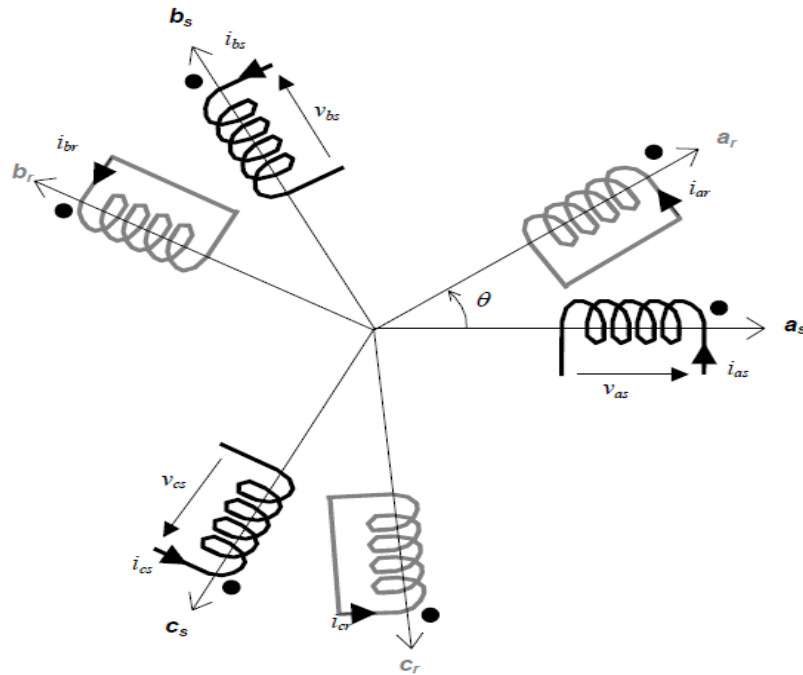


Figure (I.2) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

I.6.2. Mise en équations :

I.6.2.1. Equations électriques :

a. Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

b. Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

En désignant par:

- V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.
- i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.
- $\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.
- r_s : Résistance d'une phase statorique.
- r_r : Résistance d'une phase rotorique.

I.6.2.2. Equations magnétiques :

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

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & I_s & M_s & M_2 & M_1 & M_2 \\ M_s & M_s & I_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 & I_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & I_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Avec :

l_s, l_r : Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r : Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et rotoriques.

M_1, M_2, M_3 : Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

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

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.6})$$

$$[\Phi_{rabc}] = [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_{rr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.7})$$

Avec :

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

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

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

I.6.2.3. Equations mécaniques :

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{I.9})$$

Le couple est donné par l'expression suivante:

$$C_e = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}] \frac{d}{dt} [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position.

Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

I.7. TRANSFORMATION DE PARK :

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé.

Elle s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire, directe et en quadrature [1]. Selon la figure (I.3) la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} \left(V_{sa} \cos(\theta_a) + V_{sb} \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc} \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ V_{sv} = \frac{2}{3} \left(V_{sa} \sin(\theta_a) + V_{sb} \sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{sc} \sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

θ_a : Représente l'angle instantané entre la phase de l'axe x_a et l'axe u .

$\omega_a = d\theta / dt$: Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasés par rapport aux systèmes d'axes triphasés.

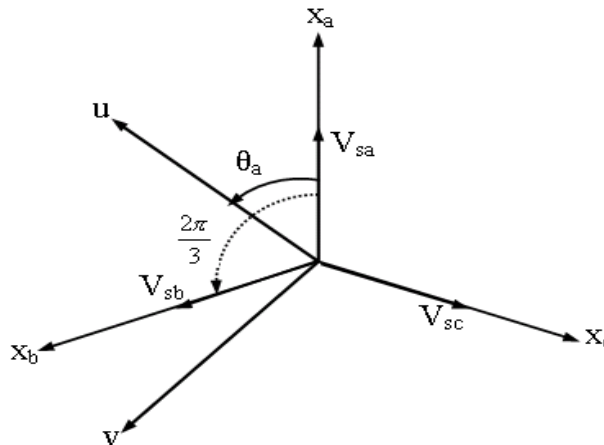


Figure (I.3) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement.

On ajoute l'expression homopolaire V_{so} à l'équation (I.11) pour équilibrer la transformation

$$V_{so} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (\text{I.12})$$

La composante homopolaire V_{so} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés. D'après les équations (I.11) et (I.12) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_0)] \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

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

$$[P(\theta_0)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Les variables triphasées réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (V_{su}, V_{sv}) par la transformation inverse comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = [P(\theta_0)]^{-1} \begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

La matrice inverse de Park est donnée par :

$$[P(\theta_0)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

I.8. EQUATION ELECTRIQUES ET MAGNETIQUE DANS LE REPERE DIPHASE:

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v).

Après tout développement de calcul, les équations (I.1), (I.2), (I.3) et (I.4) donnent alors lieu aux systèmes suivants:

$$\begin{bmatrix} V_{sv} \\ V_{su} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rv} \\ V_{ru} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sv} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Avec :

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

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

$M_0 = 3/2 M$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

I.9. DEFINITION DES DIFFERENTS REFERENTIELS :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application [8]. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux présentés dans la figure (I.4).

- ✓ Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = 0$) (—)
- ✓ Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_s$) (- -)
- ✓ Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\theta_a = \theta_r$) (- . -)

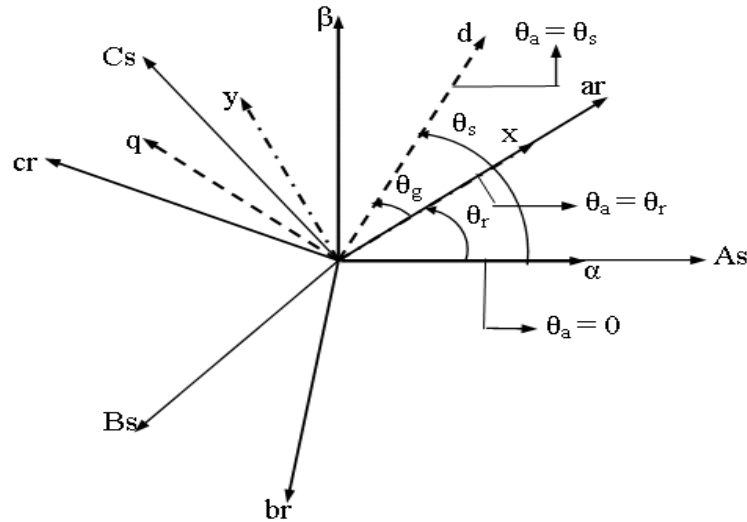


Figure (I.4) : Définition des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels.

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du repère lié au champ tournant.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse électrique de glissement.

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse électrique de rotation du rotor par rapport au stator.

I .9.1. Référence (α, β) :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \implies \begin{cases} U \rightarrow \beta \\ V \rightarrow \alpha \end{cases} \text{ et } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = 0$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

I .9.2. Référence (x, y) :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = 0 \implies \begin{cases} U \rightarrow x \\ V \rightarrow y \end{cases} \text{ et } \frac{d\theta_a}{dt} = \omega = \omega_a$$

Les équations électriques prennent la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

I.9.3. Référence (d,q) :

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_a = \theta_s \implies \begin{cases} U \rightarrow d \\ V \rightarrow q \end{cases} \quad \text{et} \quad \omega_s = \frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a \quad \text{avec} \quad \omega_s - \omega = \omega_r$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dx} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Cette dernière représentation fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite ce choix et les modèles d'action dépendent de la position du référentiel par rapport aux divers axes de flux [9].

I.10. EQUATION ELECTROMAGNETIQUE :

Les différentes expressions du couple électromagnétique, sont exprimées en fonction des flux et courants statoriques et rotoriques par les équations suivantes :

$$C_e = p[\Phi_{su}i_{sv} - \Phi_{sv}i_{su}] \quad (\text{I.27})$$

$$C_e = p[\Phi_{rv}i_{ru} - \Phi_{ru}i_{rv}] \quad (\text{I.28})$$

$$C_e = \frac{pM}{L_s} [\Phi_{su}i_{sv} - \Phi_{sv}i_{su}] \quad (\text{I.29})$$

$$C_e = \frac{pM}{L_r} [\Phi_{rv}i_{ru} - \Phi_{ru}i_{rv}] \quad (\text{I.30})$$

p : Nombre de paire de pôles.

I.11. EQUATION MECANIQUE :

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante :

$$J\dot{\Omega} + f\Omega = C_e - C_r \quad (\text{I.31})$$

Avec :

J : Moment d'inertie.

f : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

C_e : Couple électromagnétique

Ω : Vitesse mécanique de rotation. Avec $\omega = p \Omega$.

I.12. MISE EN EQUATION D'ETAT :

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'état. Notre représentation sera du type :

$$\begin{aligned}\dot{[X]} &= [A][X] + [B][U] \\ [Y] &= [C][X] + [D][U]\end{aligned}$$

[U] : vecteur de commande,

[Y] : vecteur de sortie,

[A] : matrice fondamentale qui caractérise le système,

[B] : matrice d'application de la commande,

[C] : matrice de sortie (matrice d'observation),

[D] : matrice de transmission directe.

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur $[I_{sd} \quad I_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]$ comme vecteur d'état.

On utilisant les relations (I.25) et (I.26), et après arrangement le système prend la forme générale suivant :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{dI_{sd}}{dt} &= -R_t I_{sd} + \omega_a I_{sq} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} &= -R_t I_{sq} - \omega_a I_{sd} - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \Phi_{rd} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_r \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} - \omega_r \Phi_{rd} \end{aligned} \right. \quad (I.32)$$

Donc la représentation d'état est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{sd}}{dt} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_t & \omega_a & \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} & \frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r \\ -\omega_a & -R_t & -\frac{(1-\sigma)}{\sigma M} \omega_r & \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r M} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Avec :

$$R_t = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

I.13. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de cette dernière. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma bloc à partir duquel la machine asynchrone est alimentée directement par le réseau triphasé [220/380V, 50Hz]. Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe [A].

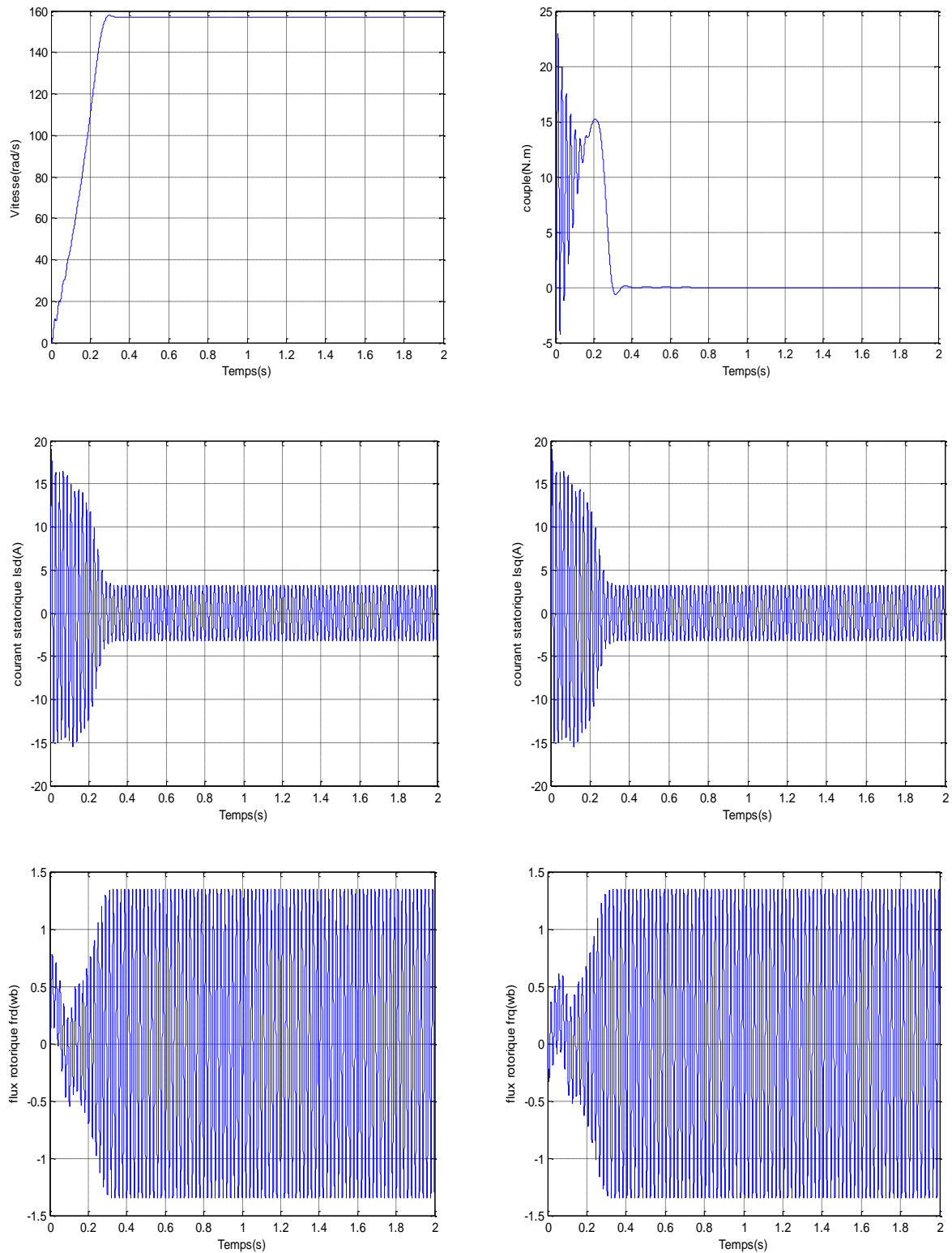
Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes constantes, elles peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_{eff} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.34)$$

Avec :

V_{eff} : Valeur efficace de tension.

$\omega = 2\pi f$, et f représente la fréquence d'alimentation.

A vide :**Figure(I.5) : Comportement à vide de la machine asynchrone.**

❖ **En charge :**

Le comportement en charge de la machine asynchrone est visualisé à la figure (I.6):

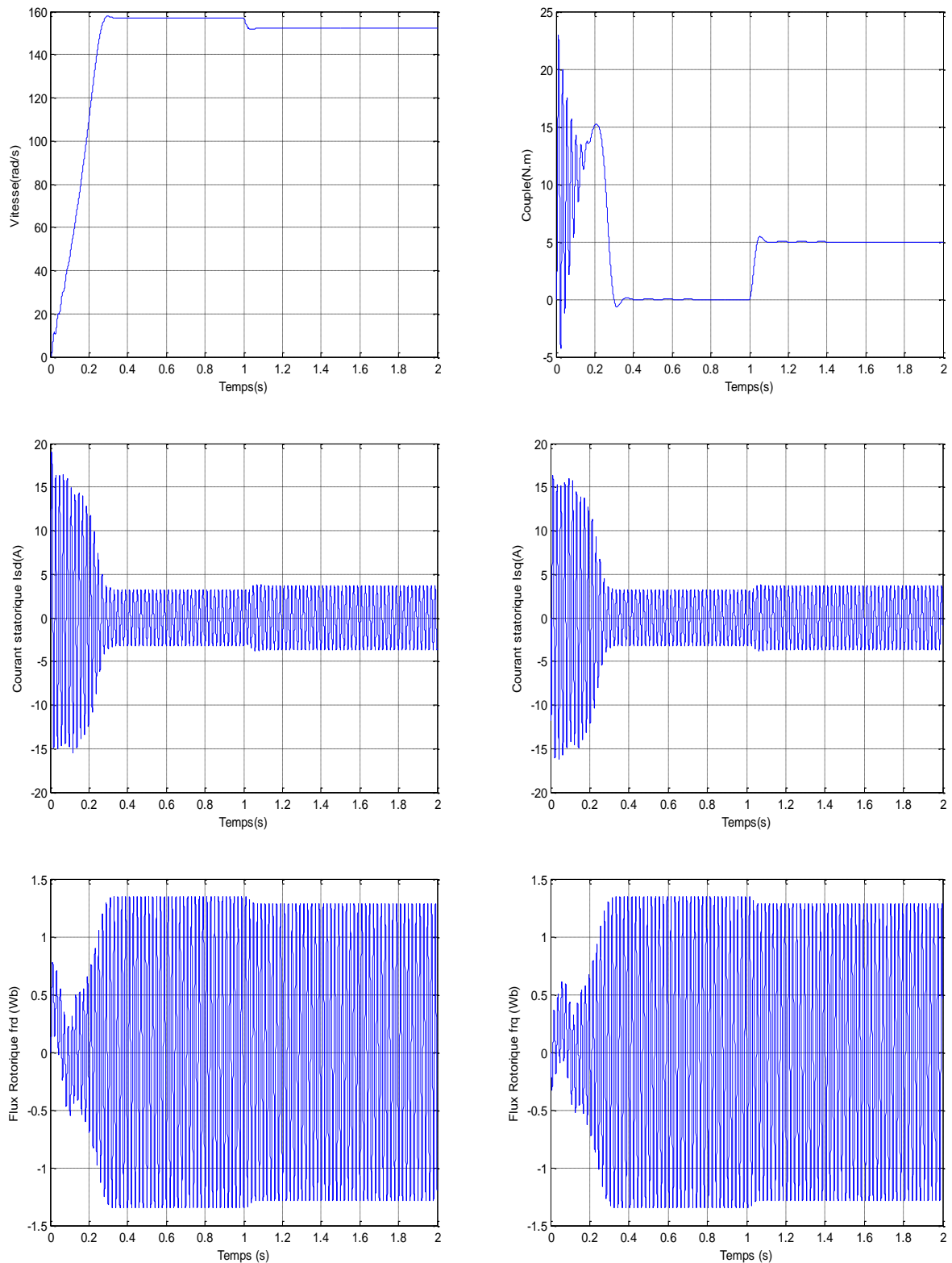


Figure (I.6): Comportement en charge de la machine asynchrone application d'un couple résistant de 5 N.m à $t = 1$ s.

I.14. Interprétation des résultats de simulation :

Les résultats de simulation obtenus pour fonctionnement à vide ($Cr = 0N.m$) pour le 1^{er} teste et en charge nominal ($Cr = 5N.m$) applique à $t=1s$ pour le 2^{eme} teste.

A vide :

La courbe de couple électromagnétique ce présente aux première instants de démarrage des battements importants, il y a un fort appel de courant, en régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule.

L'allure de la caractéristique de vitesse, permet de constater que présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. La vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme (puisque le glissement faible).

La courbe de courant statorique présente un l'appel au courant est fort au démarrage, le courant augment à cause l'augmentation du couple, mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constant.

La courbe de flux rotorique présente des dépassements excessifs de faible amplitude mais il disparaissent au bout de quelques alternances et obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

En charge :

Nous avons appliqué à l'arbre de le machine un couple résistant ($Cr=5N.m$), nous constatons que :

Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de couple résistant ($5N.m$) applique. On constate une décroissance de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement, ce qui est un résultat évident (la vitesse diminue pour les surcharges).

On remarque que le courant statorique évolue selon la charge applique à l'arbre de la machine.

Le flux rotorique diminue durant l'application de la charge ce que prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

I.15. CONCLUSION :

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasé et le modèle de Park. (Biphasé) équivalent.

Par la suite, on a étudié La modélisation de la machine asynchrone La présentation du modèle de la MAS sous forme de schéma bloc nous a permis de voir les caractéristiques de la MAS et de valider le modèle obtenu.

D'autre part nous avons constaté que la vitesse de rotation du moteur chute lorsque on augmente la charge, ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

Pour obtenir des meilleures performances dynamiques de la machine en boucle fermée, on adopte la commande vectorielle à flux orienté qui sera détaillé dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 02

COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

II.1. INTRODUCTION :

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. En effet, dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé, ce qui lui permet de disposer des capacités de couple intéressantes notamment à faible vitesse.

Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celle de la machine à courant continu, il faut par un système de commande extérieure à la MAS, réaliser un découplage du flux et du couple, ce qui évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple [1]. Cela est réalisé par la commande vectorielle à flux orienté qui consiste à travailler dans un repère biphasé dont l'axe tournant est porté par la direction du vecteur flux. Le modèle de la MAS est décrit par des grandeurs continues, et le couple électromagnétique s'écrira de façon similaire à celui d'une machine à courant continu.

Dans ce chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux à la machine asynchrone alimentée en tension, où l'aspect théorique de la commande est présenté. Les structures sont alors simulées en mode de variateurs de vitesse pour différentes charges.

II.2. COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX :

II.2.1. Description :

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux Composantes du repère (d,q) : le flux rotorique et le courant statorique.

Elle présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine, et fait Apparaître la machine asynchrone comme l'association de deux machines a courant continu. Cependant on remarque la complexité d'un contrôle du couple.

La commande par orientation du flux, consiste à régler le flux par une composante du Courant statorique et le couple par l'autre composante de ce même courant [10].

Le flux (Φ) peut représenter:

- ✓ Flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r, \Phi_{rq} = 0$
- ✓ Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s, \Phi_{sq} = 0$
- ✓ Flux d'entrefer : $\Phi_{rg} = \Phi_g, \Phi_{gq} = 0$

II.2.2. Principe de la commande vectorielle :

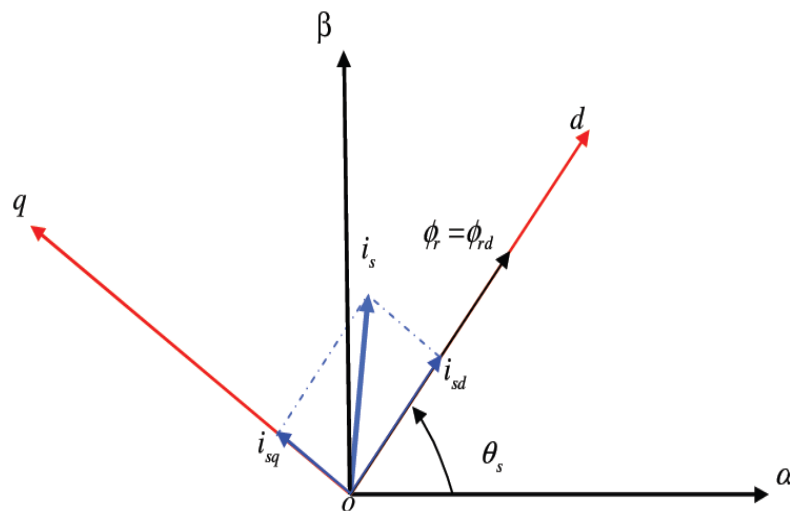
Dans les machines électriques, le couple électromagnétique s'exprime par un produit vectoriel du courant induit et du flux inducteur. Pour une machine à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont naturellement orthogonaux. Ainsi, le couple est maximal ce qui donne aux machines à courant continu des performances remarquables en commande. Au contraire, une machine asynchrone présente un fort couplage entre toutes ses grandeurs électromagnétiques. Le

couple pouvait s'écrire directement en fonction du courant dans le repère (d,q) comme un produit croisé de courants et de flux :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.1})$$

L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu. La composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine et la composante d'axe q joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple. Cette commande appelée « commande à flux orienté » est basée sur un choix judicieux du repère (d,q). Ce dernier orienté de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux désiré.

L'expression du couple se voit alors simplifiée et n'est plus fonction que du flux et du courant en quadrature. Ainsi, en maintenant le flux à une valeur constante, le couple ne dépend plus que de la composante en quadrature du courant statorique (i_{sq}) et peut être contrôlé par celle-ci.



Figure(II.1) : Orientation du flux rotorique

Dans le cas de l'orientation de Φ_r ($\Phi_{rq} = 0$), le couple électromagnétique peut s'exprimer en fonction du flux statorique et la composante du courant i_{sq}

Le couple électromagnétique s'écrit donc :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) \quad (\text{II.2})$$

L'implantation effective de la commande vectorielle nécessite la réalisation d'une structure de contrôle des courants. Elle permet à partir de consignes de flux et de couple, donc d'une amplitude et une orientation donnée du courant statorique dans le référentiel tournant (d,q) , d'imposer une amplitude et une orientation correctes du courant dans le référentiel fixe. Cette structure nécessite la connaissance de la position du référentiel (d,q) , en d'autres termes la position du flux rotorique.

Dans le cadre de notre travail, Nous allons étudié la version indirecte de la commande vectorielle. Cette version, basée sur les équations de la machine dans le référentiel tournant, permet d'estimer la position du flux rotorique. Elle présente l'avantage de ne pas nécessiter la

mesure ou la reconstitution du flux mais exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette position est calculée à partir de la vitesse de la machine et d'autres grandeurs accessibles comme les courants ou les tensions statoriques. Toutefois, l'utilisation du modèle de la machine rend cette solution très sensible à la précision avec laquelle les paramètres du modèle sont connus. Ces paramètres dépendent largement des conditions de fonctionnement (saturation, échauffement, fréquence,...). En cas d'imprécision sur la détermination de ces paramètres, le découplage entre flux et couple ne sera pas assuré. La conséquence serait une dégradation des performances dynamiques et statiques. [11]

II.3. DESCRIPTION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE ET DIRECTE :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté, est dite directe ou indirecte selon la méthode d'estimation du vecteur flux rotorique.

II.3.1. Commande indirecte :

Dans cette méthode, le flux n'est ni mesuré, ni reconstruit. Son orientation est réalisée par la position déduite par intégration de la pulsation d'auto pilotage. En revanche, l'inconvénient de l'estimation indirecte du flux, c'est que sa précision est affectée par la variation de la résistance rotorique due à la variation de la température, ainsi qu'à la saturation dans le régime transitoire. Il apparaît d'emblée, que toute erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique T_r se répercute directement sur les grandeurs estimées, [12].

II.3.2. Commande directe :

La commande vectorielle directe nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, [13]. Le vecteur flux est mesuré directement par des capteurs (rarement), dont la réalisation pratique est délicate (précision médiocre, filtrage du signal mesuré, coût élevé, ...) Ces capteurs sont donc proscrits et on a recours à des techniques d'estimations ou d'observations du flux à partir des grandeurs mesurables (modèle de la machine).

II.4. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DE LA MAS :

Les lois de commande sont obtenues en injectant les conditions de la commande vectorielle ($\Phi_{rq}=0$ et $\Phi_{rd} = \text{constante}$) dans les équations d'état de la machine représentées dans le repère lié au champ tournant [14].

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_t I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \Phi_{rd} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_t I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{rd} \\ T_r \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + \Phi_{rd} = M I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{\Phi_{rd} T_r} I_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.3})$$

Avec :

$$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$$

$$\omega_r = (\omega_c - \omega)$$

Ces expressions peuvent être exploitée telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un gros inconvénient : (V_{sd}) influe à la fois sur (I_{ds}) et (I_{qs}) donc sur le flux et le couple, il en est de même pour (V_{sq}). On est alors amené à réaliser un découplage entre les grandeurs.

II.5. Découplage par compensation :

L'objectif du découplage est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Le découplage par compensation, nécessite l'introduction de deux nouvelles variables de commande (V_{sd1}) et (V_{sq1}) sachant que [14]:

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$e_{sd} = \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \Phi_{rd} \quad : \text{F.é.m. de rotation créée par } (I_{ds}).$$

$$e_{sq} = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{M}{L_r T_r} \omega_r \Phi_{rd} + \frac{M^2}{L_r T_r} I_{sq} \quad : \text{F.é.m. de rotation créée par } (I_{qs}).$$

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_t I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_t I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

La Figure.II.2 présente la reconstitution des tensions (V_{sd}) et (V_{sq}) à base des f.é.m. (e_{sd}) et (e_{sq}) :

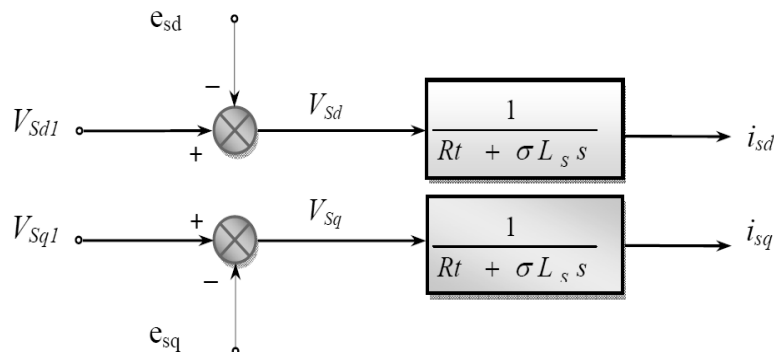


Figure (II.2) : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

Ce découplage est basé sur l'introduction de termes compensatoires (e_{sd}) et (e_{sq}). La synthèse des régulateurs porte sur des systèmes linéaires, mais une erreur ou une dérive sur les paramètres de la machine provoquent une réapparition du couplage et de la non stationnarité du système et parfois même sa déstabilisation. Il faut donc utiliser des régulateurs robustes.

II.6. SCHEMA BLOC DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

Le schéma bloc de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est illustré sur la Figure(II.3). Ce schéma contient quatre régulateurs de type (PI), un pour le flux, et les deux pour le courant, et un pour la vitesse. Les grandeurs régulées entre dans le bloc du découplage pour construire les tensions (V_{sd1}) et (V_{sq1}), ou se trouve le bloc de transformation vers (α . β) qui alimente la machine [15].

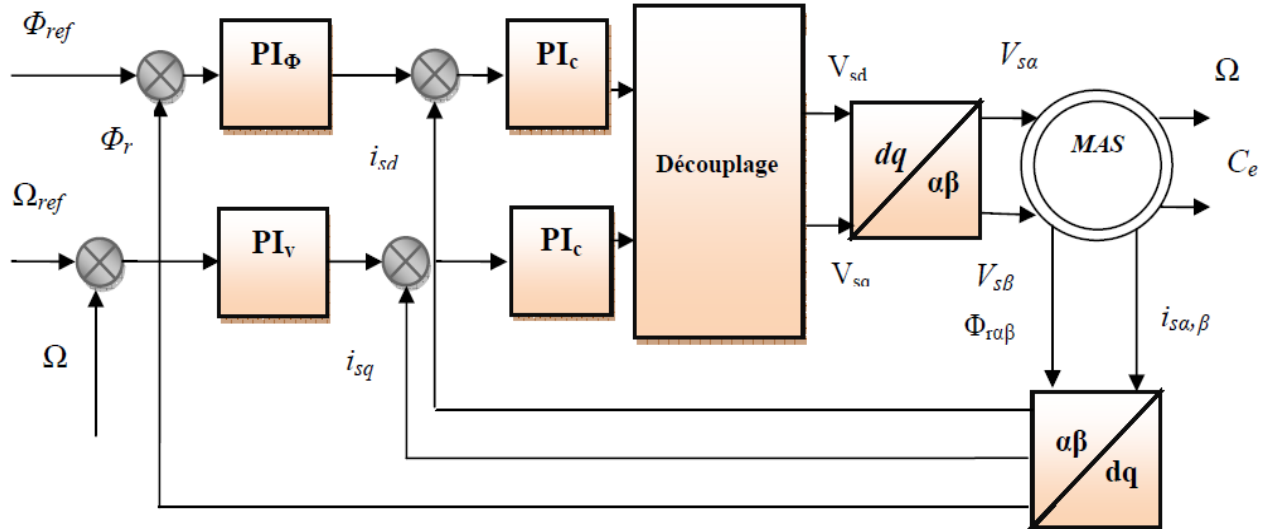


Figure (II.3): Schéma bloc de la commande vectorielle.

II.7. RÉGULATION :

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 et 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.

II.7.1 Régulateurs des courants :

Le découplage proposé par l'équation (II.4) permet d'écrire :

$$\frac{I_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_t + \sigma_l s} \quad (\text{II.6})$$

$$\frac{I_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{R_t + \sigma_l s} \quad (\text{II.7})$$

Nous souhaitons d'obtenir, en boucle fermée, une réponse de type 1^{er} ordre. Soit un régulateur proportionnel intégral de fonction de transfert :

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

Tel que :

K_p : est le coefficient de proportionnalité.

K_i : est le coefficient d'intégration.

s : est l'opérateur de Laplace.

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la Figure (II.4) :

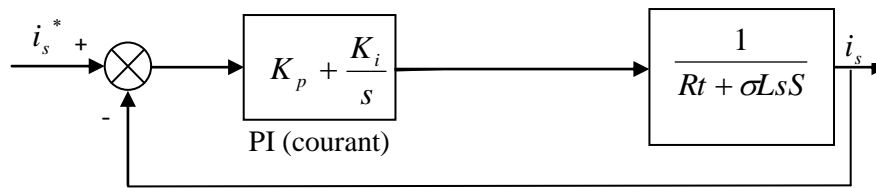


Figure (II.4) : Régulation du courant i_s

La fonction de transfert en BO sera:

$$G(s)_{BO} = \frac{k_i}{R_t} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left(\frac{R_t}{R_t + \sigma L_s s} \right) \quad (\text{II.9})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition:

$$\frac{k_p}{k_i} = \frac{\sigma L_s}{R_t} \quad (\text{II.10})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$G(s)_{BF} = \frac{k_i}{R_t s} \quad (\text{II.11})$$

En boucle fermée la fonction de transfert s'écrit :

$$G(s)_{BF} = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (\text{II.12})$$

Avec:

$$\tau_i = \frac{R_t}{k_i} \quad (\text{II.13})$$

En combinant les deux équations (II.10) et (II.12), Les coefficients des régulateurs des composantes du courant seront donnés par:

$$\begin{cases} k_i = \frac{R_t}{\tau_i} \\ k_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_i} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

II.7.2. Régulateur du flux rotorique :

L'orientation du flux rotorique nous permet d'écrire à partir de l'équation suivante [14].

$$\frac{\Phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r s + 1} \quad (\text{II.15})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1^{er} ordre. Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la Figure(II.5) [4] :

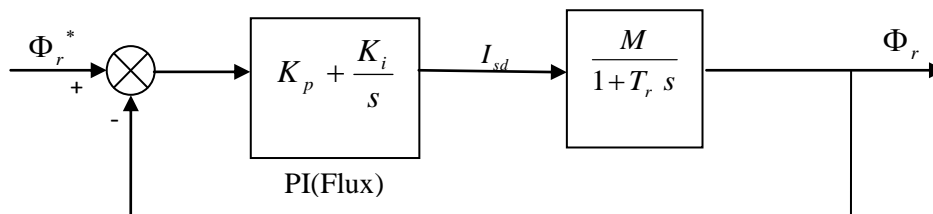


Figure (II.5) : Régulation du flux.

La fonction de transfert en BO sera :

$$G(s)_{BO} = \frac{k_i}{s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left(\frac{M}{T_r s + 1} \right) \quad (\text{II.16})$$

On aura :

$$\begin{cases} k_{i\Omega} = J\omega_n^2 \\ k_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J - f \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

II.8. PRESENTATION DES RESULTATS DE SIMULATION :

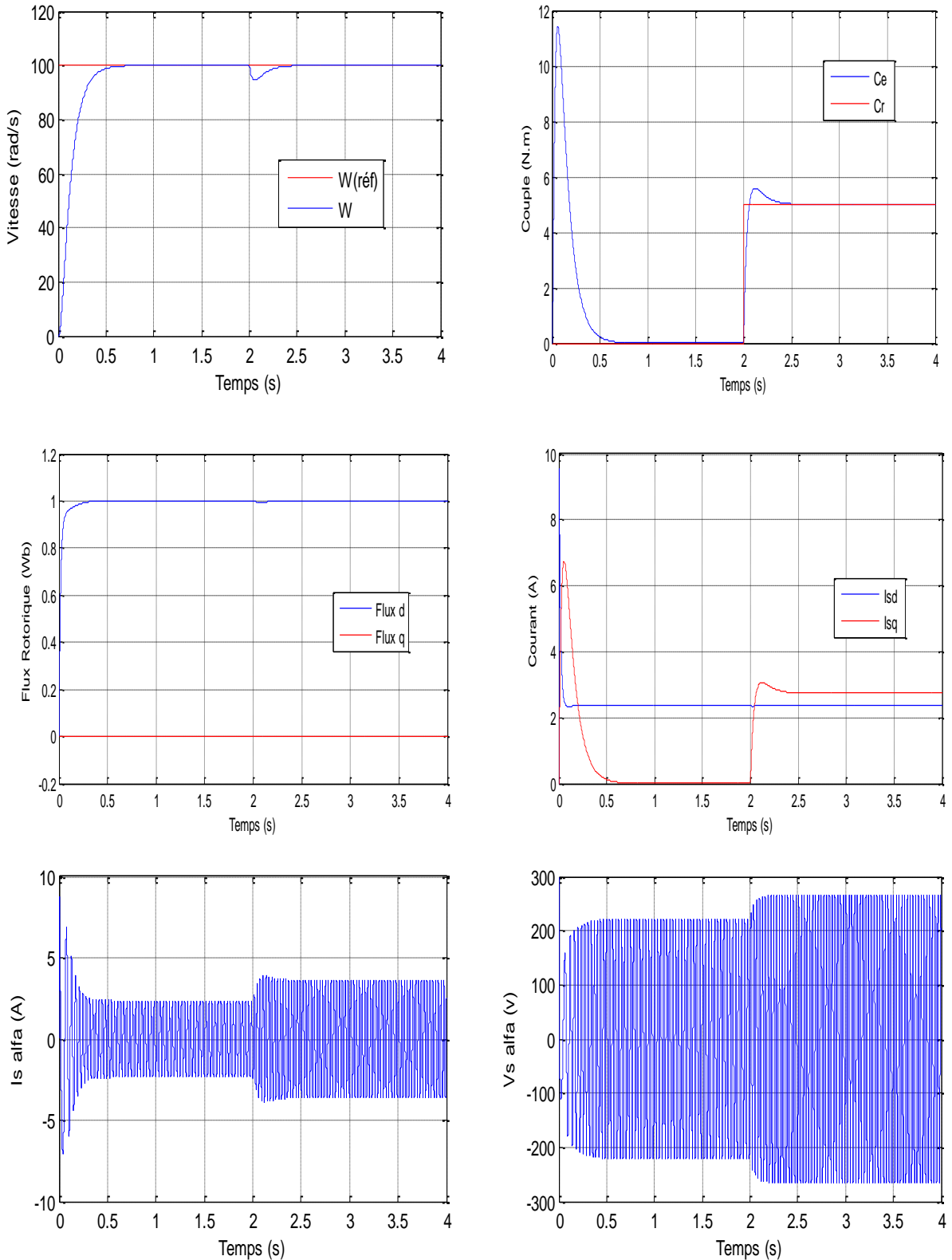
Avant de présenter les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- ✓ Un flux de référence de 1 Wb.
- ✓ Une vitesse de référence égale à 100 rad/s.
- ✓ Une charge nominale de 5 N.m.

Afin de tester les résultats de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique en tension. Nous avons simulées le système dans des conditions de fonctionnement nominales et variables à savoir la variation de charge, de vitesse et de flux.

II.8.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec), puis la réponse à un couple ($C_r=5$ Nm) appliqué à l'instant ($t=2$ sec). Les résultats de simulation sont représentés dans la Figure suivante:

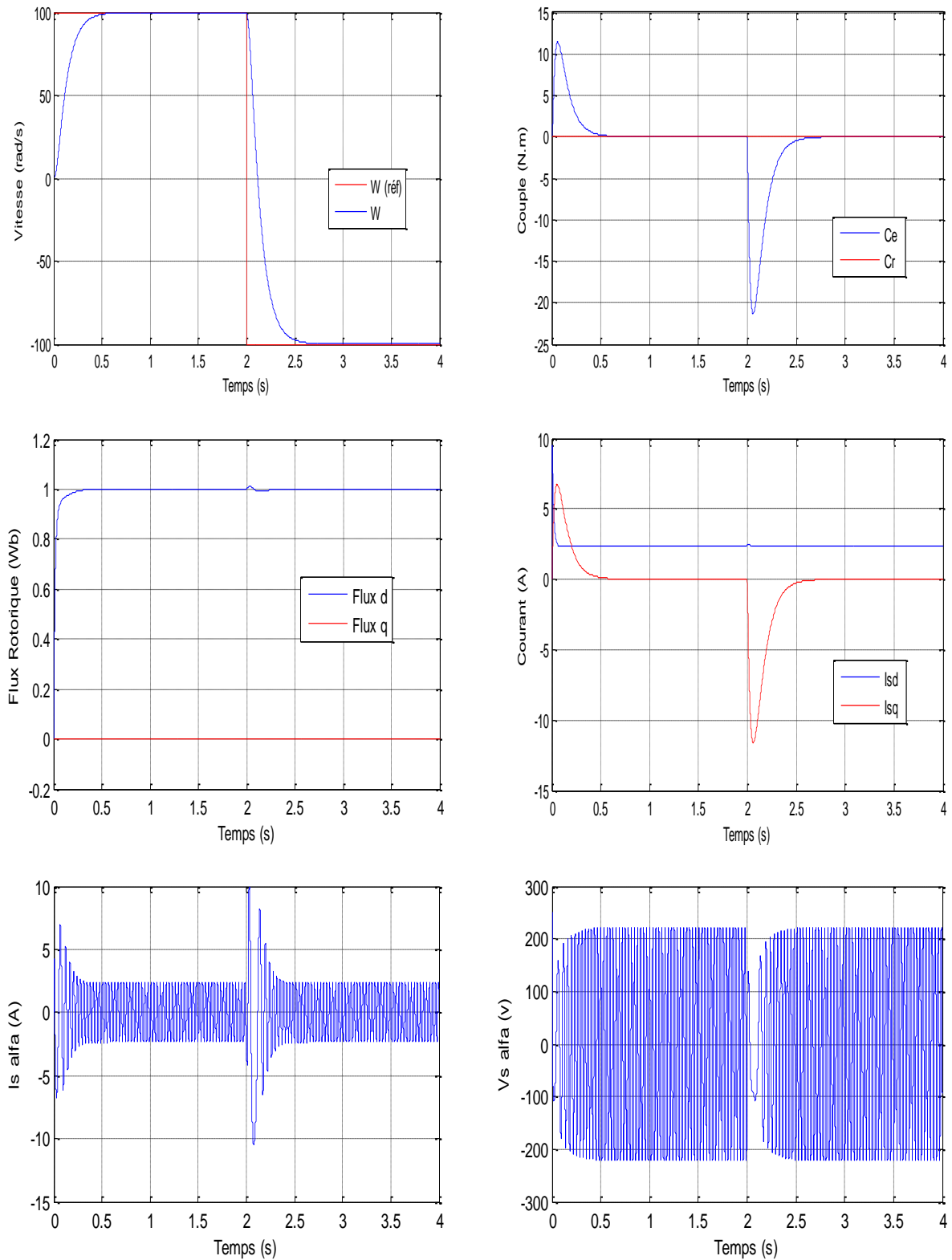


Figure(II.7): Résultats de simulation de la CV lors du démarrage à vide suivi d’une application d’un couple de charge à ($t=2$ sec).

Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes i_{sd} et i_{sq} du courant statorique. Lors de l’ échelon de charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence [12].

II.8.2 Fonctionnement à vitesse variable

Nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de (+100 à -100 rad/s), à partir de l'instant ($t=2s$) :

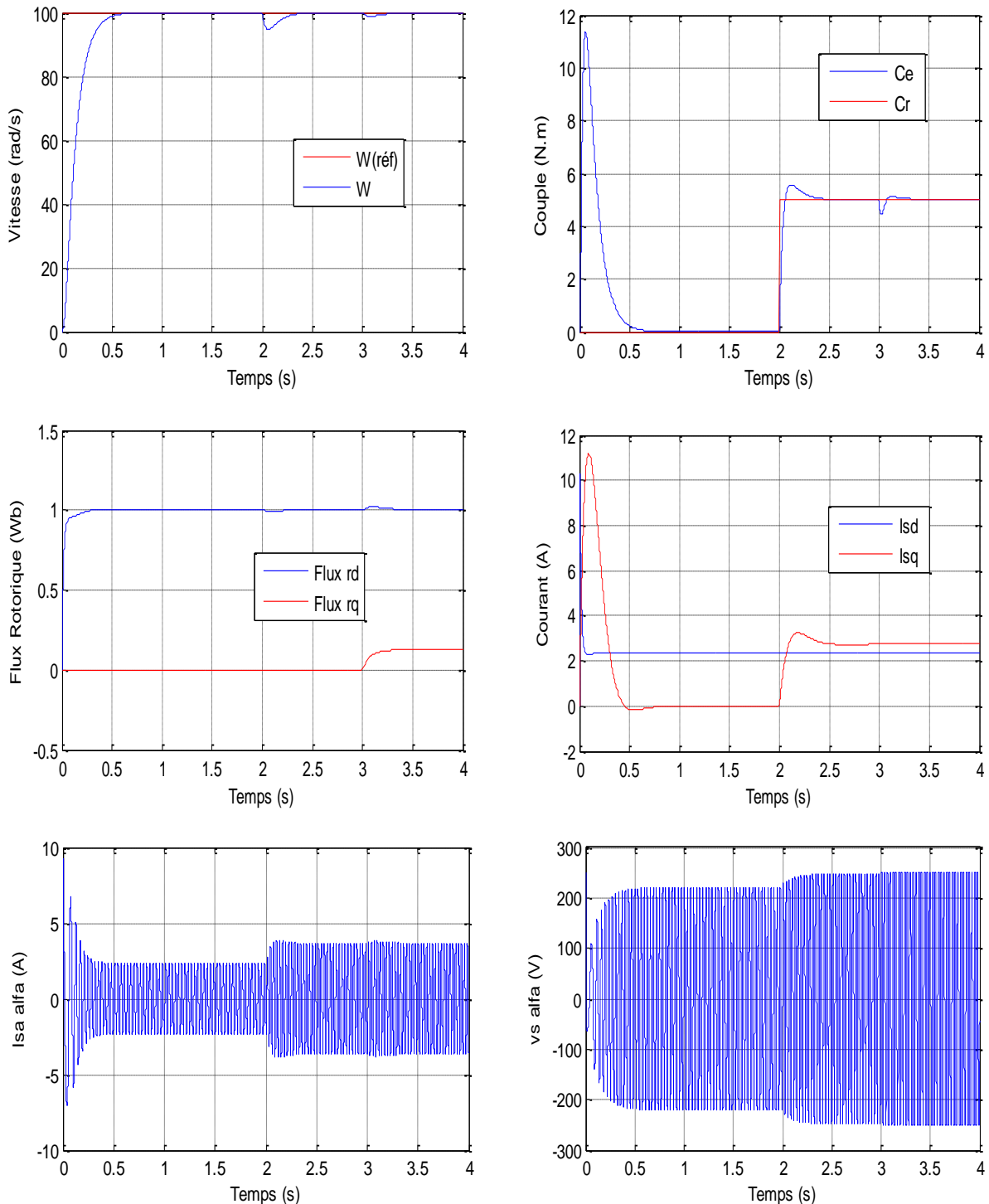


Figure(II.8) : Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation à $t=2sec$.

On remarque que la vitesse suit sa valeur de référence, et le couple admet un pic important à l'instant de l'inversion et également les composantes du courant (I_{ds} , I_{qs}), les signaux suivent leurs références et enfin l'allure des flux qui montrent que le découplage maintient toujours.

II.8.3. variation de la résistance rotorique

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de R_r ($R_r = 1,5 * R_r$), à $t = 3 \text{ sec}$ nous avons obtenu les résultats de la Figure(II.9).



Figure(II.9) : Résultats de simulation de la CV de la MAS lors de la variation de la résistance rotorique.

On remarque que la vitesse répond pratiquement avec un petit dépassement. Les résultats de simulation montrent aussi le découplage entre le flux et le couple. Vu le contrôle de la vitesse, la régulation est robuste vis à vis de la variation de la résistance rotorique. On constate d'après les résultats présentés la sensibilité de la commande vectorielle face à la déviation de paramètre rotorique de la machine asynchrone.

II.9. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, deux techniques de commande vectorielle ont été présentées : la commande vectorielle indirecte et la commande vectorielle directe.

D'une manière générale, la commande vectorielle indirecte est la plus utilisée. Ceci s'explique par le fait que dans la méthode indirecte, la connaissance de la position du flux rotorique n'est pas nécessaire.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des Paramètres liés à la température (résistance rotorique et statorique) lors d'une augmentation de plus de 100%. Ceci est dû aux régulateurs classiques qui sont dimensionnés par les paramètres initiaux de la machine.

Dans les deux cas, la qualité de découplage entre le flux et le couple dépend nettement de la précision de l'information sur la position du rotor et celle du flux rotorique, or les capteurs sont coûteux et sensibles aux vibrations. Dans le chapitre suivant, en va fait la Commande Hybride vectorielle-Flou (Hybrid Fuzzy PI Controllers).

CHAPITRE 03

Commande Hybride vectorielle-Flou

III.1. INTRODUCTION :

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous avec un formalisme mathématique fortement développé [15], ses premières approches ont apparues 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 [15], [16].

Les avantages de la logique floue sont nombreux ; elle permet de commander des systèmes non linéaires et qui ont des modèles compliqués [16]. En fait, le calcul des paramètres du système n'est pas nécessaire pour réaliser cette commande [15]. 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.

III.2. UN PEU D'HISTORIQUE [17]

- En 1965, naissance du concept flou avec le Pr Zadeh Lotfi (Californie): théorie des sous ensemble flous.
- En 1973, Lotfi Zadeh propose d'appliquer la logique floue pour résoudre les problèmes de réglage.
- En 1975, le professeur Mamdani propose à Londres, une première application très encourageante du réglage par la logique floue et développe une stratégie pour le contrôle d'une chaudière à vapeur.
- En 1978, c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue.
- En 1983, c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec succès.
- A partir de 1985, la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegno au Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987).

III.3. DOMAINE D'APPLICATION :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [18]

- a) Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, etc.).
- b) Systèmes autonomes mobiles.
- c) Systèmes de transport (train, métro, ascenseur ...).
- d) Systèmes de conditionnement d'ambiance.
- e) Systèmes de décision, diagnostic, reconnaissance.
- f) Robotique : contrôle de la place et organisation de chemin.

g) Produits de consommation courante.

III.4. PRINCIPES DE BASE ET DEFINITION :

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à cette classe, par exemple, un individu d'une taille donnée n'appartient pas du tout à la classe des «grands» s'il mesure 1.5 m, il y appartient tout à fait s'il mesure 1.8 m, plus sa taille se rapproche de 1.8 m, plus son appartenance à la classe des «grands» est forte. Cette notion permet l'utilisation de catégories aux limites mal définies (comme «vieux» ou «adulte»), de situations intermédiaires entre le tout et le rien («presque vrai», le passage progressif d'une propriété à une autre (passage de «tiède» à «chaud» selon la température), l'utilisation de valeurs approximatives («environ 12 ans»). Elle évite l'utilisation arbitraire de limites rigides à déclassées Afin de mettre en évidence cette notion, on introduit les définitions suivantes: [19], [20]

- un ensemble net ou classique A de X est une collection d'éléments de l'univers de discours caractérisé par une fonction d'appartenance $A(x)$ qui prend la valeur 0 pour les éléments de X n'appartenant pas à A et la valeur 1 pour ceux qui appartiennent à A figure(III.1.a)

$$\mu_A(x) \rightarrow \{1,0\} \quad (\text{III.1})$$

- un ensemble flou A est défini sur un univers de discours X, par une fonction d'appartenance $A(x)$ qui prend ces valeurs dans l'intervalle [0,1] figure (III.1.b).

$$\mu_A(x) \rightarrow [1,0] \quad (\text{III.2})$$

- Cette fonction donne le degré d'appartenance de chaque élément $x \in X$ à A. En effet, un élément de l'univers de discours peut être entièrement ou partiellement membre de l'ensemble A. Cet ensemble flou peut être représenté comme un ensemble de paires ordonnées :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (\text{III.3})$$

On adopte à cette notation d'autre représentation si X est discret ou continu

$$A = \sum_{x \in X} \mu_A(x) / x \quad \text{si } x \text{ est discret} \quad (\text{III.4})$$

$$A = \int \mu_A(x) / x \quad \text{si } x \text{ est continu} \quad (\text{III.5})$$

Dans ces équation les signes d'intégrale et de sommation ne désignent pas une intégration ou une addition arithmétique, respectivement, mais une collection de tous les point $x \in X$ avec leur fonction d'appartenance $A(x)$ l'existe différent forme de fonction d'appartenances.

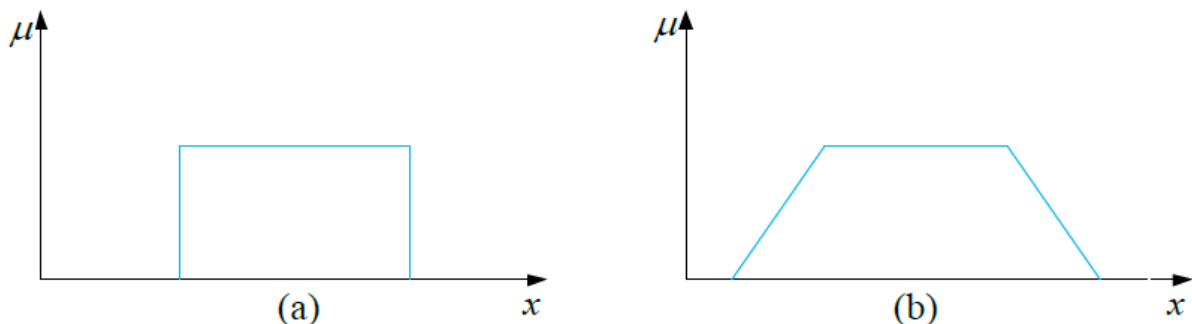


Figure (III.1) : fonction d'appartenance :(a) logique classique, (b) logique floue

III.4.1. Variables linguistique :

La notion essentielle de variables linguistique à été introduit par Zadeh, elle suggère d'emblée les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt symbolique, en termes de mots ou d'expression de langage naturel. [20]

Une variable linguistique x est généralement caractérisée par un triplet $\{x, T(x), X\}$ ou x désigne le nom de la variable, X son univers de discours, et $T(x)$ son ensemble de valeurs linguistique.

Exemple:

Si la vitesse est considérée comme variable linguistique définie dans un domaine $X = [-100, 100]$, ses valeurs linguistiques peuvent être définies comme suit :

$T(\text{vitesses}) = \{\text{Négative grande (NG), Négative petite (NP), Environ zéro (ZE), positive petite (PP), positive grande (PG)}\}$.

Ces valeurs linguistiques sont considérées comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées en figure (III.2)

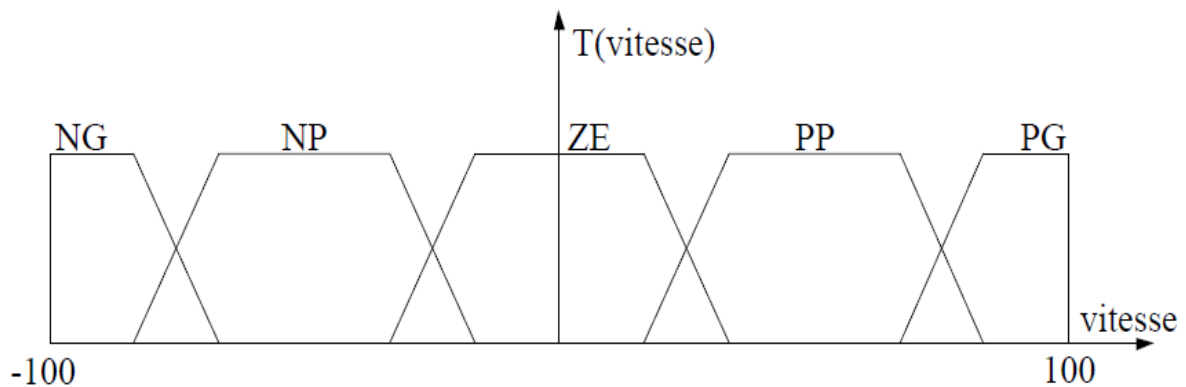


Figure (III.2): Fonctions d'appartenance de $T(\text{vitesse}) = \{\text{NG, NP, ZE, PP, PG}\}$

III.4.2. Opérateurs de la logique floue :

Supposant deux fonctions d'appartenance $\mu_A(x)$ et $\mu_B(x)$ de deux variables floues x et y caractérisant la température de l'air et la force du vent, l'exemple "l'air est froid et le vent est fort" ou encore "si l'air est froid ou le vent n'est pas faible" il faut fermer la porte. Les compositions ET et OU en plus de la négation apparaissent et doivent être définies. Pour pouvoir décider de fermer la porte ou non il faut que deux conditions soient vérifiées en même temps. Alors, il est important de pouvoir composer entre les divers prédicats et leurs fonctions d'appartenance. [21]

III.4.2.1. L'opérateur ET :

L'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum (intersection) des deux fonctions d'appartenance :

$$\mu_C(z) = \mu_{A \text{ et } B}(z) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III.6})$$

Cet opérateur est commutatif, associatif, admet 0 comme élément absorbant et 1 comme élément neutre.

III.4.2.2. L'opérateur OU :

En général, l'opérateur OU est réalisé par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance :

$$\mu_c(z) = \mu_{A \text{ ou } B}(z) = \max(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III.7})$$

Cet opérateur est commutatif, associatif, admet 1 comme élément absorbant et 0 comme élément neutre.

III.4.2.3. L'opérateur NON :

Il est caractérisé en logique floue par la fonction :

$$\mu_c(z) = \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.8})$$

Dans certaines circonstances, il est judicieux de choisir d'autres opérateurs en plus de OU, ET et NON.

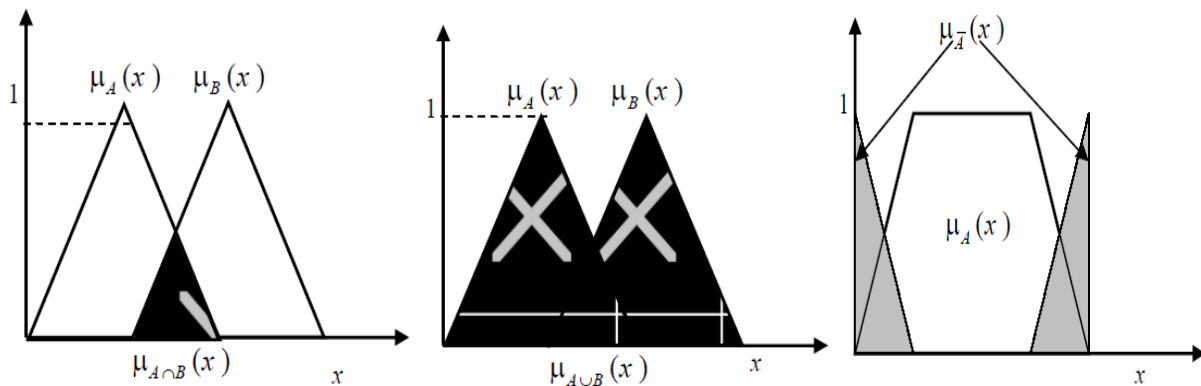


Figure (III.3) : L'opérateur ET, OU, NON

II.4.3.Fonction d'appartenance :

Pour le traitement numérique en logique floue, il est nécessaire d'associer pour chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance qui prend différentes formes suivantes (figure III.4, 5) [20]

- **fonction triangulaire** : elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$:

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-d}\right), 0\right) \quad (\text{III.9})$$

- **fonction trapézoïde** : elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$:

$$\mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right), 0\right) \quad (\text{III.10})$$

- **fonction gaussienne** : elle est définie par deux paramètres $\{m, \sigma\}$: σ^2

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{III.11})$$

- **fonction sigmoïdale** : elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$:

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x-d))} \quad (\text{III.12})$$

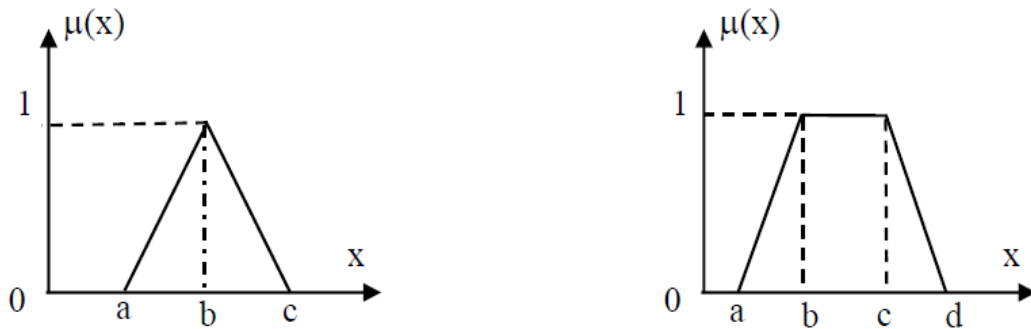


Figure (III.4) : Fonction d'appartenance triangulaire et trapézoïdale.

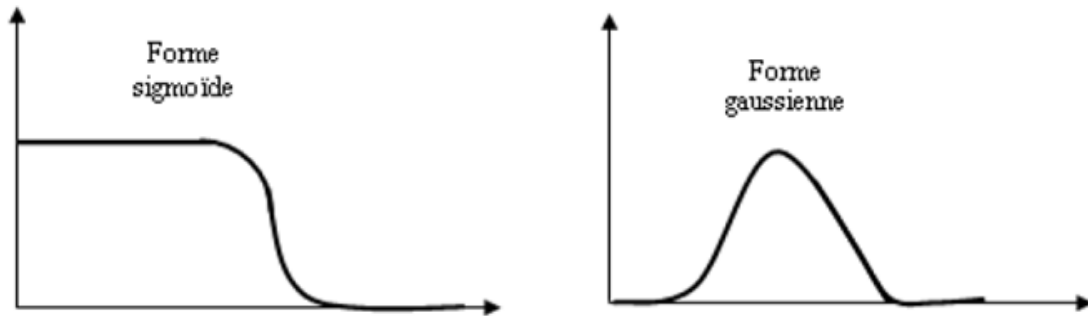


Figure (III.5) : Fonctions d'appartenance sigmoïdale et gaussienne.

III.4.4. Sous-ensemble flou :

Nous venons de voir ce que l'on entend par sous-ensemble ou, d'un point de vue formel. Un sous-ensemble A sur un univers de discours U , est représenté comme dans la *figure III.6* à travers sa fonction μ_A caractéristique. Il peut également être décrit par un certain nombre de caractéristiques comme:[22]

- *son support :*

$$\text{Support}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) \neq 0\} \quad (\text{III.13})$$

- *sa hauteur :*

$$\text{hauteur}(A) = \sup\{\mu_A(x)\} / x \in U \quad (\text{III.14})$$

- *son noyau :*

$$\text{Noyau}(A) = \{x \in U / \mu_A(x) = 1\} \quad (\text{III.15})$$

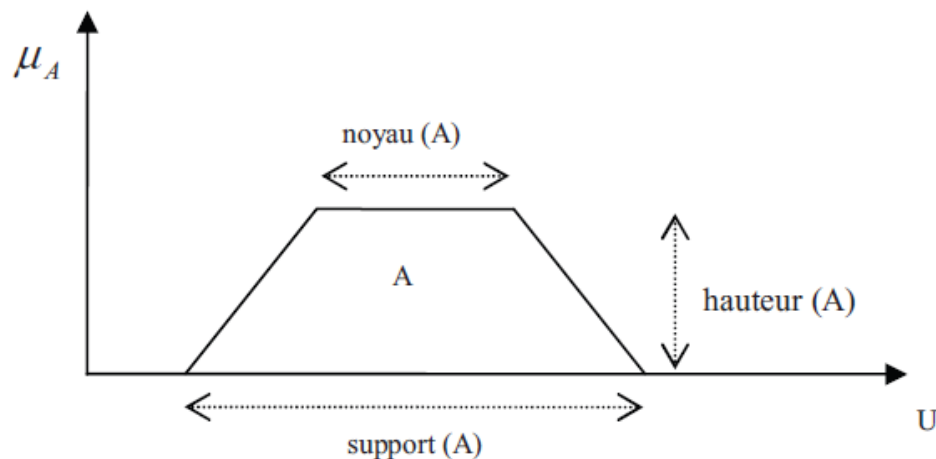


Figure (III.6) : Représentation d'un sous-ensemble flou et principales caractéristiques

Le concept de sous-ensemble flou a été introduit pour éviter les passages brusques d'une classe à une autre (de la classe noire à la classe blanche par exemple) et autoriser des éléments à n'appartenir complètement ni à l'une ni à l'autre (à être gris, par exemple) ou encore à appartenir partiellement à chacune (avec un fort degré à la classe noire et un faible degré à la classe blanche dans le cas du gris foncé).

La notion de sous-ensemble flou permet de traiter :

- des catégories aux limites mal définies (comme « centre ville » ou « ancien »),
- des situations intermédiaires entre le tout et le rien (« presque noir »),
- le passage progressif d'une propriété à une autre (de « proche » à « éloigné » selon la distance),
- des valeurs approximatives (« environ 2 km »),
- des classes en évitant l'utilisation arbitraire de limites rigides (il est difficile de dire qu'une maison située à 200 m de la plage en est proche, mais qu'à 210 m elle en est éloignée).

Remarque :

Le terme « sous-ensemble » flou provient du fait que celui-ci est considéré comme une partie de l'univers de discours U. Dans la littérature, on peut trouver parfois ensemble flou, qui constitue un abus de langage.

III.5.IMPLICATION FLOUE :

Pour un état donné des entrées, plusieurs règles peuvent être validées simultanément et fournir des consignes différentes pour les sorties. IL faut donc disposer d'une méthode de Composition des règles pour obtenir la valeur finale des sorties. L'outil le plus utilisé dans les applications de logique floue est la base de règles floues. Celles-ci sont liées par des opérateurs flous ET, OU, ALORS, ...etc. Ces règles peuvent avoir la forme suivante : [23]

Si condition une ET/OU si condition deux ALORS décision ou action

Exemple:

- **Si** la vitesse est très grande et **Si** le feu rouge est proche **alors** on freine fort,
- **Si** la vitesse est faible et **Si** le feu vert est proche **alors** on accélère,
- **Si** la vitesse est faible et **Si** le feu rouge est loin **alors** on maintient la vitesse,
- **Si** ma vitesse est moyenne et **Si** le feu orange est loin **alors** on freine doucement

A partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part. Ce degré de vérité est évalué à partir des degrés d'appartenance de x de A et y de B comme suit:

$$\mu_R(x,y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (\text{III.16})$$

Où:

imp: est l'opérateur du produit cartésien.

Il existe de nombreux et différents opérateur d'implication floue, mais, les plus souvent utilisés dans le domaine de la commande sont:

- implication de Mamdani (1974): $\mu_R(x,y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y))$ (III.17)

- implication de Larsen (1980): $\mu_R(x,y) = \mu_A(x) * \mu_B(y)$ (III.18)

III.6. REGLAGE ET COMMANDE PAR LOGIQUE FOU :

La commande floue est un domaine d'application de la théorie des ensembles flous qui a été proposé par L.A. Zadeh puis son principe a été appliqué par Mamdani et Assilian sur la commande des processus industriels. [20]

Son but est de traiter des problèmes de commande de processus. Elle se diffère cependant sur les points suivants :

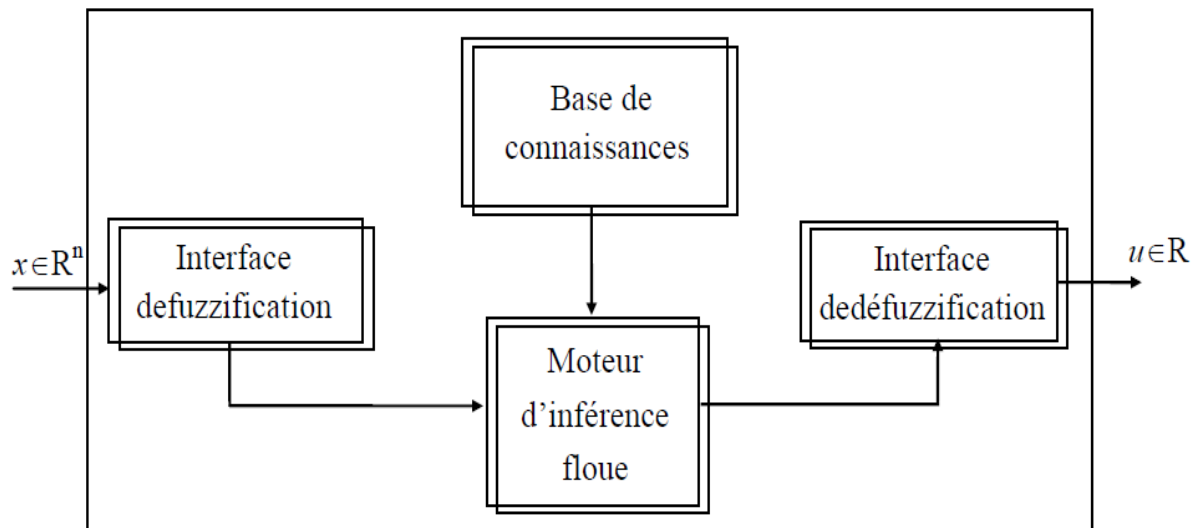
- La connaissance mathématique de la fonction du processus n'est pas nécessaire ;
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser) ;
- Piloter un processus en utilisant les connaissances et l'expérience d'un opérateur humain qualifié « expert » ;
- Le régulateur par la logique floue ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage) mais utilise des inférences avec plusieurs règles se basant sur des variables linguistiques.

III.6.1. Structure d'une commande floue :

La commande par la logique floue est de grande actualité aujourd'hui. La commande par la logique floue au même but qu'une commande classique. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques. [24]

Le régulateur par logique flou est composé de quatre éléments de base suivants est présente sur la figure (III.7):

- Interface de fuzzification,
- Base de connaissances,
- Moteur d'inférence floue,
- Interface de défuzzification



Figure(III.7) : Structure de base d'un RLF

III.6.1.1.Fuzzification :

On définit pour chaque entrée du système un univers de discours et un partitionnement de cet univers en ensembles flous. La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t , sa fonction d'appartenance à chacune des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou. [24]

Il existe deux méthodes de fuzzification suivant la définition de l'ensemble S figure (III.8)

- S est un ensemble flou de fonction d'appartenance $\mu_s(x_0) = 1$ et μ_s décroît lorsque x s'éloigne de x_0

- S est un singleton flou défini par: $S(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases}$

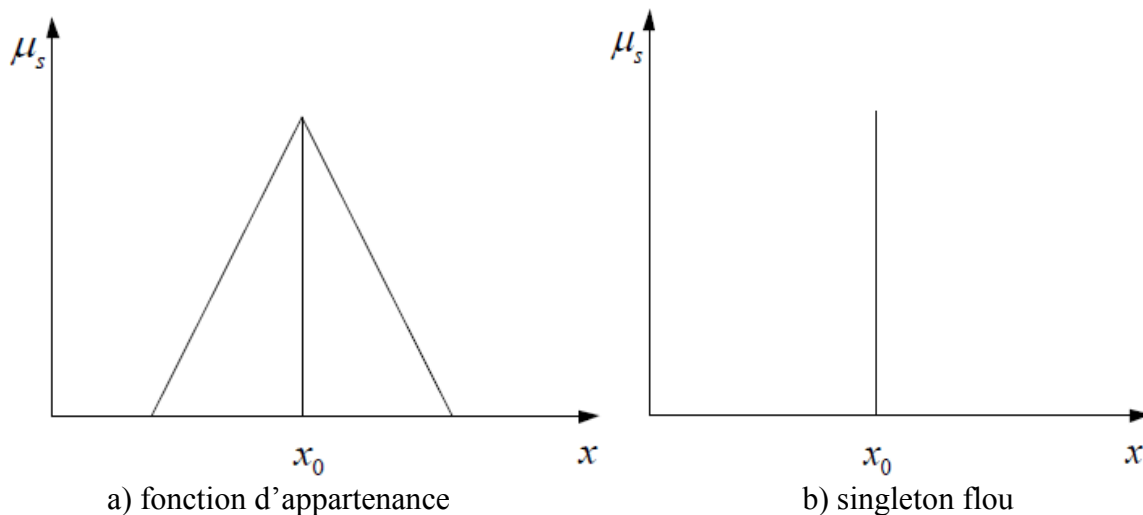


Figure (III.8) : Méthode de fuzzification

-Les fonctions d'appartenances peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes et non équidistantes

-ces ensemble flou caractérisés par leur fonction d'appartenance pouvant être triangulaires, trapézoïdales, exponentielles, gaussiennes.....que la formes triangulaires sont les plus fréquemment utilisées en commande au vu de leur facilité de programmation.

Exemple de fuzzification:

Continue est illustré dans la figure (III.9) pour une seule variable de x , avec des fonctions d'appartenance trapézoïdales, les valeurs linguistiques correspondantes sont caractérisées par des symboles tels que N pour négatif, Z pour zéro, et P pour positif. Ainsi $x_1 = 0.2$ devient après fuzzification le sous-ensemble flou:

Pour $x_1 = 0.2 \Rightarrow \mu_N(0.2) = 0$ et $\mu_Z(0.2) = 0.8$ et $\mu_P(0.2) = 0.2$

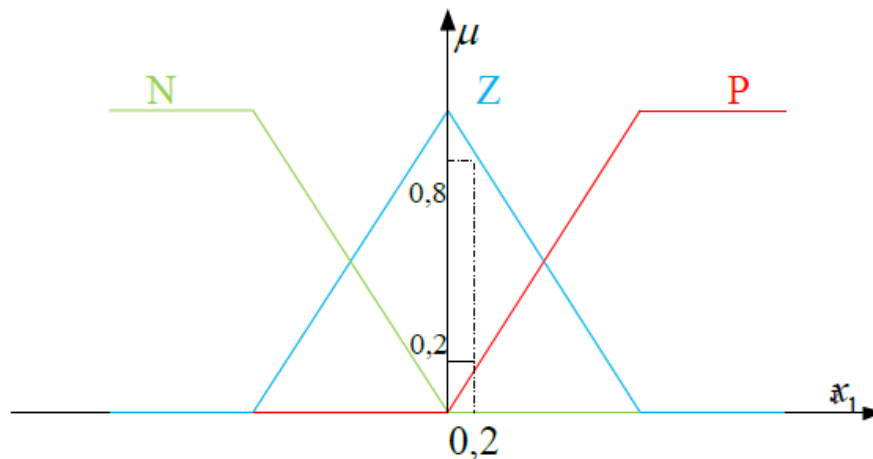


Figure (III.9) : Fuzzification continue avec trois fonctions d'appartenance

En général, les fonctions d'appartenance prennent leur valeur dans l'intervalle $[0,1]$.

III.6.1.2. Base de connaissances :

Elle comprend la base de données et la base des règles floues.

a) La base de données

Elle Contient la définition des ensembles flous, les facteurs d'échelle pour la normalisation des ensembles de référence et la partition de l'espace flou d'entrée et de sortie.

b) La base des règles

Le comportement dynamique d'un système est caractérisé par un ensemble de règles linguistiques basé sur la connaissance d'un expert. Les connaissances d'expert sont habituellement de la forme :

Si (un ensemble de conditions est satisfait) **alors** (un ensemble de conséquences peut être induit)

La collection des règles floues de commande, qui sont exprimées sous la forme de règles floues « si - alors », constituent la base des règles ou l'ensemble des règles du RLF.

Principalement, les règles de commande floue constituent un moyen approprié pour exprimer la stratégie de commande et les connaissances dans le domaine en question.

De plus, plusieurs variables peuvent intervenir dans les antécédents et les conséquences de ces règles. Dans ce cas, le système est du type multivariable flou (MIMO). Par exemple, dans le cas d'un système flou à deux entrées avec une sortie, les m règles floues de commande ont la forme :

R_1 : si x est A_1 et y est B_1 alors u est C_1

R_2 : si x est A_2 et y est B_2 alors u est C_2

⋮

R_m : si x est A_m et y est B_m alors u est C_m

Les variables linguistiques pour un *RLF* sont la variable d'état, l'erreur de la variable d'état (e), la variation de erreur (de), l'intégration de cette erreur etc.

III.6.1.3. Le moteur d'inférence :

Le moteur d'inférence flou transforme, à l'aide des techniques de raisonnement flou, la partie floue issue de la fuzzification en une nouvelle partie floue. En fait, le moteur d'inférence combine les règles floues, en utilisant le principe de la logique floue, pour effectuer une transformation à partir des ensembles flous dans l'espace d'entrée vers des ensembles flous dans l'espace de sortie.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser ces opérateurs dans une inférence et qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance à savoir :

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

Le choix de la méthode dépend de l'utilisateur

a) Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) :

Méthode d'inférence max-min, réalise, au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation du maximum et l'opérateur ET par la formation du minimum.

La *figure III.10* représente graphiquement le principe de la Méthode d'inférence max-min. [22]

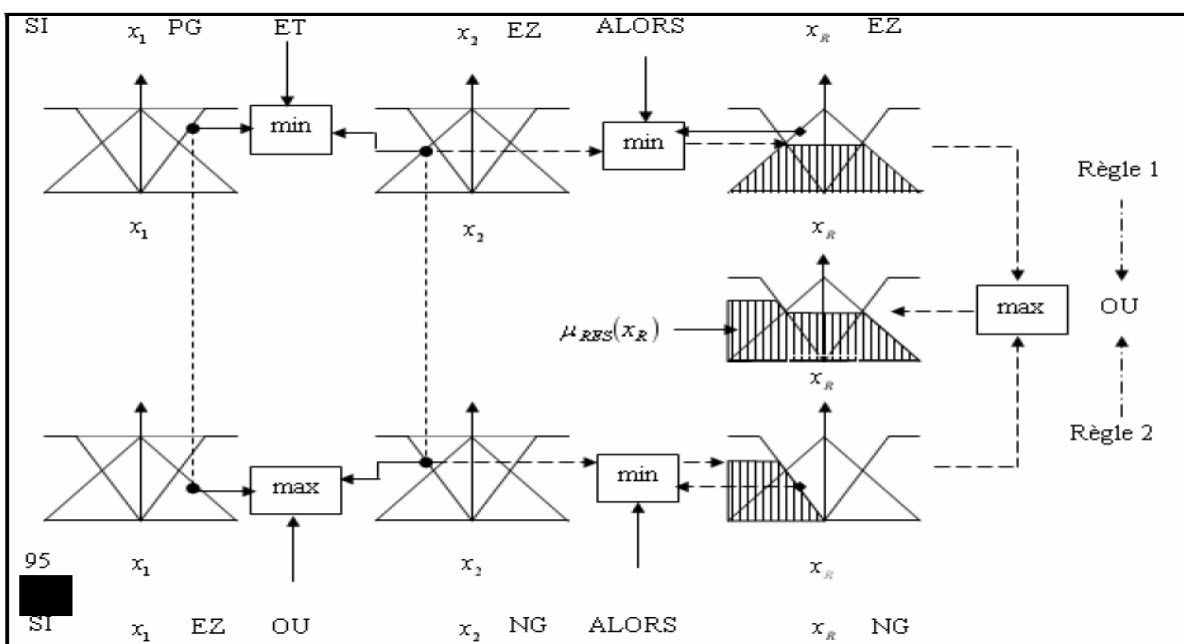


Figure (III.10) : Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles

b) Méthode d'inférence max-prod :

La méthode d'inférence max-prod réalise en général, au niveau de la condition, l'opérateur OU par la formation du maximum et l'opérateur ET par la formation du minimum, par contre, la conclusion dans chaque règle, introduite par ALORS, qui lie le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie x_R par l'opérateur ET, est réalisée cette fois ci par la formation du produit (minimum pour la méthode d'inférence max-min).

La représentation graphique du principe de la méthode d'inférence max-prod se trouve sur la *figure III.11*.

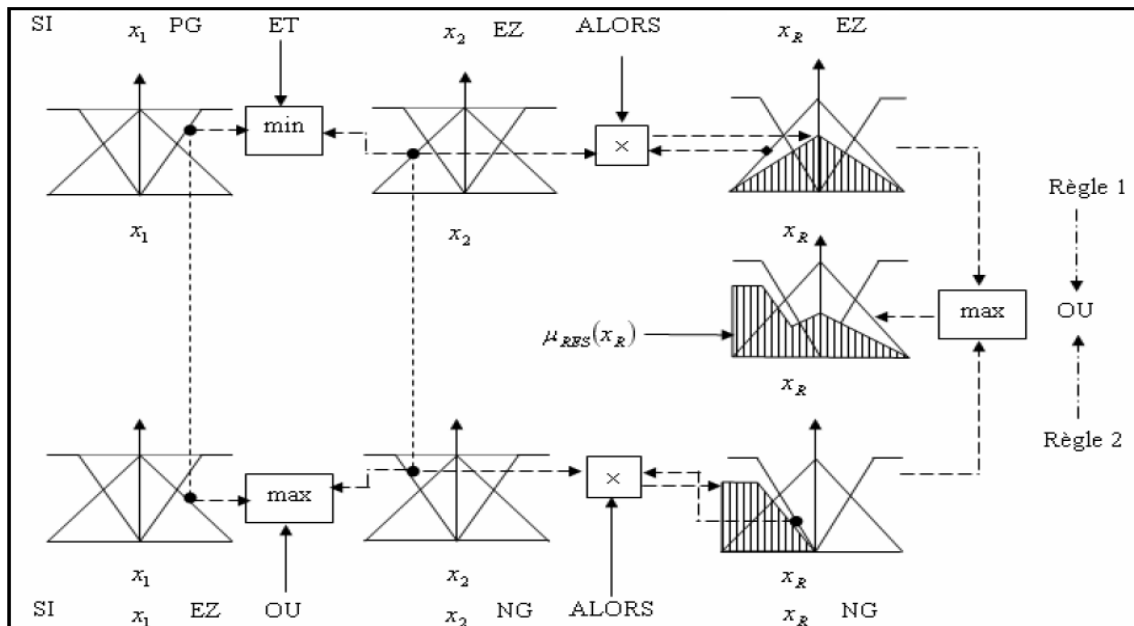


Figure (III.11) : Méthode d'inférence max-prod pour deux variables d'entrée et deux règles

c) Méthode d'inférence somme-prod :

Par opposition aux méthodes d'inférence précédentes, la Méthode d'inférence somme-prod réalise, au niveau de la condition, l'opération OU par la formation de la somme, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opération ET est réalisée par la formation du produit. La méthode d'inférence somme-prod est représentée graphiquement à la *figure III.12*.

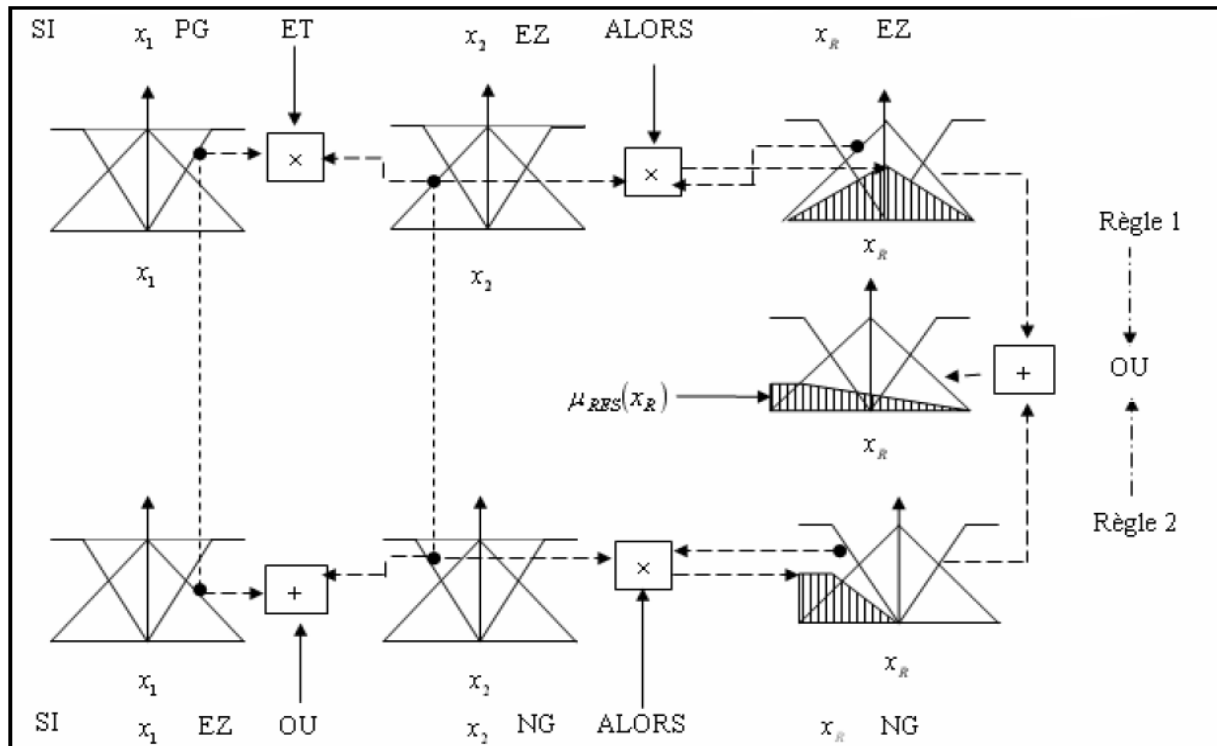


Figure (III.12) : Méthode d'inférence somme-prod pour deux variables d'entrée et deux règles

III.6.1.4. Défuzzification :

La défuzzification a pour objectif de transformer le sous ensemble flou défini par le mécanisme d'inférence en une valeur non floue permettant ainsi la commande effective du système. Il existe plusieurs stratégies de défuzzification existent, les plus utilisées sont : [24]

- **La méthode du maximum** Elle consiste à ne prendre en compte que les valeurs possédant un degré maximum d'appartenance à l'ensemble flou agrégé. Cette technique est simple à appliquer, mais peu employée étant donné qu'elle est basée sur l'opérateur maximum qui privilégie une seule règle parmi celles qui sont présentes.
- **La méthode de la moyenne pondérée** (méthode des hauteurs pondérées ou méthode de la moyenne des maximums) : Celle-ci considère comme valeur de sortie la moyenne des valeurs préconisées par chaque règle et pondérées par leur degré respectif de validité.
- **Méthode du centre de gravité** : cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante:

$$x_G = \frac{\int x \mu_{rés}(x) dx}{\int \mu_{rés}(x) dx} \quad (III.19)$$

L'intégrale du numérateur donne le moment de la surface, tandis que l'intégrale du dénominateur donne la surface de la fonction d'appartenance $\mu_{rés}(x)$.

Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue, (car elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision), malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants.

III.7. COMMANDE HYBRIDE VECTORIELLE-FLOU (PI-FLOU) :

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse de la machine asynchrone et à flux rotorique orienté. Il s'agit d'une poursuite d'un profil de vitesse d'une non linéarité forte, ce qui nous oblige à la commander à l'aide d'un régulateur non-linéaire tel que le régulateur à logique floue (RLF) afin d'obtenir un système de commande de haute performance.

III.7.1. Régulateur de type mamdani :

En 1974, E.H. Mamdani est le premier qui a appliqué la technique de réglage par la logique floue utilisant le premier régulateur flou, celle-ci est construite d'un organe de décision utilisant des règles subjectives et imprécises données par des experts qui connaissent bien le système. [24]

III.7.2. Synthèse du régulateur :

La majorité des régulateurs utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes SISO mono-entrée/ mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure (III.13) suivante :

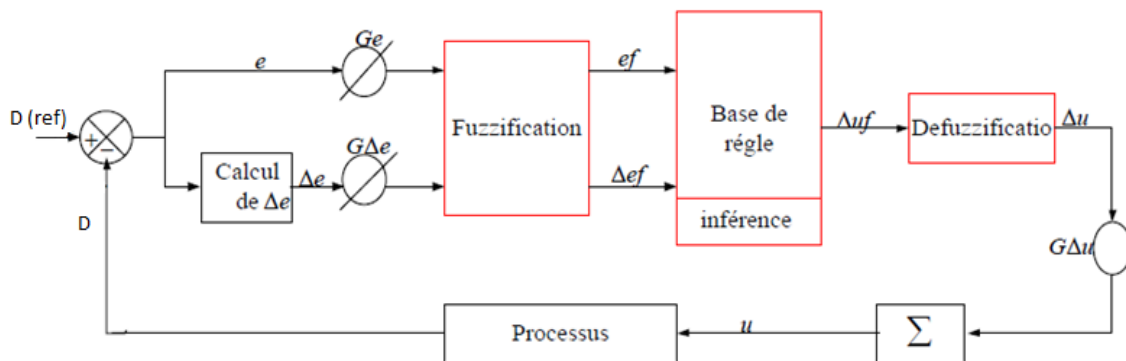


Figure (III.13) : Schéma synoptique d'un contrôleur flou.

D'après ce schéma le système est composé :

- d'un bloc de fuzzification utilisé pour convertir l'erreur et sa variation en valeur floues .
- des règles du régulateur flou .
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique .
- d'un bloc intégrateur.

III.8. DEFINITION DES REGULATEURS DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Comme dans le cas de la commande par des régulateurs classiques, nous avons introduit de quatre régulateurs flous, le régulateur de la vitesse de rotation et le régulateur du flux rotorique et deux régulateurs de courant. Les variables floues que nous avons utilisés sont l'erreur entre la valeur réelle et la valeur de consigne en plus de dérivé de cette erreur. Nous avons construit un régulateur flou à partir des concepts de base de la logique floue qu'on a abordé le précédent paragraphe.

III.8.1. Le régulateur de la vitesse :

La vitesse de référence Ω^* est imposée par un opérateur externe, l'entrée de régulateur est la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée E_Ω , la sortie du régulateur est le couple électromagnétique de référence que la machine doit développer. A flux constant, le couple est proportionnel au courant I_{qs}^* de référence.

La structure du régulateur est alors la même qu'un régulateur de type PI, avec comme entrée la différence entre la vitesse de référence et la vitesse mesurée et en sortie le courant de référence I_{qs}^* .

On retrouve en entrée et à la sortie du contrôleur des gains dits 'facteurs d'échelle', qui permettent de trouver des grandeurs normalisées indicées par 'n'.

$$\begin{cases} E_{\Omega n} = F_\Omega \cdot E_n \\ dE_{\Omega n} = F_\Omega \cdot dE_n \\ I_{qsn}^* = \frac{1}{G_\Omega} I_{qs}^* \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

La dérivé de l'erreur est approchée par :

$$dE_\Omega(k) = \frac{E_\Omega(k) - E_\Omega(k-1)}{T_e} \quad (\text{III.21})$$

La période d'échantillonnage est notée par T_e .

III.8.2. Le régulateur du flux rotorique :

La structure du régulateur flou du flux rotorique est identique à celle du régulateur PI, son entrée est la différence entre le flux de référence et le flux mesuré (ou bien, estimé) et la sortie est le courant de référence \hat{I}_{ds} , les grandeurs normalisées sont données par : [21]

$$\begin{cases} E_{\Phi n} = F_\Phi \cdot E_n \\ dE_{\Phi n} = F_\Phi \cdot dE_n \\ I_{qsn}^* = \frac{1}{G_\Phi} I_{qs}^* \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

La dérivé de l'erreur est approchée par :

$$dE_\Phi(k) = \frac{E_\Phi(k) - E_\Phi(k-1)}{T_e} \quad (\text{III.23})$$

La différence existant entre le régulateur du flux rotorique et le régulateur de la vitesse de rotation est niveau des facteurs d'échelle, en plus des fonctions d'appartenance.

III.9. LOI DE COMMANDE :

Cette loi en fonction de l'erreur et de sa variation telle que $\mu = f(e, \Delta e)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande Δu nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne. [24]

$$u_{k+1} = u_k + G_{\Delta u} \Delta u_k$$

Où :

$G_{\Delta u}$: gain associé à la commande U_{K+1} en général choisi pour assurer la stabilité du système.

Δu_{k+1} : Variation de la commande.

Où G , $G\Delta e$ et $G\Delta u$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation.

III.9.1. Implémentation :

La valeur de la commande correspondant à une telle situation peut être obtenue en suivant les étapes suivantes :

1- calculer l'erreur notée par e_k :

$$e_k = \Omega_{\text{réf}} - \Omega_r \quad (\text{III.24})$$

Calculer la variation de cette erreur notée par Δe_k :

$$\Delta e_k = e_k - e_{k-1} \quad (\text{III.25})$$

Où : e_{k-1} Est l'erreur à l'instant précédent.

2- calculer les valeurs de normalisation de e_k et Δe_k par :

$$\begin{cases} X_e = G_e \cdot e \\ X_{\Delta e} = G_{\Delta e} \cdot e \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

G_e , $G_{\Delta e}$, $G_{\Delta u}$ Gains de normalisation. Ce sont des gains réglables permettant d'adapter la plage de variation des grandeurs à l'univers du discours du contrôleur flou considéré.

Il n'existe pas (encore) de méthodes précises pour la détermination des valeurs des gains de normalisation, on fait varier ces derniers jusqu'à obtention d'un réglage convenable.

III.9.2. Fuzzification :

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté **NG**.
- Négatif petit noté **NP**.
- Environ de zéro noté **EZ**.
- Positif petit noté **PP**.
- Positif grand noté **PG**.

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

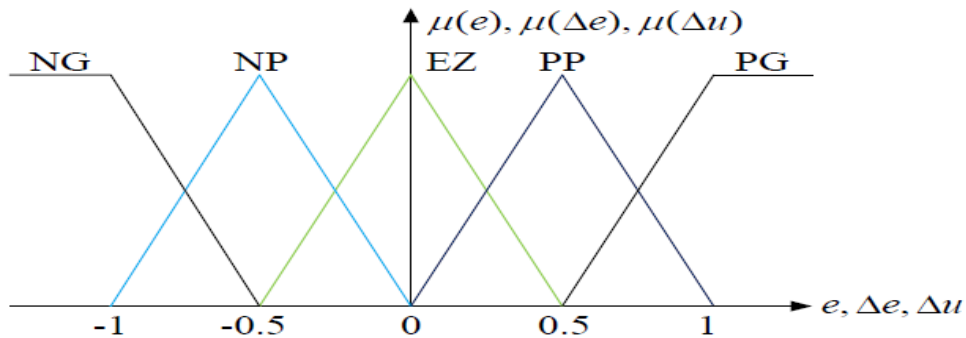


Figure (III.14) : Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

III.9.3. Base des règles :

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

e					
Δe	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NP	NP	EZ
NP	NG	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
PP	NP	EZ	PP	PP	PG
PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Règle 25 si e est PG et Δe est PG alors Δu est PG

Figure (III.15) : Matrice d'inférence des règles floues.

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

Si e est PG et Δe est PG alors Δu est PG

Si e est EZ et Δe est EZ alors Δu est EZ

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (E est), alors il faut un appel de couple grand (ΔU est PG) pour ramener la vitesse à sa référence. Et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (E est EZ et ΔE est) alors garder le même couple (ΔU est EZ).

III.9.4. défuzzification :

Par cette étape se fait retour aux grandeurs de sorties réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées, parmi eux la méthode du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur est:

$$\Delta_{uk} = \frac{\sum_1^5 u_k r_k}{u_k} \quad (\text{III.27})$$

Avec:

U_k : degré d'activation de la k *eme* règle

r_k : L'abscisse du centre de gravité de la k^{eme} classe

III.10. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE :

Certainement, la commande par logique floue comporte un certain nombre d'avantages et d'inconvénients. Les avantages essentiels sont : [22]

- La non-nécessité d'une modélisation du processus à commander, ainsi que d'une analyse mathématique profonde,
- La possibilité de bénéficier et d'implémenter des connaissances et des expertises humaines sur le système à commander,
- La maîtrise de systèmes à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser), aussi, cette approche offre la possibilité d'utiliser des processeurs spécialisé (dit processeurs flous), afin d'augmenter la précision ainsi la vitesse de calcul,

Par contre, les inconvénients sont :

- Le manque de méthodes systématiques précises pour la conception et la synthèse d'une commande par logique floue (par exemple dans le choix des grandeurs à mesurer, dans les déterminations des facteurs de normalisation, dans le choix de la stratégie, soit de la fuzzification, les inférences soit de la défuzzification,...),
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de commande en toute généralité,
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.

III.11. LES RESULTATS DE SIMULATION :

Nous avons fait les simulations sur le même système du chapitre précédent, mais, on change les régulateurs PI par des régulateurs par la logique floue.

III.11.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (100 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=5$ Nm) appliqué à l'instant ($t=2$ sec). Les résultats de simulation sont représentés par la Figure suivante:

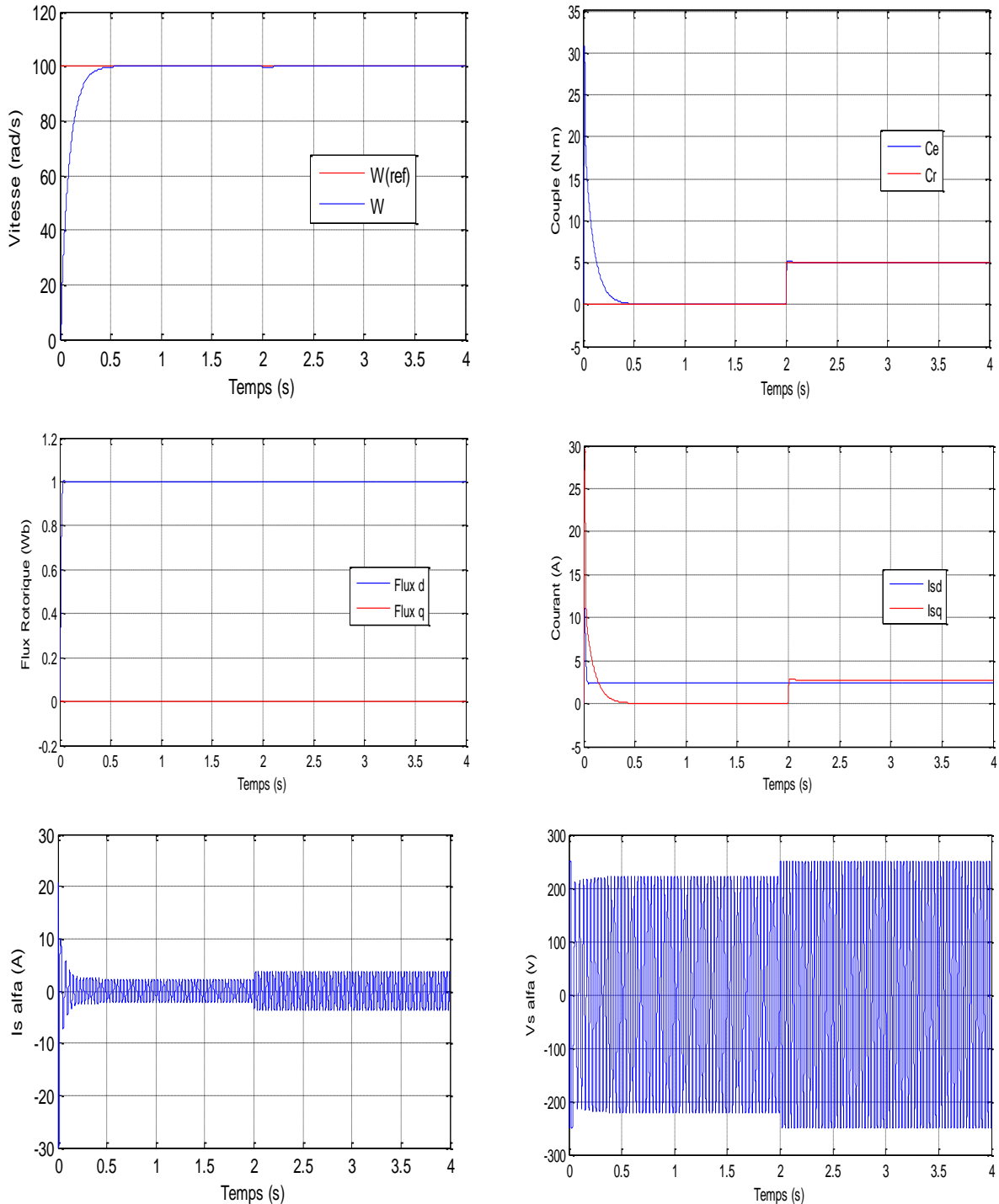


Figure (III.16): Résultats de simulation de PI flou, par un controleur flou

Les résultats montrent que le régulateur de vitesse marque une amélioration en temps de réponse elle atteint la valeur de consigne en moins de $0.2s$, La chute de vitesse lors de l'insertion du couple résistant est plus petite, cette chute rattrape sa valeur de référence en un temps trop rapide. Le flux rotorique n'est pas affecté par ce couple résistant, le découplage couple flux est alors réalisé. La composante de courant statorique marque un pic puis se stabilise à sa valeur.

III.11.2 Fonctionnement à vitesse variable :

Nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de (+100 à -100 rad/s), à partir de l'instant ($t=2s$) :

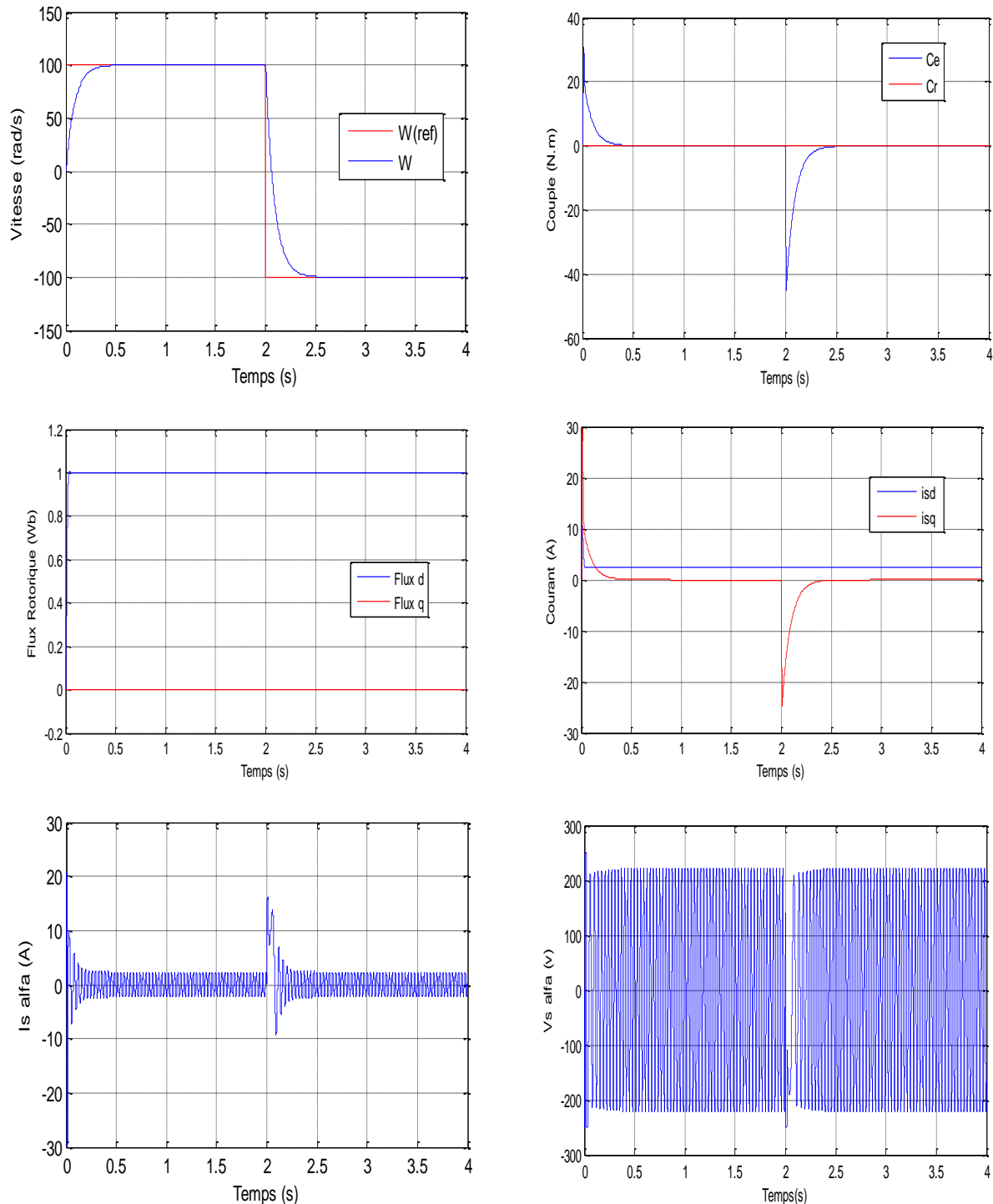


Figure (III.17) : Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation à $t=2sec$.

On constate d'après la figure (III.17) que le couple électromagnétique et le courant de phase statorique marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent le découplage persiste toujours. La vitesse répond en un temps court, et on remarque une petite influence sur le flux magnétique.

III.11.3. variation de la résistance rotorique :

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de R_r ($R_r = 1,5 * R_r$), à $t = 3 \text{ sec}$ nous avons obtenu les résultats de la Figure(III.18).

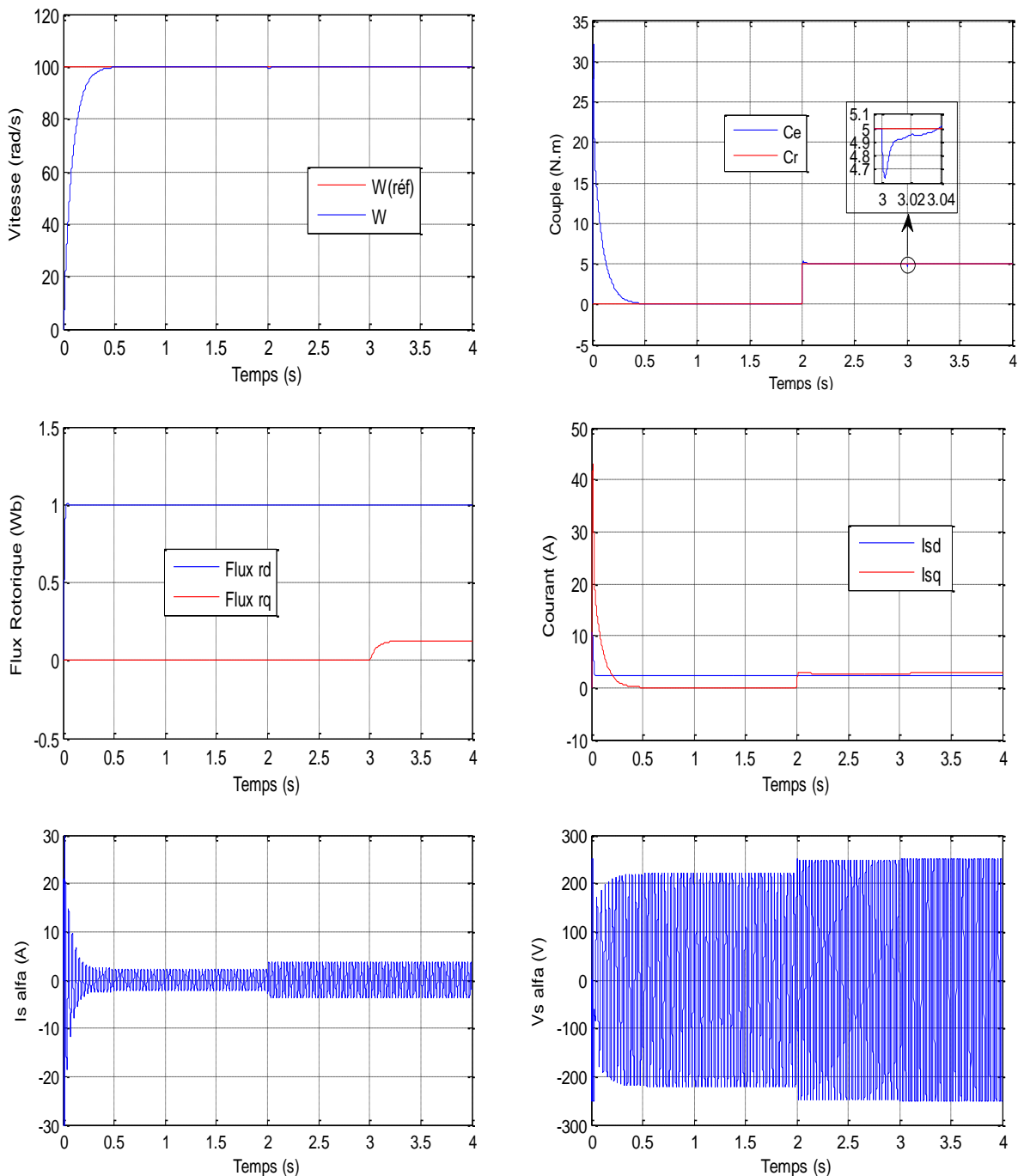


Figure (III.18) : Réponse du système lors de la variation de la résistance rotorique de la machine par un contrôleur Flou.

On constate d'après les résultats présentés par la figure (III.18), la sensibilité de la commande vectorielle floue face à la déviation des paramètres rotorique Rr de la machine.

III.12. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons introduit la logique floue dans la conception des régulateurs en commande vectorielle de la machine asynchrone. Ses régulateurs montrent effectivement une grande efficacité. Le temps de réponse et le dépassement sont toujours minimaux par rapport aux celles du régulateur PI qui sont toujours constants.

L'utilisation de la logique floue dans la commande a été également présentée en décrivant les différents éléments constitutifs d'un régulateur flou. A travers cette étude, nous constatons que deux types de régulateurs flous, celui de Mamdani et celui de Sugeno, sont les plus utilisés. Il est à noter que dans le premier les variables d'entrées et de sorties sont numériques. Cette dernière caractéristique lui donne l'avantage d'être plus adapté lors de l'analyse mathématique du système, en particulier l'analyse de la stabilité. . Elles peuvent être reconstituées par des observateurs à partir des grandeurs déjà mesurées (courant ou tension). Cela constituera l'objet du prochain chapitre.

CHAPITRE IV

Observateur de flux et de vitesse de type MRAS

IV.1. INTRODUCTION :

La commande vectorielle requiert l'installation d'un capteur afin de mesurer la vitesse et/ou la position rotorique. L'association de ce capteur entraîne un surcoût qui peut être plus important que celui de la machine pour les faibles puissances. Il faut de plus prévoir une place supplémentaire pour l'installation du capteur mécanique. Chose qui n'est pas toujours souhaitable ou possible. Enfin, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui requiert un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique.

Pour palier les difficultés liées à l'utilisation des capteurs, le flux rotorique et la vitesse de rotation sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension).

Dans ces conditions, les méthodes d'automatique tel que l'estimation et l'observation sont de plus en plus utilisés pour la reconstitution des variables non mesurables dans les différentes structures de commandes performantes.

Le présent chapitre est consacré à la problématique de reconstitution des deux principales grandeurs:

- Grandeurs magnétiques tel que le flux magnétique.
- Grandeurs mécaniques tel que la vitesse de rotation.

Pour résoudre ce problème, plusieurs méthodes d'estimation et d'observation de ces grandeurs, tel que le système adaptatif à modèle de références (MRAS), les observateurs adaptatifs, observateur par mode glissant, filtre de Kalman, ... etc.

IV.2. NOTIONS D'ESTIMATION ET OBSERVATION :

IV.2.1. Notion d'estimation :

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de park définie en régime permanent (estimateurs statiques) ou transitoire (estimateurs dynamiques). Ils sont obtenus par une relation directe des équations associées à ce modèle. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides.

Cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques (résistance rotorique et statorique). Le schéma bloc d'un tel estimateur sera présenté par la figure suivante:

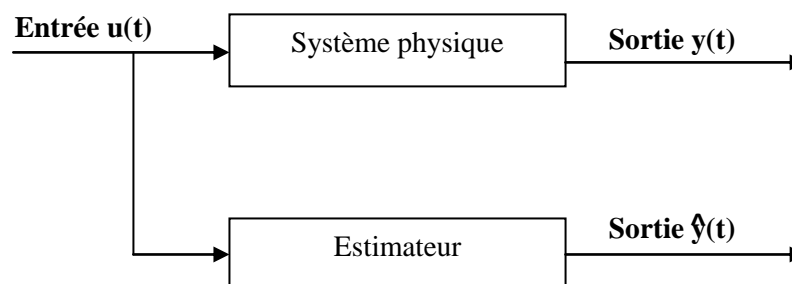


Figure (IV.1) : Schéma bloc d'un estimateur

Supposons que tous les paramètres de la machine asynchrone sont connus, on peut calculer les valeurs non mesurables telles que la vitesse et le flux à partir des équations du modèle de la machine en utilisant seulement les valeurs mesurables telles que les tensions et les courants.

Les deux types d'estimateurs que nous allons étudier sont l'estimateur en BO (boucle ouverte) basé uniquement sur les équations de la machine et l'estimateur à modèle de référence adaptatif (MRAS)

IV.2.2. Notion d'observation :

Un observateur est défini comme un système qui fournit une estimation d'une grandeur physique x interne d'un système donné en se fondant uniquement sur l'information disponible, en l'occurrence des entrées et sorties du système physique. Son rôle consiste à reconstruire la grandeur inaccessible du système physique, noté \hat{x} , à partir de la connaissance des entrées $u(t)$ et des sortie $y(t)$ mesurables. Alors on peut définir un observateur comme étant un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système [5]. Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimateur. La figure (IV.2) montre le schéma général d'un observateur.

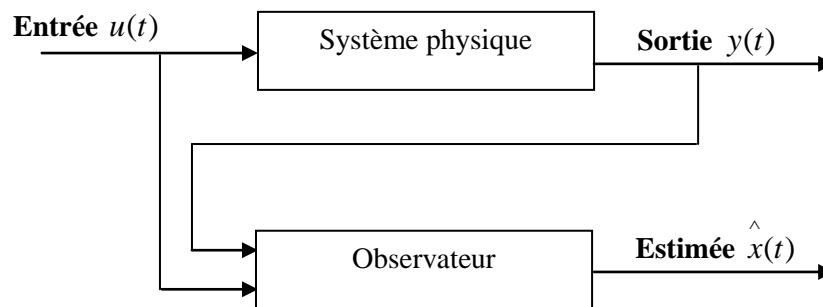


Figure (IV.2) : Principe d'un observateur

Pour aborder l'étude et la mise en œuvre d'un observateur, il est indispensable de disposer d'un modèle mathématique du processus observé. Parmi les méthodes d'observation, on peut citer l'observateur déterministe (Luenberger, observateur adaptatif), le filtre de kalman et l'observateur à structure variable par mode glissant d'ordre réduit ou d'ordre complet.

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit ou seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Parmi les observateurs déterministes, on trouve l'observateur de Lunberger qui permet de reconstituer l'état d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé dans les commandes par retour d'état lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Dans sa version étendue, il permet d'estimer les paramètres variables ou inconnus d'un système [1].

L'observateur par mode glissant est basé sur la théorie des systèmes à structures variables. Cette approche est bien adaptée aux systèmes dynamiques non linéaires incertains. Ils ont également les mêmes dispositions robustes que les contrôleurs par mode glissant. Ils sont caractérisés par une commande discontinue agissant sur les dérivées d'ordre supérieur de la variable de glissement.

Les observateurs optimisant un critère statique donnent une estimation optimale (au sens d'un critère statique) de l'état du système perturbé par des bruits dont les propriétés stochastiques sont connues. Le filtre de Kalman appartient à cette classe de reconstituteur d'état, il est souvent mis en œuvre pour l'estimation du flux statorique ou de la vitesse de la machine asynchrone pour la synthèse des commandes vectorielles. Ce filtre est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statoriques, flux statorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état [1].

IV.3. COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE :

IV.3.1. Méthodes avec Modèle :

IV.3.1.1. Méthodes à base d'estimateur :

Nombreuses sont les méthodes proposées dans la littérature qui traitent la commande sans capteur de vitesse de la machine [25].

IV.3.1.1.1. La loi d'autopilotage :

La méthode d'estimation de la vitesse utilise la loi d'autopilotage des machines électriques et peut être facilement implantée. Elle repose dans le cas de la machine asynchrone sur la relation fondamentale entre les fréquences propres de la machine asynchrone. L'objectif de cette méthode est d'obtenir la vitesse électrique du rotor à partir des deux autres fréquences du moteur, qui peuvent être estimées.

IV.3.1.1.2. Estimation de la vitesse par la technique MRAS :

Le Système Adaptatif à Modèle de Référence est basé sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable.

IV.3.1.2. Méthodes à base d'observateur :

Le problème posé par le traitement en boucle ouverte peut être évité en utilisant des observateurs afin de reconstituer l'état du système. En fait, un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermée qui introduit une matrice de gains pour corriger l'erreur sur l'estimation. Afin de pouvoir observer les grandeurs non mesurables de la machine, il est nécessaire que le système soit observable.

IV.3.1.2.1. Observateur déterministe :

Dans la pratique, l'observateur déterministe prend deux formes différentes, observateur d'ordre réduit ou seulement les variables d'état non mesurables du système sont reconstruites, et l'observateur d'ordre complet pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites. Les observateurs présentent une entrée supplémentaire qui assure éventuellement la stabilité exponentielle de la reconstruction, et impose la dynamique de convergence. Les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice gain.

IV.3.1.2.2. Observateur stochastique (Filtre de Kalman) :

Une des méthodes utilisées pour l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone est le filtre de Kalman étendu (EKF) [26], Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable.

A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statorique, flux rotorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique.

Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés.

IV.3.2. Méthodes sans modèle :

IV.3.2.1. Estimation de la vitesse à partir des saillances de la machine :

Généralement, les machines à induction sont théoriquement conçues symétriques et ne doivent pas comporter de saillances. Donc la machine présente des saillances à cause des imprécisions de construction (comme l'excentricité), de l'existence des encoches rotorique et du phénomène de saturation. Les saillances présentes dans une machine introduisent une variation spatiale des paramètres (résistance ou inductance), et permettent au courant ou à la tension de contenir des informations sur la position de ces saillances et par conséquent la position du rotor, donc une information sur la vitesse [8].

On peut dénombrer diverses techniques pour l'estimation de la vitesse utilisant cette donnée physique de la machine liée à la présence de saillances L'insensibilité vis-à-vis des paramètres de la machine constitue l'un des grands avantages pour ces techniques en contrepartie de l'exigence de moyens performants en termes de traitement du signal.

Le défi reste donc dans la réalisation de l'estimation en temps réel, spécialement pour les commandes bouclées.

IV.3.2.2. Estimation basée sur l'intelligence artificielle :

Les algorithmes génétiques, la logique floue et les réseaux neurones sont tous des techniques de calcul numérique à base d'intelligence artificielle, qui est populaire dans le domaine de l'informatique. Mais, de plus en plus, des applications à base de ces nouvelles approches de calcul numérique se développent pour des applications pratiques dans les domaines de la science et de l'ingénierie [27].

Les observateurs ou bien les estimateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle amènent une meilleure dynamique, une meilleure précision et ils sont plus robustes. Leurs robustesses sont très bonnes même pour des variations importantes des paramètres de la machine. Néanmoins, le besoin de la connaissance parfaite du système à régler ou à estimer et le manque de l'expertise sur système limitent les applications actuelles à une gamme bien spécifique.

IV.4. Technique MRAS :

La théorie du système adaptatif avec modèle de référence (MRAS) a été développée pour minimiser l'erreur entre une grandeur réelle et une grandeur estimée. Cette technique est basée sur l'utilisation de deux structures de modèles de la machine qui estiment la même variable d'état :

- Modèle de référence : indépendant de la quantité estimée.
- Modèle ajustable : dépendant de la quantité estimée.

Le flux rotorique provenant de l'équation est indépendant de la vitesse mécanique, donc on peut le considérer comme étant le modèle de référence, qui dépend de la vitesse, produit la valeur estimée du flux rotorique, donc on peut la considérer comme étant le modèle ajustable.

L'erreur entre les valeurs réelles et estimées du flux obtenue par ces deux modèles agit sur un mécanisme d'adaptation convenable qui produit la vitesse estimée. La structure de base du système adaptatif avec modèle de référence (MRAS) est donnée par la figure (IV.3) pour l'estimation de la vitesse à partir de l'estimation du flux rotorique.

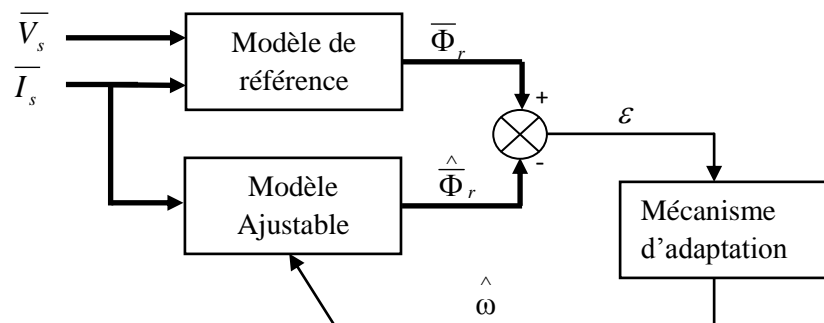


Figure (IV.3) : Schéma bloc d'un estimateur de flux rotorique et de vitesse par la méthode de MRAS

Dans cette méthode on considère les erreurs d'observation des courants de sortie dues à l'erreur existant dans la vitesse électrique ou fréquence de la matrice d'état du système. Ainsi, la simple comparaison entre les courants observés et les courants mesurés donne l'information nécessaire pour faire évaluer l'erreur dans la vitesse. Ensuite, un régulateur est appliqué afin de minimiser l'erreur trouvée. Ce régulateur sert comme mécanisme d'adaptation. Le modèle de la machine asynchrone exprimé dans le repère général, tournant à la vitesse w_g est le suivant :

$$V_s = R_s + \frac{d\Phi_s}{dt} + jw_g \Phi_s \quad (\text{IV.1})$$

$$Vr = R_r i_r + \frac{d\Phi_r}{dt} + j(w_g - w)\Phi_r = 0 \quad (\text{IV.2})$$

$$\Phi_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (\text{IV.3})$$

$$\Phi_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (\text{IV.4})$$

$$w_r = w_s - w \quad (\text{IV.5})$$

Les systèmes d'équations différentielles qui sont utilisés sont non linéaires ce qui complique notamment l'étude.

L'erreur entre la valeur estimée par le modèle et la valeur supposée exacte du modèle de référence sera notée :

$$e = \widehat{\Phi}_{ref} - \Phi_r \quad (\text{IV.6})$$

IV.4.1. Modèle de référence :

Nous souhaitons estimer les composantes de Φ_r à partir de la mesure des courants statoriques i_s et des Expressions i_r à partir de (IV.4), on a :

$$\hat{i}_r = L_r^{-1} \left(\widehat{\Phi}_{ref} - L_m \bar{i}_s \right) \quad (\text{IV.7})$$

Introduisons l'équation (IV.7) dans (IV.3) :

$$\widehat{\Phi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \left(L_r^{-1} \left(\widehat{\Phi}_{ref} - L_m \bar{i}_s \right) \right) \quad (\text{IV.8})$$

Ou encore :

$$\widehat{\Phi}_s = L_m L_r^{-1} \widehat{\Phi}_{ref} + (L_s - L_m^2 L_r^{-1}) \cdot i_s \quad (\text{IV.9})$$

Soit, en introduisant le coefficient de dispersion σ :

$$\widehat{\Phi}_s = L_m L_r^{-1} \widehat{\Phi}_{ref} + \sigma L_s \bar{i}_s \quad (\text{IV.10})$$

En introduisant (IV.10) dans (IV.3), nous obtenons une expression reliant les grandeurs recherchées :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \left(L_m L_r^{-1} \widehat{\Phi}_{ref} + \sigma L_s \bar{i}_s \right) \quad (\text{IV.11})$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + L_m L_r^{-1} \frac{d}{dt} \widehat{\Phi}_{ref} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_s \quad (\text{IV.12})$$

$$\frac{d}{dt} \widehat{\Phi}_{ref} = L_m^{-1} L_r \left(\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_s \right) \quad (\text{IV.13})$$

Ou encore :

$$\widehat{\Phi}_{ref} = L_m^{-1} L_r \left(\int_0^t \left(\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_s \right) dt \right) \quad (\text{IV.14})$$

On peut tirer le modèle de référence :

$$\begin{cases} \Phi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \alpha L_s i_{s\alpha} \right) \\ \Phi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left(\int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \alpha L_s i_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

IV.4.2. Modèle ajustable (adaptatif) :

Pour trouver l'équation du modèle ajustable, nous exprimons \hat{i}_r (équation (IV.4) tel que

$$\hat{i}_r = L_r^{-1} \left(\widehat{\Phi}_r - L_m \bar{i}_s \right) \quad (IV.16)$$

Puis nous exprimons aussi $\frac{d}{dt} \widehat{\Phi}$ (équation (IV.2), avec $w_g = 0$ et l'équation (IV.16), ainsi nous avons :

$$R_r L_r^{-1} \left(\widehat{\Phi}_r - L_m \bar{i}_s \right) + j \widehat{w} \widehat{\Phi}_r + \frac{d}{dt} \widehat{\Phi}_r = 0 \quad (IV.17)$$

$$\frac{d}{dt} \widehat{\Phi}_r = -R_r L_r^{-1} \widehat{\Phi}_r + R_r L_r^{-1} L_m \bar{i}_s - j \widehat{w} \widehat{\Phi}_r \quad (IV.18)$$

$$\frac{d}{dt} \widehat{\Phi}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + J \widehat{w} \right) \widehat{\Phi}_r + \frac{L_m}{T_r} \bar{i}_s \quad (IV.19)$$

On peut tirer le modèle ajustable

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \widehat{\Phi}_{r\alpha} = -\frac{1}{T_r} \widehat{\Phi}_{r\alpha} - \widehat{w} \widehat{\Phi}_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} \widehat{\Phi}_{r\beta} = -\frac{1}{T_r} \widehat{\Phi}_{r\beta} - \widehat{w} \widehat{\Phi}_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (IV.20)$$

IV.4.3. Mécanisme d'adaptation :

L'entrée de ce mécanisme est activée par l'erreur entre Φ_{ref} et $\widehat{\Phi}_r$. Effectuons la différence entre le modèle de référence et le modèle ajustable, il vient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_{ref} - \frac{d}{dt} \widehat{\Phi}_r &= \frac{d}{dt} e = (-R_r L_r^{-1} + jw) \bar{\Phi}_{ref} - (-R_r L_r^{-1} + j\widehat{w}) \widehat{\Phi}_r \\ &= (-R_r L_r^{-1} + jw) \left(\bar{\Phi}_{ref} - \widehat{\Phi}_r \right) + j(w - \widehat{w}) \widehat{\Phi}_r \end{aligned}$$

$$\frac{d}{dt} e = \left(-\frac{1}{T_r} + jw \right) e + j(w - \widehat{w}) \widehat{\Phi}_r \quad (IV.21)$$

L'équation précédente, peut être exprimée comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} e_\alpha \\ \frac{d}{dt} e_\beta \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & -w \\ w & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + (w - \widehat{w}) \begin{bmatrix} -\Phi_{r\alpha} \\ \widehat{\Phi}_r \end{bmatrix} \quad (IV.22)$$

Ou :

$$\frac{d}{dt} \bar{e} = [A] \cdot \bar{e} - [w] \quad (IV.23)$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -w \\ w & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, [w] = (w - \widehat{w}) \widehat{\Phi}_r \quad (IV.24)$$

La matrice $[A]$ sera considérer comme un pôle complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire.

Or ce pôle est à partie réelle négative, alors ce système est stable.

La matrice $[W]$ doit également tendre vers zéro sinon vers une quantité à énergie minimale.

La loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de \hat{w} vers w

$$\hat{w} = k_p \delta e + k_i \int_0^t \delta e. dx \quad (\text{IV.25})$$

Cette loi d'adaptation choisie pour assurer la convergence de \hat{w} vers w peut être interprétée comme l'application d'une correction Proportionnelle-Intégrale (k_p, k_i) sur la quantité de δe .

La synthèse directe de ce correcteur à partir de la représentation à retour non linéaire est difficile. On choisit donc de linéariser ce système autour d'un point de fonctionnement. Cette linéarisation est effectuée dans le repère du champ tournant dans lequel les grandeurs sont connues, ce qui facilite la synthèse du correcteur.

L'erreur destinée au correcteur est définis selon le critère dit d'hyper stabilité de Popov. Les calculs nécessaires sont exposés dans le travail de Peter-Contasse. Il vient alors :

$$e = \hat{\Phi}_{r\alpha} \cdot \Phi_{r\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \cdot \Phi_{r\alpha} \quad (\text{IV.26})$$

IV.5. résultat de simulation :

1-Commande PI

On prend les tensions et les courants rotorique biphasés comme des grandeurs d'entrées du bloc MRAS qui délivre le flux réel et le flux estimé, leur erreur injectée dans le dispositif de régulation (PI) nous donne finalement la vitesse estimée. La figure (IV.4) présente les résultats obtenus par simulation de la machine asynchrone commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique sans capteur de vitesse avec une application d'une charge de valeur nominale $C_r = 5 N.m$ à l'instant $t = 2s$.

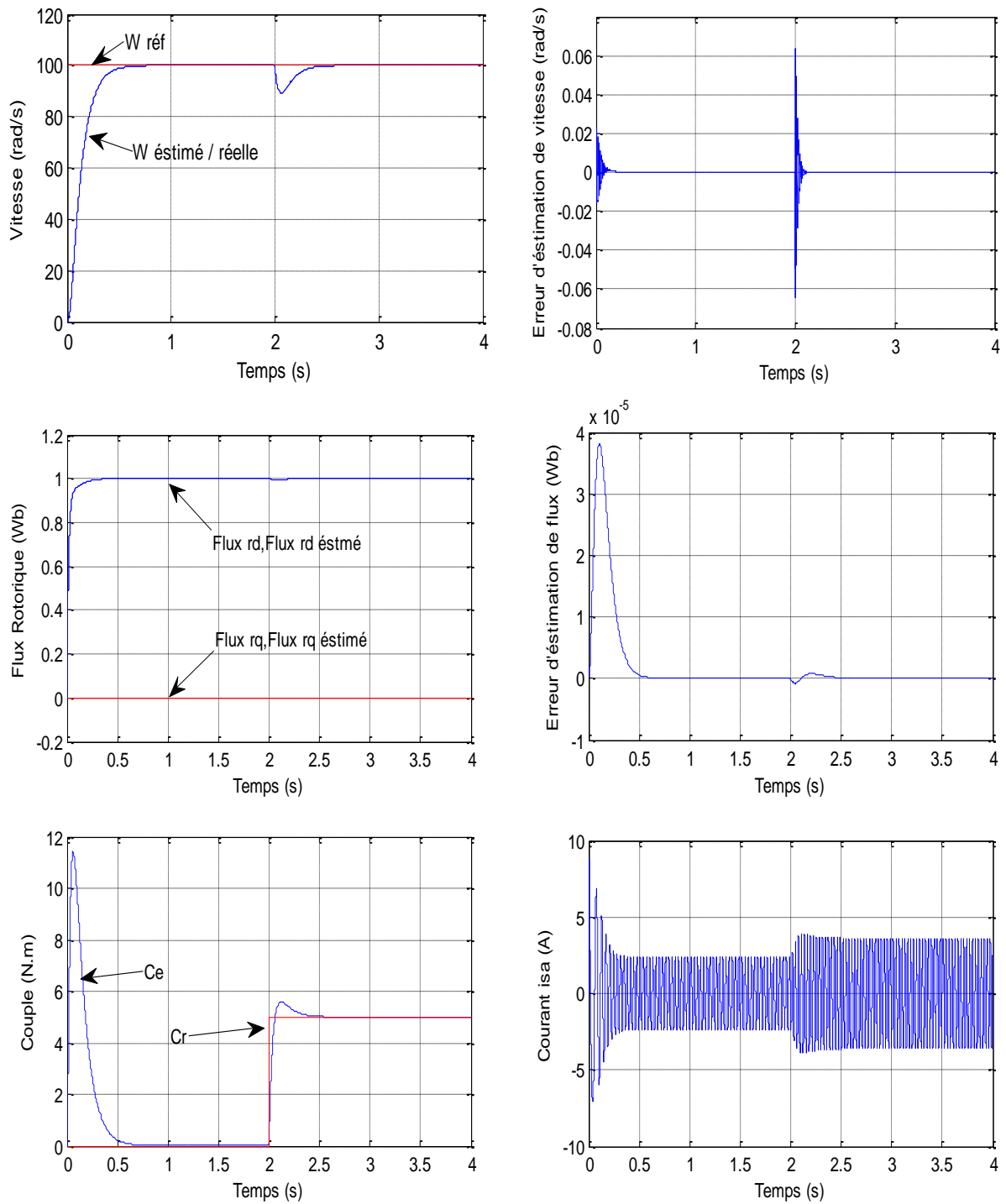


Figure (IV.4) : Résultats de simulation de la commande sans capteur par la technique MRAS

2-Commande PI floue

On remarque que le flux et la vitesse donnent une bonne poursuite d'estimation avec une erreur d'estimation qui tend vers zéro. Le couple suit la valeur du couple imposé et l'application d'une charge influe sur le courant statatorique $i_{s\alpha}$.

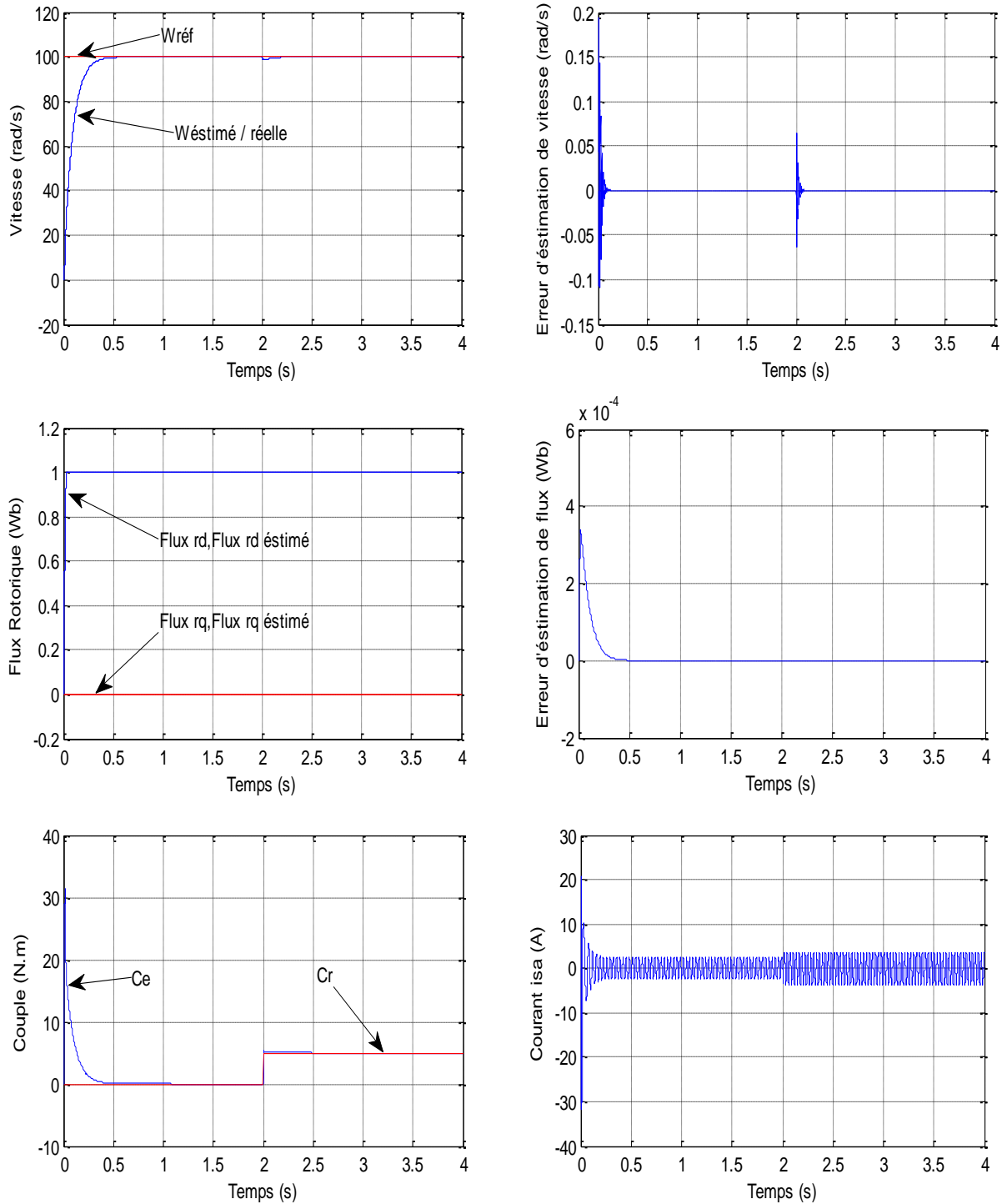


Figure (IV.5) : Résultats de simulation de la commande sans capteur par la technique MRAS

IV.6. Conclusion :

La commande sans capteur mécanique est en pleine évolution. Elle a pour but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que fragilité, coût et bruit...etc.

Nous avons présenté dans ce chapitre les différentes méthodes d'estimation de la vitesse de la machine asynchrone, et nous avons concentré notre étude sur l'estimation par la méthode MRAS qui été développé pour obtention des résultats de simulation qui sont dans le chapitre suivant qui conclure les déférente résultats pour les chapitres précédent.

CHAPITRE IIV

**Etude comparative entre la commande
vectorielle et la commande par logique
floue**

IIV.1. INTRODUCTION :

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus dans les chapitres 2,3, il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les différentes commandes ainsi élaborées, cette étape constitue une aide importante pour le choix du type de commande selon le cahier de charge d'application envisagée.

Dans le présente chapitre nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques et statiques pour les deux de commande: commande vectorielle ,commande par logique floue, cela conduit à prévoir, à priori les avantages et inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle du point de vue automatique, la meilleure sera celle qui répond aux exigences telles que :

- Meilleur performances statique et dynamiques
- Meilleurs poursuites des consignes de contrôle
- Meilleurs rejets de perturbations

Pour les taches qui vont suivre on signale que cette comparaison est réalise pour une même vitesse de cosigne (100 rad/s), un même couple de charge statique (5 N.m), et un même flux rotorique (1 Wb).

Cas 1 : sans observateur

On va faire une comparaison des résultats du deux technique de commande la commande vectorielle et la commande par logique floue sans observateur de variation de la charge et vitesse et résistance rotorique.

Cas 2 : avec observateur

On va faire une comparaison des résultats du deux technique de commande la commande vectorielle et la commande par logique floue avec un observateur de type MRAS de variation de la charge et vitesse.

IIV.2. COMPARAISON AU NIVEAU DE LA VARIATION DE LA CHARGE :

La figure (IIV-1) représente la vitesse, le couple, dans le cas de la machine asynchrone d'un démarrage en charge ($C_r=5N.m$) pour une référence de vitesse (100rad/s) et de flux (1Wb). A l'instant ($t=2s$) on applique un couple ($C_r=5N.m$), et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation pour le régulateur floue. Pour le réglage par PI le couple électromécanique ne répond instantanément, et la vitesse rejoint sa référence après une déformation. La variation de la vitesse montre une nette amélioration dans le temps de réponse du système réglé par logique floue en comparant avec le réglage classique.

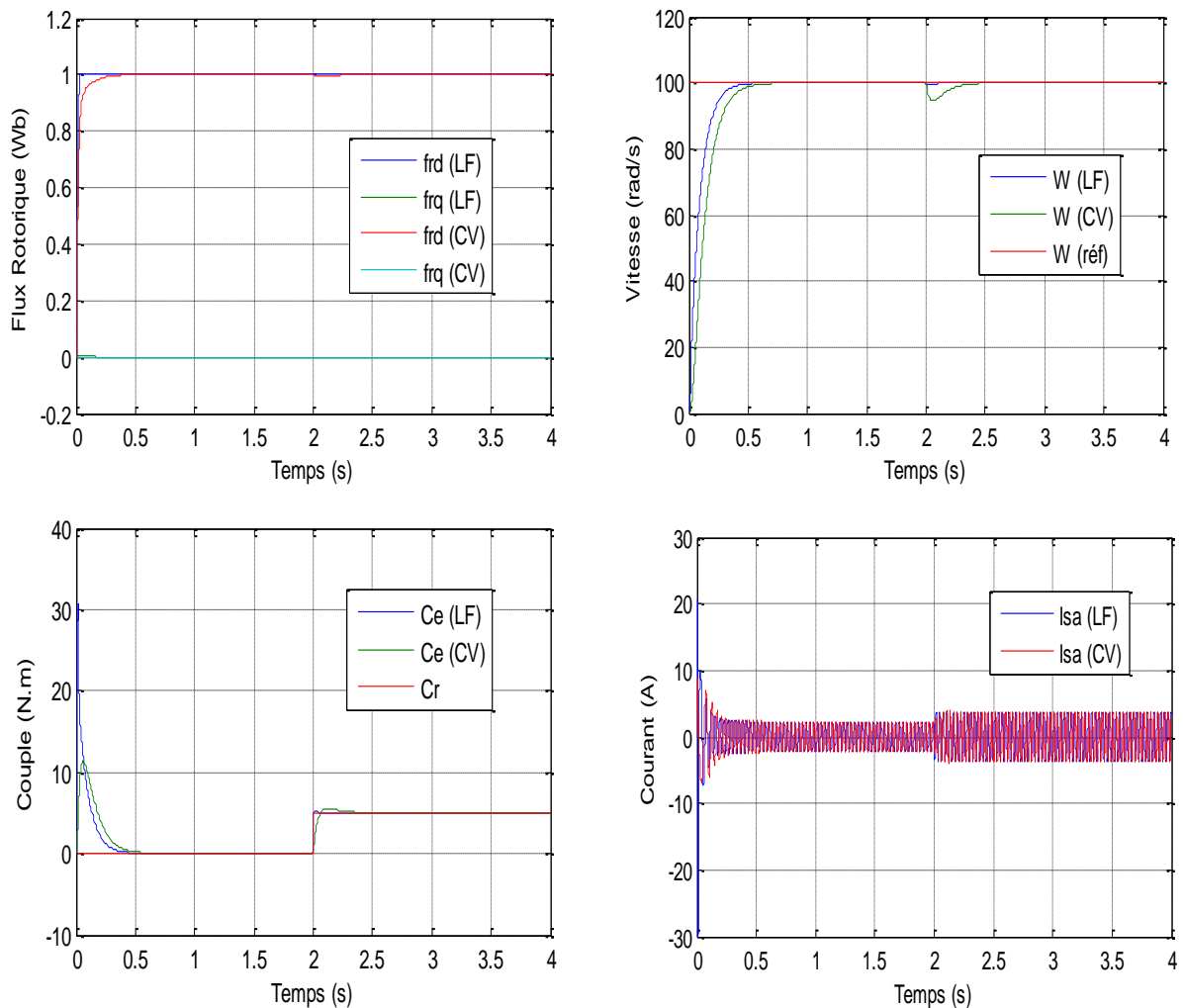


Figure (IIV-1) : Réponse du système en charge pour la variation de la charge

IIV.3. COMPARAISON AU NIVEAU DE LA VARIATION DE VITESSE :

Les résultats de simulations obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{\text{réf}} = 100, -100 \text{ rad/s}$). La figure (IIV.2) montre que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de réglage, par contre de logique floue présente un temps de réponse plus faible que le réglage par PI. Les couples donnés par C.V subit un pic de transition puis regagnent leurs valeurs de référence, Comme on constate que le régulateur floue rejeté parfaitement les perturbations d'où l'amélioration des performances du réglage de vitesse vis à vis les perturbations par rapport au réglage classique. Les résultats obtenus montrent clairement les performances du contrôleur flou dans cette structure de commande.

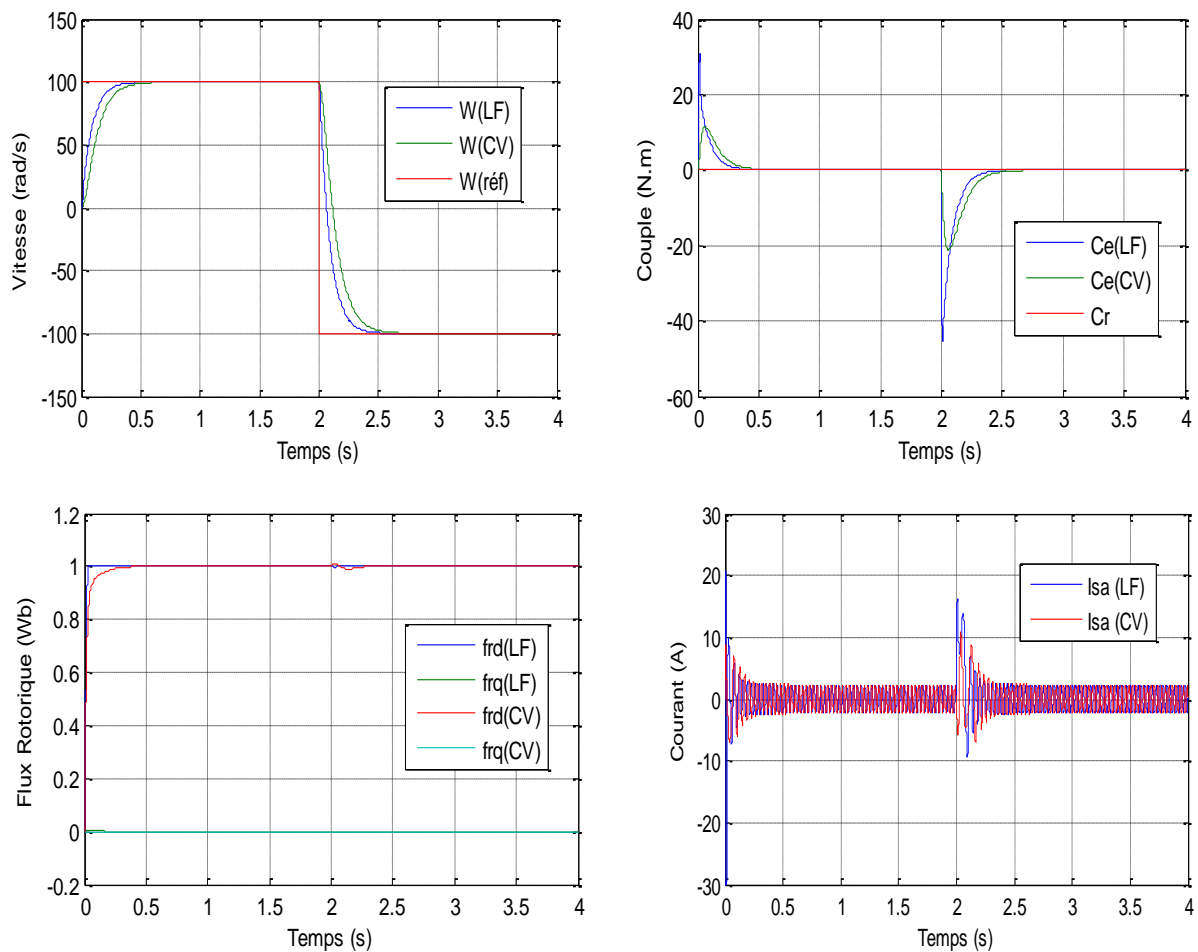


Figure (IIV.2): Réponse du système pour la variation de la vitesse

IIV.4. COMPARAISON AU NIVEAU DE LA VARIATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la résistance rotorique $1,5 R_r$ est présente sur la figure (IIV-3). La commande vectorielle et PI floue présentés la sensibilité façon à la déviation de paramètre rotorique du la machine.

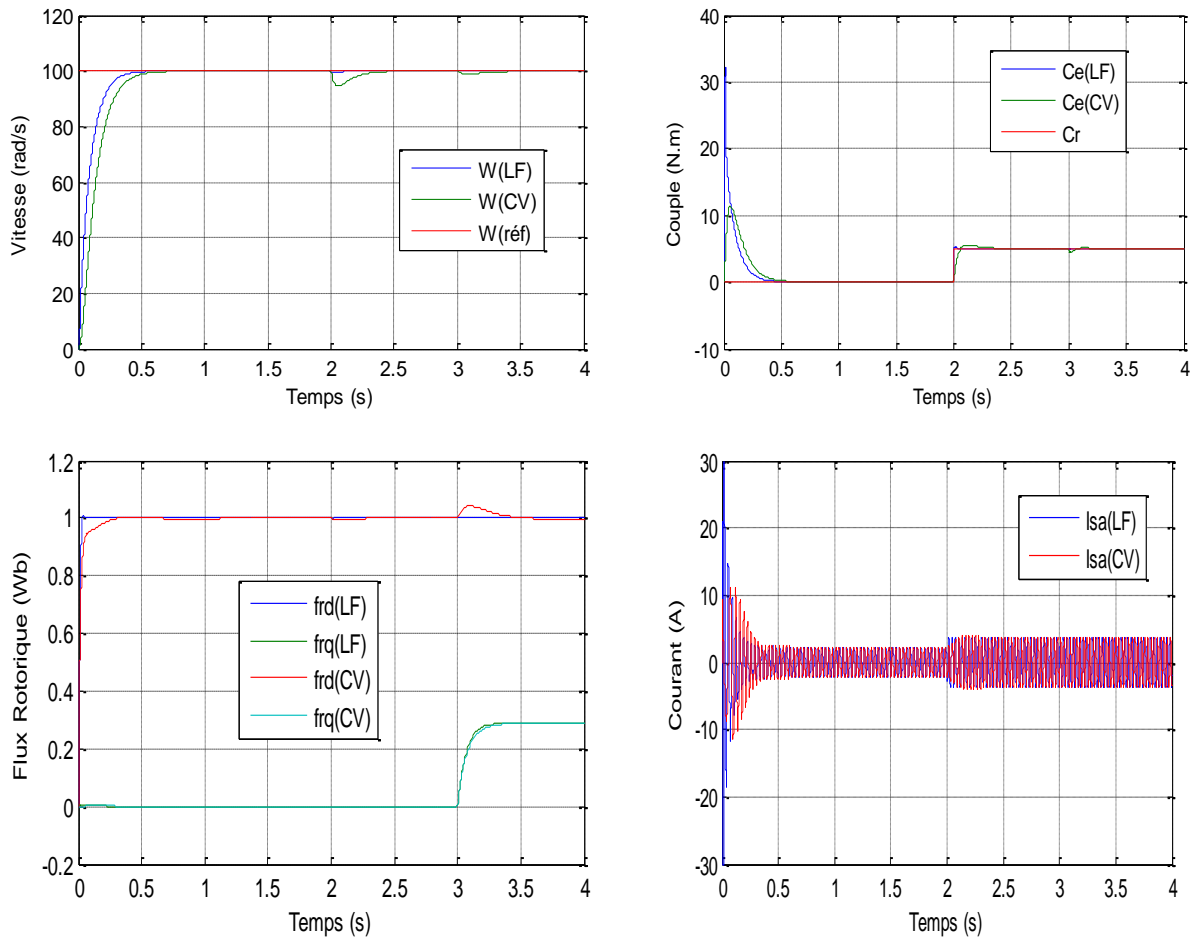


Figure (IIV-3): Réponse du système en charge pour la variation de la résistance rotorique

IIV.5. COMPARAISON AU NIVEAU DE LA VARIATION DE LA CHARGE AVEC UN OBSERVATEUR DE TYPE MRAS :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de MRAS est présente sur la figure (IIV-4).

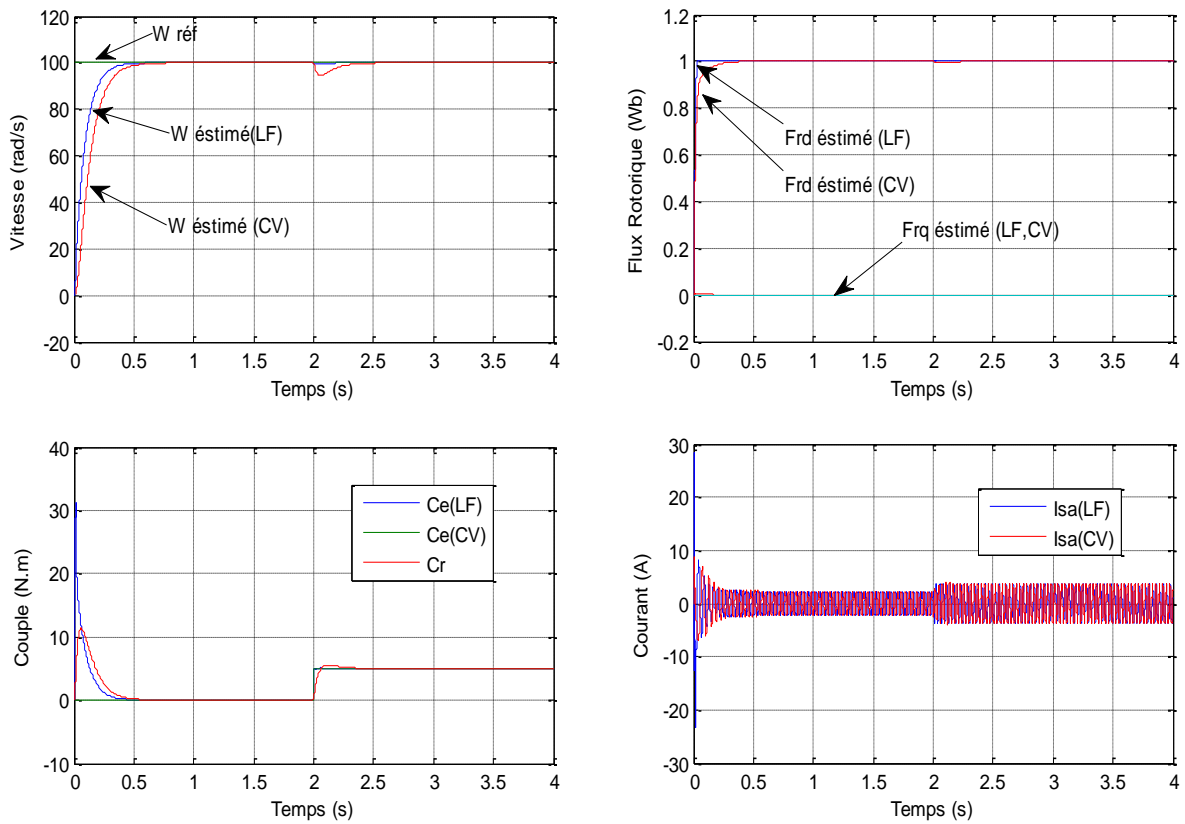


Figure (IIV.4) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la charge en utilisant la technique MRAS

IIV.6. COMPARAISON AU NIVEAU DE LA VARIATION DE LA VITESSE AVEC UN OBSERVATEUR DE TYPE MRAS :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de Mras est présente sur la figure (IIV-5).

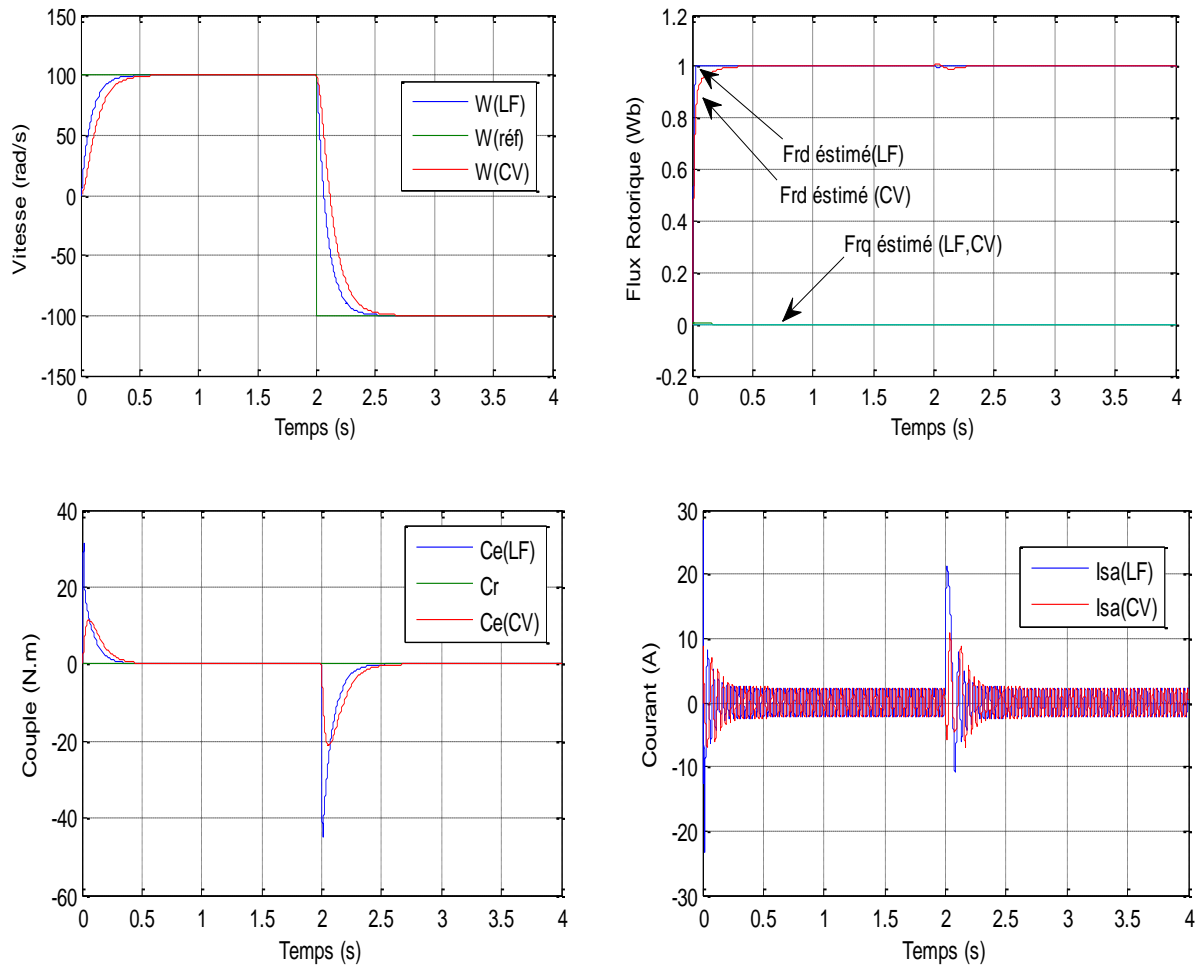


Figure (IIV.5) : Commande sans capteur de vitesse lors de la variation de la vitesse en utilisant la technique MRAS

IIV.7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, une étude comparative entre les deux stratégies des commandes (commande vectorielle, la commande floue) avec une technique de MRAS. Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité...)

Ce type de commande (floue) présente plusieurs avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible par rapport à la commande vectorielle.

CONCLUSION GENERALE

Le travail, dans le cadre de ce mémoire, a permis d'élaborer l'étude de la commande vectorielle et la commande hybride (vectorielle-floue) de la machine asynchrone. A l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées.

La première partie de ce travail est l'étude de la modélisation par la transformation de PARK, avec la précision des différents repères qui peuvent être utilisés, ces derniers dépendent du positionnement de repère de PARK. Le modèle de la machine a été écrit lié au choix des sorties du modèle et du référentiel de travail.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté la commande vectorielle par orientation du flux rotorique qu'est caractérisée par le découplage qu'elle réalise entre les commandes de flux et de couple. Elle a permis par son application au moteur asynchrone, l'obtention de performances dynamiques et statiques comparables à celles des machines à courant continu à excitation séparée.

Il est important de noter que les grandeurs d'états ou de sortie, utilisées pour l'élaboration de la commande vectorielle, sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou pour des problèmes de coût (vitesse). Il faut donc les estimer sans utiliser des capteurs. Elles peuvent être reconstituées par des estimateurs ou des observateurs à partir des grandeurs déjà mesurées (courant ou tension).

L'inconvénient de régulation par ces dernières méthodes c'est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Face à cet inconvénient on propose une technique de commande et qui sera l'objet de chapitre suivant.

D'où la nécessité d'une autre technique basée sur un autre contrôle. Parmi les techniques modernes les plus utilisées actuellement, La commande par logique floue est une technique pour le traitement de connaissances imprécises basées, sur des termes linguistiques, elle donne les moyens de convertir une commande linguistique basée sur le raisonnement humain.

Nous avons introduit la logique floue dans la conception des régulateurs en commande vectorielle de la machine asynchrone. Ses régulateurs montrent effectivement une grande efficacité. Le temps de réponse et le dépassement sont toujours minimaux par rapport aux celles du régulateur PI qui sont toujours constants.

Enfin, de l'étude des deux techniques du contrôle la machine asynchrone triphasé, on peut conclure que la technique de commande par logique floue a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, on obtient une meilleure qualité de réglage par rapport à la commande vectorielle, donc la commande par Backstepping offre certains avantages:

- Une robustesse par rapport aux variations des paramètres du système.
- Une dynamique très performant "temps de réponse acceptable et erreur stationnaire presque nulle".

Après nous avons exposé l'ensemble des techniques parmi l'utilisation avec un observateur de type MRAS de la vitesse et du flux d'un moteur asynchrone.

Finalement, nous avons fait la comparaison des résultats obtenus avec la commande par logique floue et avec ceux obtenus avec une commande vectorielle. Nous avons vu que cette technique est plus robuste que celle de la commande vectorielle.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir:

- L'application de cette stratégie de commande sur d'autres systèmes d'entraînements électrique.
- Hybridation de la commande par logique floue avec d'autres techniques d'intelligence artificielle par exemple commande hybride entre la commande par logique floue et la commande mode glissant.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] H. MEKKI et S.ZEGHLACHE, « Commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse », mémoire d'ingénieur – Université de M'sila– 2006.
- [2] V. Rajagopalan, Computer-Aided Analysis of Power Electronic Systems, Marcel Dekker, Inc, 1987.
- [3] M. Gheorghe, « Application Simulink pour l'étude par simulation des systèmes d'entraînement de machines électriques » Mémoire de maîtrise, Ecole Polytechnique de Montréal, 1995.
- [4] Mohamed Elamine Tiaiba, Saad Frahtia, Salim Ladjini, «Modélisation du moteur asynchrone A'cage » Rapport de projet de fin d'étude licence, génie électrique, 2011.
- [5] Zahir ait ouali « application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone » mémoire de magister, univ.Tize-ouzou, 2009.
- [6] A.ACHOUR et A.AICHOUCHE, « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone », mémoire d'ingénieur en – Université de M'sila – 2005.
- [7] F.MORAND, « Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones », Thèse de doctorat – Automatique de Lyon – 2005.
- [8] JEAN-PIERRE CARON et JEAN-PAUL HAUTIER, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip – Paris – 1995.
- [9] Abdelali Boughaba, « Contribution a l'étude du contrôle d'une machine a induction ; analyse d'algorithme de la commande vectorielle, » Thèse de Magister, Université de BATNA, Mai 1998.
- [10] Nadji Fouade, Yousfi Yacine « Commande vectorielle de la machine à induction avec observateur de flux » , Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2005.
- [11] Fateh Mehazzem « Contribution à la commande d'un moteur asynchrone destiné à la traction électrique » thèse de doctorat, département électronique, 2010.
- [12] M^{me} Tamrabet Hanene « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone » Mémoire de magister, département d'électrotechnique, 2006.
- [13] ZOUAOUI Laid, MAOUASSI Kamal « contribution a l'étude d'une commande en vitesse d'une machine asynchrone par filtre de kalman », thèse d'ingénieurat Mohamed Boudiaf de m'sila 2005/2006.

-
- [14] Bouchelaleg hamza, Meguireche alamin « Commande hybride via le contrôle vectoriel et le backstepping d'une machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur, université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2008.
- [15] L.BAGHLI, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. » Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy, 14 janvier 1999.
- [16] H. BELHADEF & S. BENDAOUUD « La Logique Floue avec Optimisation par les Algorithmes Génétiques Appliquée à la Commande d'Attitude d'un Satellite. », PFE, Département de Mathématique, Université Saad Dahlab, Blida, 2005.
- [17] Toual Belkacem « Modélisation et commande floue optimisée d'une GDA application à un système éolien à vitesse variable » Mémoire de magister, univ.Batna, 2010.
- [18] Elbia youcef «Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orient » Mémoire de magister, univ.batna, 2009.
- [19] Abd lhalim tlemçani « Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes floue à une MSAP alimenté par un convertisseur multicellulaire séré » Thèse doctorat, (E,N,P), 2007.
- [20] Mlika fodil « Commande adaptative par logique floue de la MAS » Mémoire de magister, univ.M'sila.
- [21] Rabah Belhadef « Commande vectorielle et par logique floue de la machine asynchrone sans capteur » Mémoire d'ingénieur, Génie électrique, école nationale polytechnique, 2008.
- [22] Fouad Alouani « Commande par logique floue appliquée aux pendules inversés et au simulateur de vol d'hélicoptère simulation et expérimentation » Mémoire de magistère département électronique, 2006.
- [23] Malik Laudini « Contribution à la modélisation et à la commande intelligente d'un bras de robot manipulateur flexible » Thèse doctorat, (E,N,P), 2007.
- [24] Himer hamza toufik « Commande par mode glissant floue d'une machine asynchrone » Diplôme de master, génie électrique M'sila, 2012.
- [25] V. I utkin « Sliding mode contrôle design principles and applications to electric drives » IEEE trans. Indus. Electronics, Vol.40, no.1, pp 23.26, feb1993.
- [26] M. Rodie and K. Jezernik « Speed sensorless sliding mode torque control of induction motor » IEEE trans. Indus. Electronic, Vol.49, no.1, pp.87-95. Feb 2002.
- [27] A. Benseghir a S. amira « Commande prédictive d'une machine asynchrone » Mémoire d'ingénieur univ de M'sila, juillet 2004.

ANNEXE**PARAMETRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

1- Paramètres électriques:

Tension d'alimentation	(v)	220/380,50(Hz)
Résistance de stator	(R_s)	10 Ω
Résistance de rotor	(R_r)	6.3 Ω
Inductance de rotor	(L_r)	0.4612 H
Inductance de stator	(L_s)	0.4641 H
Inductance Mutuelle	(M)	0.4212 H

2 – Paramètres mécaniques:

Moment d'inertie	(J)	0.02 Kg.m²
Coefficient de frottement	(F)	0 SI

3- Paramètres électromagnétique :

Couple nominal	(Cr)	5N.m
Nombre de paire de pôles.	(P)	2
Vitesse nominal	(ω_n)	100 rad/s

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

SPECIALITE : AUTOMATIQUE

Proposé et dirigé par : -Mr. MEKKI Hemza

Présenté par : - MECHIKI Ayoub

Thème :

**Synthèse d'une Commande Hybride à base d'observateur non linéaire pour
les Machines à inductions**

Résumé :

L'étude présentée dans ce mémoire consiste à l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine à induction. Notre objectif principal, est de produire une commande hybride (vectorielle-Flou) de la machine à induction sans capteur de vitesse car elle présente beaucoup d'avantages; des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis-à-vis des écarts des paramètres du moteur, prévoit la diminution de bruit, présente une augmentation de fiabilité et rend le matériel moins coûteux. Pour cela nous avons utilisé une méthode d'estimation de la vitesse par la technique (MRAS). L'étude comparative entre ces stratégies de commande se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque commande lors des variations de la vitesse, du couple et des paramètres résistifs.

Mots clés :

Machine à induction, commande vectorielle, commande hybride, Logique Flou, observateur par MRAS, robustesse.

N° d'ordre :
