



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche Scientifique



جامعة وهران 2 محمد بن أحمد
Université d'Oran 2 Mohamed Ben Ahmed

معهد الصيانة والأمن الصناعي
Institut de Maintenance et de Sécurité Industrielle

Département De Maintenance En Instrumentation

MÉMOIRE

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : *Génie Industriel*

Spécialité : *Génie Industriel*

Thème

L'apport de la logique floue dans l'optimisation de la commande d'une machine asynchrone

Présenté et soutenu publiquement par :

BOUKHALFA Mohamed Imad Eddine

DJEZIRI Mouloud

Devant le jury composé de :

Nom et Prénom	Grade	Etablissement	Qualité
BOUHAFES Mohamed	MCB	IMSI	Président
LAZREG Malika	MCB	IMSI	Encadreur
BOUHEMRI Noureddine	MCA	IMSI	Examinateur

Juin 2016

Sommaire

Table des matières

Remerciement
Dédicace
Sommaire
Liste des figures et tableaux
Symboles et Notations
Introduction générale.....1

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone et son alimentation

I.1 Introduction.....3
I.2 Construction de la machine asynchrone à cage.....3
I.3 Avantages et Inconvénients.....6
I.3.1 Les avantages du MAS.....6
I.3.2 Les inconvénients du MAS.....6
I.4 Modèle de la machine asynchrone.....7
I.4.1 Hypothèses simplificatrices.....7
I.4.2 Modèle dynamique de la machine asynchrone.....7
I.4.2.1 Equations électriques.....8
I.4.2.2 Equations magnétiques.....8
I.4.2.3 Equations mécanique.....9
I.5 Transformation du système triphasé.....10
I.5.1 La Transformation de concordia.....10
I.5.1 La Transformation de PARK.....11
I.6 Modélisation de la MAS dans le repère biphasé.....14
I.6.1 Les équations électriques dans le repère de park (d,q).....14
I.6.2 Expression du couple électromagnétique.....15
I.6.3 Equation mécanique.....15
I.6.4 Choix du repère de référence.....15
I.7 Représentation sous forme d'état de la MAS.....15
I.7.1 La Représentation d'état.....15
I.7.2 Modèle d'état de la MAS.....16
I.7.3 Représentation d'état dans le repère lié au stator.....16
I.8 Modélisation de l'alimentation de la MAS.....17
I.8.1 Introduction.....17
I.8.2 Système d'alimentation de la machine asynchrone.....17
I.8.2.1 Redresseur.....18
I.8.2.2 Modélisation du filtre de tension redressé.....19
I.8.2.3 L'onduleur.....20
I.8.2.3.1 Définition et Principe.....20
I.8.2.3.2 Onduleur de tension.....21
I.8.2.3.3 Onduleur de courant.....21
I.8.3 Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....21
I.8.4 Différentes méthodes de contrôle d'un onduleur de tension.....23
I.8.4.1 La modulation de largeur d'impulsion (MLI).....23
I.8.4.1.2 Commande par modulation sinus-triangle.....23
I.9 Conclusion.....25

Chapitre II : Commande vectorielle par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone

II.1 Introduction.....	26
II.2 Principe de la commande vectorielle.....	26
II.2.1 Principe de la commande par orientation du flux rotorique.....	27
II.3 Découplage.....	29
II.3.1 Découplage par compensation.....	29
II.4 Méthodes de contrôle par flux orienté de la machine asynchrone.....	30
II.4.1 La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC).....	31
II.4.1.1 Le principe de la commande vectorielle Indirecte.....	31
II.4.1.2 Calculs des régulateurs.....	33
❖ Régulateurs de courants.....	34
a) régulateur de courant (ids).....	34
b) régulateur de courant (iqs).....	35
c) régulateur de vitesse.....	36
II.5 Résultats de simulation.....	37
II.5.1 Démarrage à vide et en charge.....	39
II.5.2 Test de robustesse pour la variation de la vitesse.....	41
II.5.3 Test de robustesse pour la variation de la charge.....	42
II.5.4 Test de robustesse pour l'inversion de la vitesse.....	44
II.5.5 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.....	45
II.6 Conclusion.....	46

Chapitre III: La commande par logique floue de la machine asynchrone

III.1 Introduction.....	47
III.2 Principe et Définition.....	47
➤ sous ensemble floue.....	48
➤ variables linguistiques.....	48
➤ opérateurs logiques floue.....	48
III.3 Représentation des fonctions d'appartenance.....	50
III.4 Relations floue.....	53
III.4.1 Opérations sur les relations floues.....	53
III.5 Principe d'un régulateur floue.....	55
III.5.1 Variable d'entrées du régulateur.....	55
III.6. Conception d'un contrôleur floue.....	56
III.6.1 Fuzzification	56
III.6.2 Inférence avec la base des règles.....	57
III.6.2.1 Traitement numérique des inférences.....	57
III.6.2.2 Méthode Max-Min.....	58
III.6.3 Défuzzification.....	59
III.7 Application de la logique floue.....	60
III.8 Les avantages et les inconvénients de la commande par logique floue.....	61
III.9 Structure du régulateur floue pour la commande de la MAS.....	61
III.9.1 Synthèse d'un F.L.C.....	61
III.9.2 Définition des régulateurs de la MAS.....	62

III.9.2.1 Le régulateur de vitesse.....	62
III.9.3 Procédure de la régulation floue de la MAS.....	63
III.9.3.1 La fuzzification.....	63
III.9.3.2 Inférences.....	63
III.9.3.3 La défuzzification.....	64
III.10 Simulation numérique.....	64
III.11 Les résultats de simulation.....	66
III.11.1 Essai à vide et en charge.....	66
III.11.2 Test de robustesse pour la variation de la vitesse.....	67
III.11.3 Test de robustesse pour la variation de la charge.....	68
III.11.4 Test de robustesse pour l'inversion de vitesse.....	69
III.11.5 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.....	70
III.12 Comparaison entre la commande vectorielle et la logique floue exercée sur la MAS.....	72
III.13 Conclusion.....	74

Liste des figures

Figure I.1	Vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage, « Document Leroy-Somer ».....	4
Figure I.2	Photo réelle d'une machine asynchrone 3 KW (stator et rotor).....	5
Figure I.3	Représentation schématique des enroulements d'une machine asynchrone « Modèle triphasé-triphasé ».....	8
Figure I.4	Représentation de Concordia $(a, b, c) \Rightarrow (\alpha, \beta)$	11
Figure I.5	Transformation de Park et choix des angles de Park.....	12
Figure I.6	Transformation des axes stationnaires (α, β) aux tournants (d, q)	13
Figure I.7	Enroulements triphasés représentés dans le repère de Park.....	14
Figure I.8	Schéma principal d'alimentation de la machine asynchrone.....	18
Figure I.9	Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	18
Figure I.10	Filtre type LC.....	20
Figure I.11	Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone.....	21
Figure I.12	Schéma de principe de la technique M.L.I triangulo - sinusoïdale.....	25
Figure I.13	M.L.I sinus triangle bipolaire.....	25
Figure II.1	Schéma de principe de la commande vectorielle pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu.....	26
Figure II.2	Principe de l'orientation du flux rotorique.....	28
Figure II.3	Commande découplée.....	30
Figure II.4	Reconstitution des tensions v_{ds} et v_{qs}	30
Figure II.5	Schéma bloc de la commande indirecte avec régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte.....	32
Figure II.6	Boucle de régulation du courant i_{ds}	34
Figure II.7	Boucle de régulation du courant i_{qs}	35
Figure II.8	Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.....	36
Figure II.9	Schéma bloc du régulateur de vitesse.....	36
Figure II.10	Schéma de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux constant.....	38
Figure II.11	Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux constant Pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application d'un Couple de charge à $t = [1,5$	40
Figure II.12	Test de robustesse pour la variation de la vitesse.....	42
Figure II.13	Test de robustesse pour la variation de la charge.....	43
Figure II.14	Test de robustesse pour l'inversion de la vitesse.....	44
Figure II.15	Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique.....	45
Figure III.1	Représentation d'un sous-ensemble flou et principales caractéristiques.....	48
Figure III.2	Exemple de définition d'ensembles sur un univers de discours en logique binaire et en logique floue.....	50
Figure III.3	Forme des fonctions d'appartenance usuelles.....	52
Figure III.4	Schéma d'un système asservi par un régulateur flou.....	55

Table des matières

Figure III.5	Structure de la commande floue.....	56
Figure III.6	Méthode d'inférence Max-Min.....	58
Figure III.7	Architecture d'un FLC.....	61
Figure III.8	Schéma d'un régulateur flou de vitesse.....	62
Figure III.9	Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).....	63
Figure III.10	Surface caractéristique de régulateur flou.....	64
Figure III.11	Schéma-bloc de la simulation.....	65
Figure III.12	Résultats de simulation appliqué sur la MAS lors de démarrage a vide et en charge.....	66
Figure III.13	Teste de robustes pour la variation de vitesse.....	67
Figure III.14	Test de robustesse pour la variation de la charge.....	68
Figure III.15	T est de robustesse pour l'inversion de vitesse	70
Figure III.16	T est de robustesse pour la variation de la résistance rotorique	71

Liste des tableaux

Tableau I.1	Nomenclature des pièces de la machine asynchrone à cage.....	5
Tableau I.2	Tableau récapitulatif des paramètres de la machine asynchrone (3 KW).....	25
Tableau III.1	Tableau de Macvicar et Whelan à neuf règles.....	62
Tableau III.2	Tableau des règles.....	67

Symboles

a_s, b_s, c_s	Indices des trois phases statoriques
b_r, c_r, c_r	Indices des trois phases rotoriques.
s, r	Indices relatifs respectivement au stator et rotor.
d, q	Indices relatives au axes direct et en quadrature.
$[T_{32}]$	Matrice de transformation de Concordia
$[T_{32}]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Concordia
$[P(\theta)]$	Matrice de Park.
$[P(\theta)]^{-1}$	Matrice inverse de Park.
v_s	des tensions statoriques.
v_r	des tensions rotoriques.
(i_s)	Vecteur des courants statoriques.
(i_r)	Vecteur des courants rotoriques.
φ_s	le flux statorique.
φ_r	Le flux statorique.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
R_r	Résistance d'une phase rotorique.
V (V)	Tension.
I [I]	Courant.
φ [Wb]	Flux.
M [H]	Inductance mutuelle stator-rotor.
M_s [H]	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
M_r [H]	Inductance mutuelle entre deux phases rotorique.
L [H]	Inductance propre.
J [kg.m ²]	Moment d'inertie de la masse tournante.
K_f [N.m.sec/rad]	Coefficient de frottement visqueux.
L_s [H]	Inductance cyclique propre du stator.
L_r [H]	Inductance cyclique propre du rotor.
L_m [H]	Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.
T_s	Constante du temps statorique.
T_r	Constante du temps rotorique.
σ	Coefficient du dispersion de Blondel
Ω	Vitesse de rotation mécanique.
ω_s	Pulsation statorique.

Ω_r	Pulsation rotorique.
ω_c	Vitesse angulaire de repère (d,q).
ω_g	Vitesse de glissement.
θ_r	Angle rotorique.
C_e	Couple électromagnétique.
C_r	Couple mécanique résistant.
f_r	Coefficient de frottement
$v_{\alpha\beta s}, v_{\alpha\beta r}$	Tension statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β)
$i_{\alpha\beta s}, i_{\alpha\beta r}$	Courant statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β)
$\varphi_{\alpha\beta s}, \varphi_{\alpha\beta r}$	Flux statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (α, β)
$T_{32} T_{32}^{-1}$	Matrices de Concordia directe et inverse
C_f	Capacité du filtre
L_f	L'inductance du filtre
$v_{d,q s}, v_{d,q r}$	Tension statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)
$i_{d,q s}, i_{d,q r}$	Courant statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)
$\varphi_{d,q s}, \varphi_{d,q r}$	Flux statorique (respectivement rotorique) suivant l'axe (d, q)
p	Nombre de paire de pôle
S	Opérateur de Laplace
v_{ref}	tension de référence
$\bar{\varphi}_r$	Vecteur du flux rotorique
\bar{X}	Grandeur vectorielle à 2 D
$\hat{\varphi}_r$	Vecteur du flux rotorique estimé
ε	Erreur sur l'estimation des états
v_p	Amplitude de la porteuse [V]

Notation

MAS	Machine asynchrone.
MRAS	Model Reference Adaptatif System
Max	Maximum
Min	Minimum
FLC	Contrôleur flou (fuzzy Logic Controller)
PI	Proportionnel Intégral.
CVI	Commande vectorielle indirecte
CVD	Commande vectorielle directe
IRFOC	Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté
N	Négative

Symboles et Notation

EZ environ zéro

P positive

Introduction générale

Introduction générale

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu, cependant les machines à courant alternatif présentent de nombreux avantages, notamment en ce qui concerne la simplicité de construction due à l'absence du collecteur mécanique.

Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large de machine asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût. Actuellement la machine asynchrone est de plus en plus utilisée pour effectuer de la vitesse variable. Les machines asynchrones sont largement utilisées dans l'industrie.

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire à cause de l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux ce qui complique sa commande.

Il existe plusieurs techniques de commandes appliquées sur les machines asynchrones classiques, parmi ces techniques on cite la commande par modes glissants, adaptative, par retour d'état, par logique floue et la commande vectorielle.

Notre objectif s'inscrit dans le cadre de faire l'extension de ces techniques de commande sur la machine asynchrone. En particulier la commande vectorielle et la commande par logique floue.

La commande vectorielle permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'aboutir à un control comparable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres...)

Afin de remédier les inconvénients cités ci avant, on introduit la régulation par logique floue. Les bases de cette théorie généralisent la notion d'appartenance d'un objet d'un ensemble donné. De plus, les systèmes à base de logique floue s'appuient sur une base de connaissance et sur des règles de traitement de celles-ci. Ainsi un régulateur flou permet de traiter des idées humaines souvent incertaines.

Ce mémoire est organisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous s'intéressons en premier lieu à la modélisation de la machine asynchrone et son alimentation.

Le deuxième chapitre, sera consacré en premier lieu à la commande vectorielle de la machine asynchrone, et pour cela deux méthodes directe et indirecte seront appliquées, pour la commande de la vitesse par le biais de régulateurs classiques de type PI. Le dernier chapitre comprendra deux parties, la première présente une approche théorique de la logique floue, la deuxième sera consacrée aux résultats de la simulation conçue par le programme MATLAB SIMULINK. Cette partie débouche sur une comparaison entre les deux méthodes ; logique floue et commande vectorielle. Le mémoire est conclu par des propositions et perspectives.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone et son alimentation

I.1. Introduction

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

La machine asynchrone est représentée par un système de six équations électriques en plus d'une équation mécanique. Travailler avec ces sept équations n'est pas facile même avec l'outil numérique, l'utilisation d'une transformation est alors indispensable [3].

Les transformations de Concordia et de Clark permettent le passage du système triphasé vers un système biphasé équivalent plus simple à étudier [4], la transformation de Park aboutit à un modèle biphasé équivalent plus simple à utiliser et permet de déboucher sur une commande suivant un schéma de contrôle vectoriel [4].

Dans ce chapitre, nous représentons le modèle triphasé de la machine asynchrone et son équivalent en utilisant le modèle de Park, comme aussi nous allons, donner sa représentation d'état en vue de sa commande et de son observation.

En suite, nous abordons l'étude de l'association alimentation- machine dans laquelle nous modélisons la machine asynchrone associée à un onduleur de tension à deux niveaux commandé par modulation de largeur d'impulsion sinus- triangulaire.

I.2. Construction de la machine asynchrone à cage

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction (IM), est un transformateur électrique dont les circuits magnétiques sont séparés en deux parties (primaires et secondaires) pouvant se mouvoir l'une par rapport à l'autre [5, 6]. La structure classique d'une MAS composée d'un stator de forme cylindrique portant sur sa partie périphérique interne les enroulements du primaire, et d'un rotor qui peut prendre plusieurs aspects :

- Rotor bobiné, un bloc de forme cylindrique portant les enroulements du secondaire identique à ceux du primaire à sa périphérie.
- Rotor à cage d'écureuil, des barres métalliques (cuivres ou aluminium) formant un cylindre reliées entre elles par leurs extrémités à l'aide de couronnes conductrices.

La superposition de trois champs magnétiques tournants créés par les enroulements des trois phases produit un champ résultant sinusoïdal tournant en synchronisation avec la

fréquence d'alimentation du stator. Ce dernier crée un courant induit dans le rotor qui s'oppose naturellement au champ inducteur [1].

Une force électromotrice est alors créée qui entraîne le rotor dans une rotation à la vitesse électrique du stator divisée par le nombre de pair de pôles.

Le mouvement relatif entre le primaire et le secondaire résulte de la force électromagnétique produite par l'induction des deux circuits. C'est le point essentiel du moteur à induction : les courants créés dans le rotor sont uniquement issus de l'induction. Sans couple de charge, la machine asynchrone (MAS) tourne à la vitesse de synchronisme (le rapport entre la pulsation électrique et le nombre de paires de pôles). En présence d'un couple de charge, la MAS voit sa vitesse différer de la vitesse de synchronisme ; c'est pour cette raison que le moteur à induction est quelques fois appelé par abus de langage moteur ou machine asynchrone [7, 8].

Les photographies suivantes (figure I.1 et figure I.2) présentent la machine asynchrone à cage et ses deux principales composantes qui sont le stator et le rotor.

Le tableau I.1 présente la nomenclature des différentes pièces qui constituent la machine asynchrone.

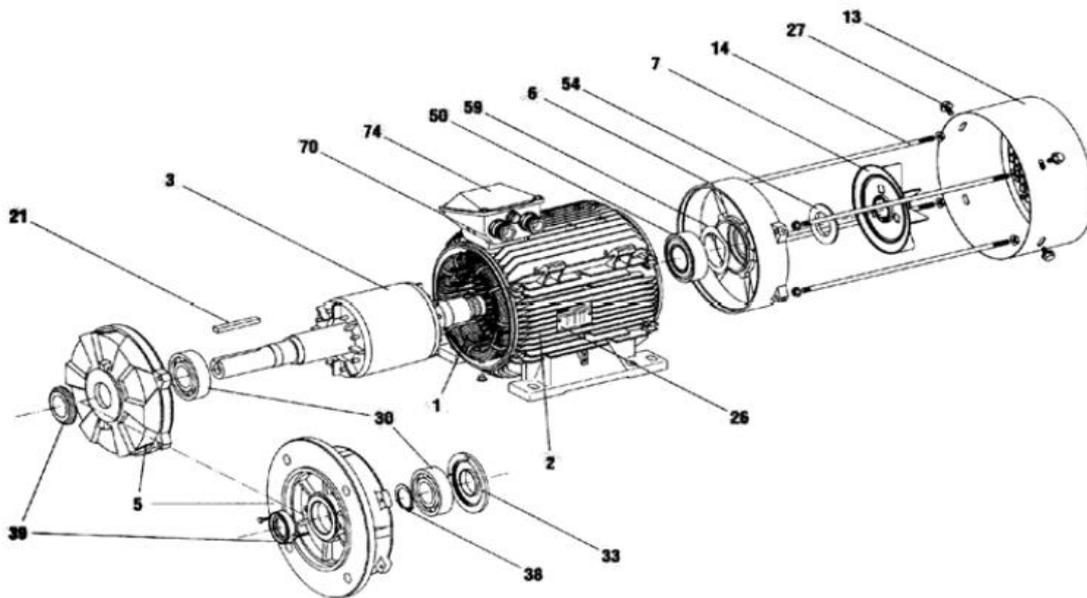


Figure I.1 Vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage.

Tableau I.1 Nomenclature des pièces de la machine asynchrone à cage

Rép	Désignation	Rép	Désignation
1	stator bobiné	27	Vis de fixation du capot
2	Carter	30	Roulement côté accouplement
3	Rotor	33	Chapeau intérieur côté accouplement
5	Flasque côté accouplement	38	Circlips de roulement côté
6	Flasque arrière	39	accouplement
7	Ventilateur	50	Joint côté accouplement
13	Capot de ventilation	54	Roulement arrière
14	Tiges de montage « d'assemblage »	59	Joint arrière
21	Clavette	70	Rondelle de précharge
26	Plaque signalétique	74	Corps de boîte à bornes
			Couvercle de boîte à bornes

La figure suivante représente une Photo réelle d'une machine asynchrone qui comporte le stator et le rotor

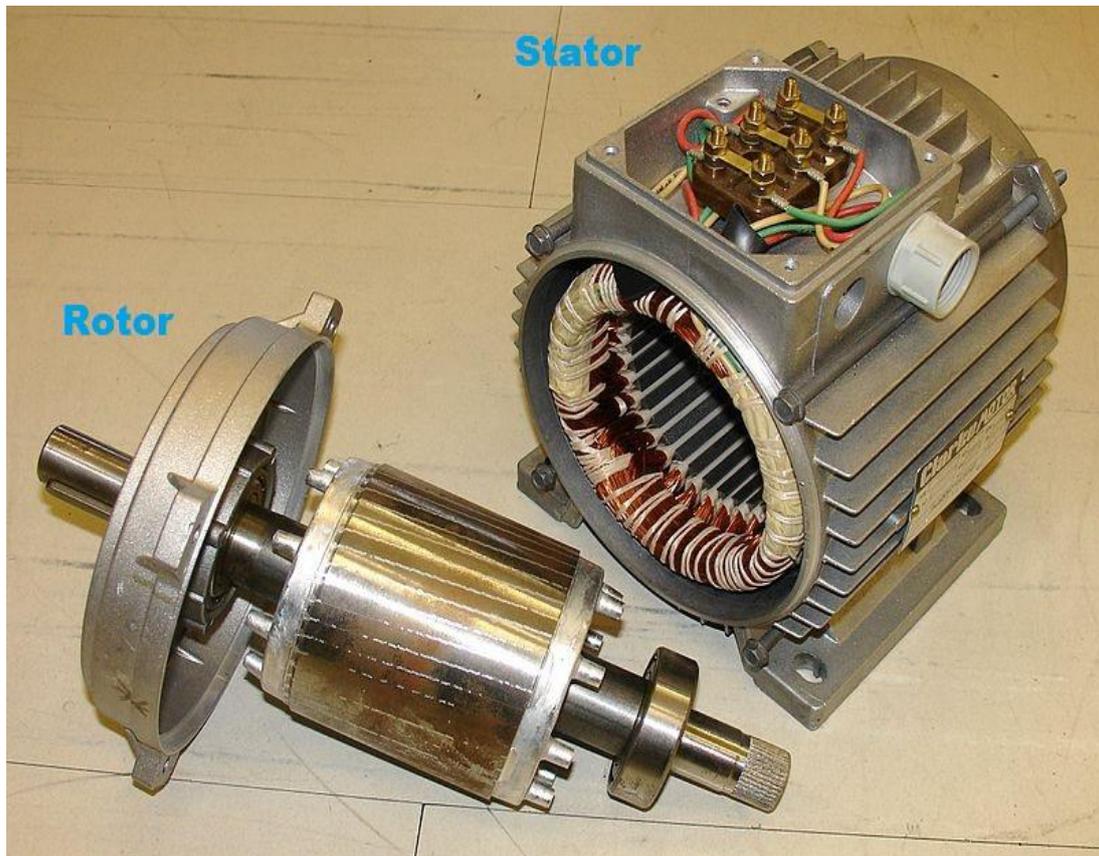


Figure I.2 Photo réelle d'une machine asynchrone 3 KW (stator et rotor).

➤ **Le stator**

Le stator est généralement constitué d'une carcasse d'acier (le bâti) qui renferme en empilement de tôles. Le centre de ces tôles est vide de manière circulaire de telle sorte qu'une fois les tôles empilées elles constituent un cylindre creux. De plus, on accueille le bobinage des enroulements statoriques, des encoches sont créées sur ce cylindre

➤ **Le rotor**

Le rotor est la partie mobile du moteur asynchrone. Couplé mécaniquement à un treuil d'ascenseur par exemple, il va créer un couple moteur capable de fournir un travail de montée et de descente de la cabine d'ascenseur. Il se compose essentiellement :

- D'un empilage de disques minces isolés entre eux et clavetés sur l'arbre du rotor afin de canaliser et de faciliter le passage du flux magnétique.

- D'une cage d'écureuil en aluminium coulé dont les barreaux sont de forme trapézoïdale pour les moteurs asynchrones standards et fermés latéralement par deux "flasques" conductrices.

I.3. Avantages et Inconvénients

I.3.1. Les avantages du MAS

Le moteur asynchrone a l'avantage d'être alimenté directement par le réseau triphasé. Son prix d'achat est moins élevé, il est beaucoup plus robuste car il ne nécessite pratiquement pas d'entretien, peu de parasite, très puissant.

Ces deux qualités fondamentales (prix et solidité) résultent du fait qu'il n'a pas de collecteur. En effet, le collecteur est un organe coûteux et fragile qui nécessite un entretien fréquent : changement des balais.

I.3.2. Les inconvénients du MAS

A l'exception du démarrage et de l'inversion du sens de marche que l'on peut résoudre de façon satisfaisante, le moteur asynchrone a des performances très médiocres, procédure de démarrage complexe, nécessite une alimentation alternative, destinée à travailler avec une seule vitesse.

I.4. Modèle de la Machine Asynchrone

I.4.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc. Ces phénomènes ont des formules mathématiques très difficiles quoique leurs influences sur la machine soient négligeables.

Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices [3], [9], [10] pour faire la modélisation de la machine asynchrone :

- Une symétrie parfaite de la machine.
- Le bobinage statorique est reparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court-circuit.
- Le niveau de la saturation est faible et on néglige l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau.

Ces hypothèses impliquent que :

- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- La mutuelle inductance varie d'une façon sinusoïdale.

I.4.2 Modèle dynamique de la machine

La machine asynchrone peut être représentée par la figure I.3. Le stator est formé de trois enroulements décalés de 120° dans l'espace, traversés par trois courants variables formant un système triphasé équilibré [9].

Le rotor peut être modélisé, comme le stator, par trois enroulements décalés de 120° dans l'espace, mais, elles sont en court-circuit [9].

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulements rotoriques sont notées, respectivement, (a_s, b_s, c_s) et (a_r, b_r, c_r) . L'angle θ est l'angle que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator.

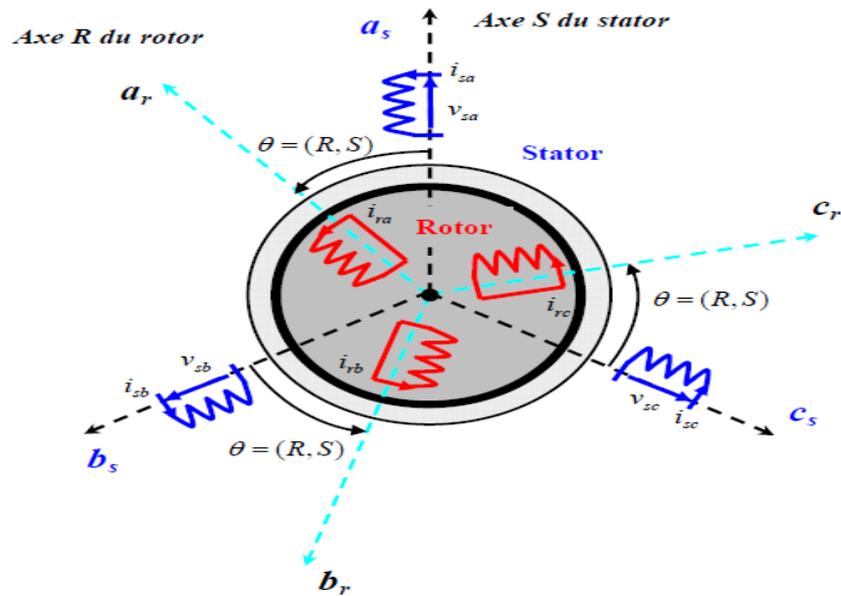


Figure I.3 Représentation schématique des enroulements d'une machine asynchrone « Modèle triphasé-triphasé » [13]

I.4.2.1 Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm et la loi de Faraday aux enroulements du stator et du rotor, on trouve une écriture sous forme matricielle :

- **Pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

- **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Avec :

R_s : résistance d'une phase statorique.

R_r : résistance d'une phase rotorique.

I.4.2.2 Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques et rotoriques linéaires, elles sont données par :

- Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M \cos \theta & M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M \cos \theta & M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

- Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M \cos \theta & M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \cos \theta & M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec :

l_s : Inductance propre d'une phase statorique (rotorique).

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle en deux phases du stator .

M_r : Inductance mutuelle en deux phases du rotor .

M : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

I.4.2.3 Equation mécanique

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (I.5)$$

f_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple mécanique de charge

Ω : vitesse mécanique du moteur tel que : $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$

J représente le moment d'inertie de la machine étudiée (avec toutes les masses tournantes ramenées au rotor de la machine),

C_e : son couple électromagnétique.

Les pa

ramètres J , f_r et C_r dépendent directement de la machine étudiée et de sa charge.

Les équations (I.1), (I.2) ainsi obtenues sont à coefficients variables, par conséquent leur manipulation est souvent difficile, d'où la nécessité de trouver un modèle mathématique équivalent plus simple. Entre autre celui obtenu par la transformation dite de Park. [11]

I.5. Transformation du système triphasé

La mise en équations de la machine asynchrone aboutit à un système de six équations différentielles à coefficients variables, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent. Cette transformation doit conserver la puissance instantanée, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle [4], [9]. Avec le développement de l'outil numérique, cette transformation peut se faire facilement.

I.5.1 La transformation de Concordia

La transformation de Concordia est une transformation triphasée-biphasée normée, elle est définie par une matrice $[T_{32}]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$, $[\varphi_{abc}]$. qui fait correspondre les vecteurs originaux $[v_{\alpha\beta 0}]$, $[i_{\alpha\beta 0}]$, $[\varphi_{\alpha\beta 0}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux. [12].

Elle est schématisée par la figure I.4 dont les matrices de transformations sont définies par [4], [10] :

$$[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} X_a \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = [T_{32}] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

La transformation inverse est donnée par :

$$[T_{32}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [T_{32}]^{-1} \begin{bmatrix} X_a \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

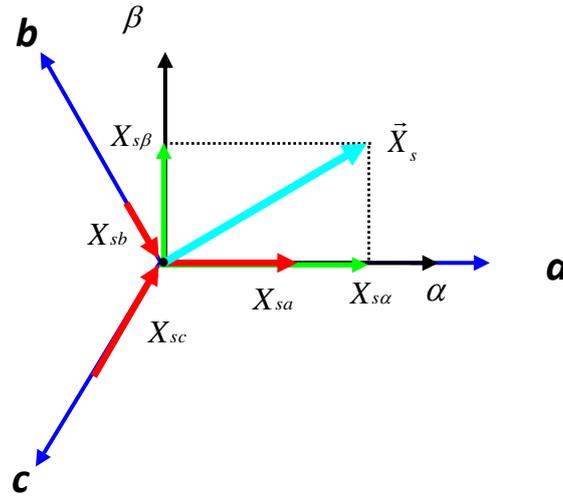


Figure I.4 Représentation de Concordia $(a,b,c) \Rightarrow (\alpha, \beta)$.

I.5.2 La transformation de Park

La transformation de Park est la plus utilisée dans la littérature, elle permet d'exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques dans un repère biphasé tournant (d,q) , ce repère forme avec le repère fixe (α, β) un angle θ appelé angle de Park [4], [9].

La matrice de transformation de Park est donnée par [4]:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Pour passer de système triphasé au système biphasé on procède par la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)]^T \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

Le fait que $[P(\theta)]$ soit orthonormée implique que son inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est égal à sa transposée $[P(\theta)]^T$.

La transformation inverse de Park est donnée par la relation :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

On note par θ_s et θ_r les angles de Park statorique et rotorique ; pour simplifier les équations de la machine, ces angles doivent être choisis de telle sorte que les repères de transformations de Park pour les grandeurs statoriques et rotoriques coïncident, ceci implique que $\theta_s = \theta + \theta_r$, le principe est donné en figure I.5, où θ est l'angle électrique entre la phase 'a_s' statorique et la phase 'a_r' rotorique [4].

Cette transformation est orthonormée, elle conserve la puissance instantanée. La composante homopolaire (indice 0) s'annule si la machine est supposée équilibrée. Si le système n'est pas équilibré, que ce soit par son alimentation (défaut d'alimentation), ses courants ou ses flux (défaut de bobinage ou défaut de circuit magnétique) la représentation biphasée n'est plus valide et ne conduirait plus à un découplage aussi intéressant que celui de Park [13, 14].

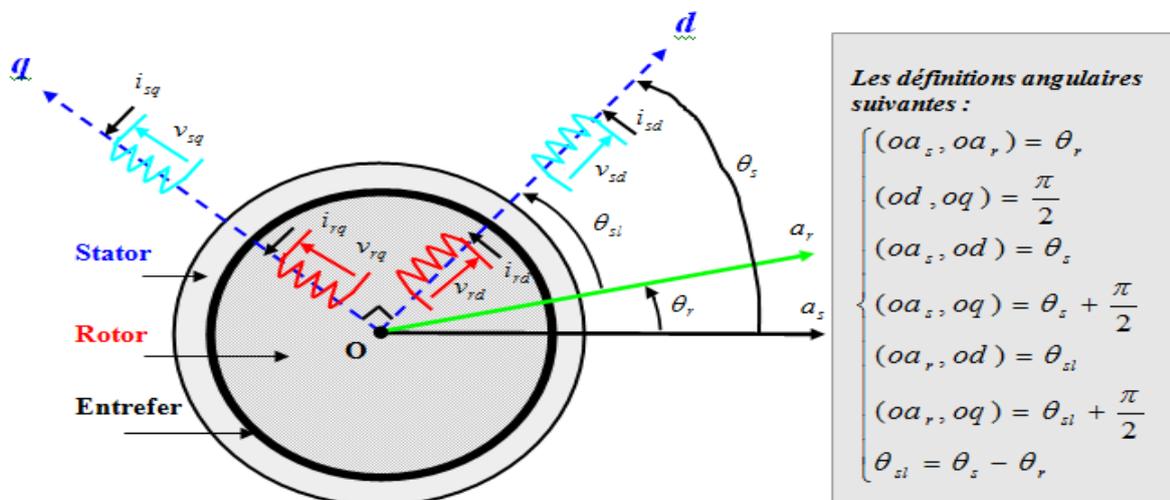


Figure I.5 Transformation de Park et choix des angles de Park [13].

❖ Transformation repère fixe $(\alpha, \beta) \rightleftharpoons$ repère tournant (d, q)

La transformation de Concordia (α, β) peut également être obtenue à partir des composantes de Park (d, q) , et en faisant une rotation de l'angle θ . Le passage des composantes de Park à celles de Concordia se fait par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = R(\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \tag{I.12}$$

Avec :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \tag{I.13}$$

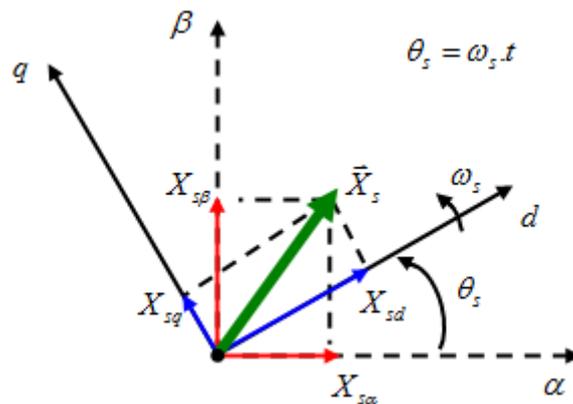


Figure I.6 Transformation des axes stationnaires (α, β) aux tournants (d, q) .

❖ Transformation du repère $(d, q) \rightleftharpoons$ repère triphasé (a, b, c) :

Pour obtenir les grandeurs (d, q) directement à partir des grandeurs (a, b, c) et inversement, nous utilisons les transformations

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T_{32} \Gamma(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{I.14}$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_{32}^T \Gamma(\theta)^T \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \tag{I.15}$$

Avec :

$$\Gamma(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ et } \Gamma(\theta)^T = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

I.6. Modélisation de la MAS dans le repère biphasé

Suite à l'application de la transformation de Park, les équations électriques et magnétiques modélisant la machine Asynchrone sont alors les suivantes:

I.6.1 Les équations électriques dans le repère de Park (d,q)

En appliquant la transformation de Park aux équations du système (I.8), (I.9) On obtient les équations électriques pour le stator et le rotor dans le repère (d, q), les composantes homopolaires sont toujours nulles car le système est équilibré.

- **Pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

- **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

A- Equation magnétique :

- **Pour le stator :**

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

- **Pour le rotor :**

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

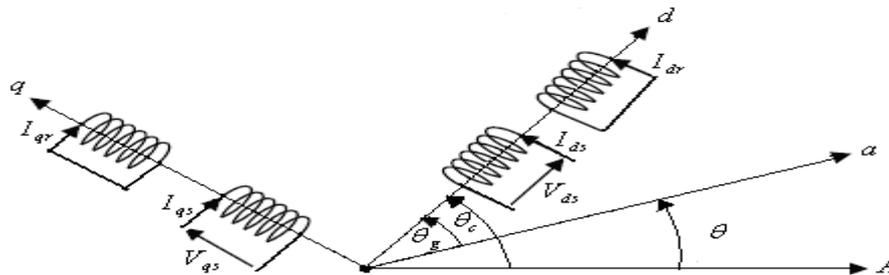


Figure I.7 Enroulements triphasés représentés dans le repère de Park.

I.6.2 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est défini par ces plusieurs expressions:

$$\begin{aligned}
 C_e &= pL_m(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \\
 &= p(\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \\
 &= p(\varphi_{qr}i_{dr} - \varphi_{dr}i_{qr}) \\
 &= p\frac{L_m}{L_r}(\varphi_{dr}i_{qs} - \varphi_{qr}i_{ds})
 \end{aligned} \tag{I.20}$$

I.6.3 Equation mécanique

La loi de la mise en rotation de la machine est donnée par l'équation générale de la dynamique :

$$J\frac{d\Omega}{dt} = p\frac{L_m}{L_r}(\varphi_{dr}i_{qs} - \varphi_{qr}i_{ds}) - C_r - f_r\Omega \tag{I.21}$$

Où J est le moment d'inertie totale ramené à l'arbre du moteur.

I.6.4 Choix du repère de référence

Le choix du repère se fait selon l'objectif de l'application, on distingue trois choix plus importants [4]:

- Repère (d, q) lié au stator : ce repère est fixe par rapport au stator, il est utilisé pour l'étude de démarrage et de freinage de la machine. Il est caractérisé par $\omega_c = 0$ et $\omega_g = -\omega$
- Repère (d, q) lié au rotor : ce repère est fixe par rapport au rotor, il est utilisé pour la simulation des régimes transitoires des machines. Il est caractérisé par $\omega_c = \omega$ et $\omega_g = 0$.
- Repère lié au synchronisme : ce repère est fixe par rapport au champ tournant, il est utilisé pour la commande vectorielle de la machine, il est caractérisé par $\omega_c = \omega_s$, ce qui implique que les grandeurs de réglage sont continues.

I.7. Représentation sous forme d'état de la MAS

I.7.1 La représentation d'état

Nous représentons les équations de la machine asynchrone sous forme d'état, cette représentation à la forme suivante :

$$\begin{cases}
 \dot{[X]} = A[X] + B[U] \\
 [Y] = C[X] + D[U]
 \end{cases} \tag{I.22}$$

Avec :

- X : vecteur d'état qui représente l'ensemble des variables du système.
- U : vecteur d'entrée ou de commande.
- Y : vecteur de sortie.
- A : matrice d'état dite également matrice d'évolution.
- B : matrice d'entrée.
- C : matrice de sortie.
- D : matrice de transmission ou de transfert directe.

I.7.2 Modèle d'état de la machine asynchrone

Le choix du vecteur d'état dépend de l'objectif tracé [9], pour notre étude on choisit :

- Le vecteur de commande : $[U] = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$
- Le vecteur d'état : $[X] = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \Omega]^T$
- Le vecteur de sortie : $[Y] = [i_{ds} \ i_{qs}]^T$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{ds} \\ \dot{i}_{qs} \\ \dot{\phi}_{dr} \\ \dot{\phi}_{qr} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{K}{T_r} \phi_{dr} + pK\Omega \phi_{qr} \\ -\omega_s i_{ds} - \gamma i_{qs} - pK\Omega \phi_{dr} + \frac{K}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{L}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega) \phi_{qr} \\ \frac{L}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - p\Omega) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ m(\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - c\Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m1 & 0 & 0 \\ 0 & m1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/J \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ c_r \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

I.7.3 Représentation d'état dans le repère lié au stator

On fait une représentation du modèle dans le repère lié au stator, c'est-à-dire le repère (α, β) .

La représentation d'état dans ce repère est donnée par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} \\ \dot{\varphi}_{\alpha s} \\ \dot{\varphi}_{\beta s} \\ \dot{\Omega} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\alpha} + pK\Omega \varphi_{r\beta} \\ -\gamma i_{s\beta} - pK\Omega \varphi_{r\alpha} + \frac{K}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - p\Omega \varphi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} \\ m \left(\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha} \right) - c \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} m1 & 0 \\ 0 & m1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

La matrice de transmission est nulle et le vecteur de sortie Y est donné par :

$$[Y] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} X \quad (\text{I.25})$$

I.8. Modélisation de l'alimentation de la MAS

I.8.1 Introduction

L'étude de l'association alimentation-machine asynchrone constitue un vaste thème de recherche. Une étude qui exige la connaissance du modèle et la fonction de la machine parce que l'alimentation de la MAS doit être changée si l'un de ces facteurs change.

Il existe plusieurs modes d'alimentation soit en redresseur ou en onduleur. Chacun a ces avantages et ces inconvénients tout dépend de la fonctionnalité et du mode de commande de la machine.

Dans ce qui suit nous présentons différents types d'alimentations (redresseur, onduleur) et leurs fonctionnalités [15] [16].

I.8.2 Système d'alimentation de la machine asynchrone

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension (ou courant) d'amplitude et de fréquence

réglable en valeur instantanées, selon critères liés aux performances dynamiques souhaitées, à travers un onduleur de tension [14, 17, 18, 19].

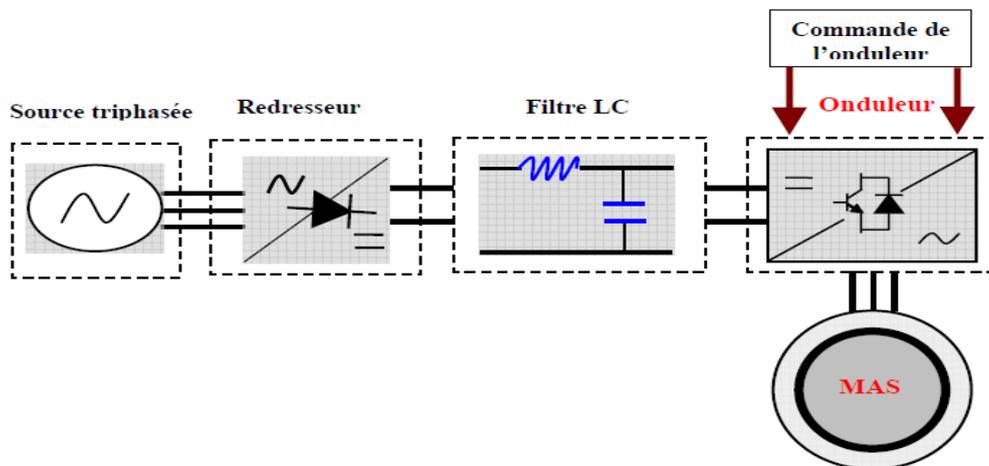


Figure I.8 Schéma principal d'alimentation de la machine asynchrone [13].

L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système, que ce soit la partie à commander ou celle de la commande. On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation de la MAS qui est constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux.

I.8.2.1 Redresseur

Le redresseur est un convertisseur alternatif/continu. Il permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative, On utilise le plus souvent le pont à six diodes représenté par la figure I.9

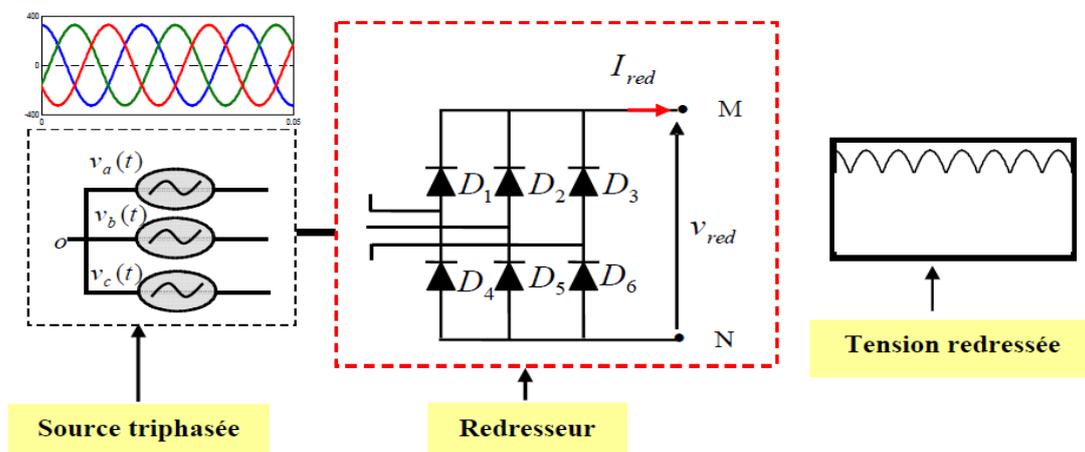


Figure I.9 Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes [13].

Trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune assurant l'aller du courant I_{red} et trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune assurant le retour du courant I_{red} .

La règle de déterminer les diodes passantes est :

Pour le commutateur à cathode commune, la diode dont l'anode est au potentiel le plus élevé conduit,

Pour le commutateur à anode commune, la diode dont la cathode est au potentiel négatif le plus faible conduit,

- Lorsque

$$v_a > v_c > v_b, D_1 \text{ et } D_3 \text{ conduisent: } v_{red} = v_a - v_b$$

$$v_a > v_b > v_c, D_1 \text{ et } D_2 \text{ conduisent: } v_{red} = v_a - v_c$$

$$v_b > v_a > v_c, D_2 \text{ et } D_1 \text{ conduisent: } v_{red} = v_b - v_c$$

On suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} v_a(t) = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_b(t) = v_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c(t) = v_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.26)$$

La tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$v_{red}(t) = \text{MAX}[v_a(t), v_b(t), v_c(t)] - \text{MIN}[v_a(t), v_b(t), v_c(t)] \quad (I.27)$$

La valeur moyenne de cette tension redressée est donnée par :

$$\bar{v}_{red} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} v \quad (I.28)$$

La tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

I.8.2.2 Modélisation du filtre de tension redressé

Afin de réduire le taux d'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas (LC) dont le rôle est de réduire les courants harmoniques produits par le découpage de l'onduleur et de filtrer les perturbations issues de la caténaire, et aussi de filtrer le courant de sortie du pont redresseur [13].

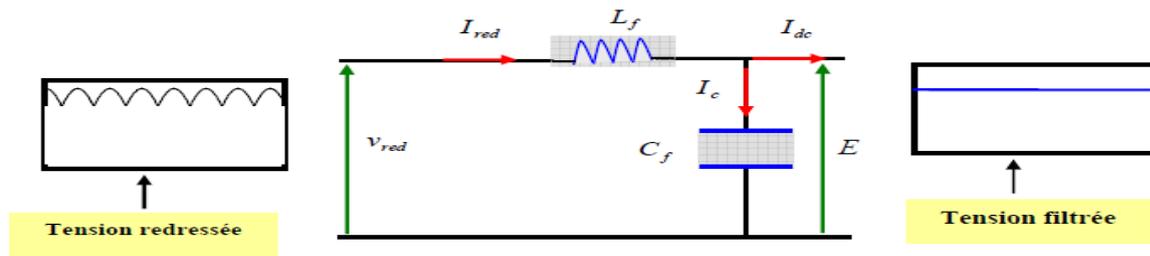


Figure I.10 Filtre type LC.

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{red}(t) = L_f \frac{di_{red}(t)}{dt} + E(t) \\ \frac{dE(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{red}(t) - i_{dc}(t)) \end{cases} \quad (I.29)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{E(s)}{v_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (I.30)$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure f_c telle que :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (I.31)$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique de $v_{red}(t)$. Cette condition nous permet de déterminer L et C.

I.8.2.3 L'onduleur

I.8.2.3.1 Définition et principe

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques qui servent à alimenter, à fréquence fixe ou variable, des charges alternatives. Le but recherché est l'obtention pour chaque tension de sortie d'une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde. L'onduleur est dit autonome si l'établissement et la connexion entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs. On distingue deux types d'onduleurs :

- Les onduleurs autonomes de tension, qui sont alimentés par une source de tension continue, d'une impédance interne négligeable et de tension constante, peu affectée par les variations du courant qui la traverse.
- Les onduleurs autonomes de courant qui sont alimentés par une source de courant [20]

I.8.2.3.2 Onduleur de tension

L'onduleur de tension transforme en tension alternative triphasée une tension continue. Il impose une forme de tension déterminée à la machine quelque soit le courant absorbé et travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie [18, 21].

I.8.2.3.3 Onduleur de courant

L'onduleur de courant transforme un courant continu en courants triphasés dans les enroulements de la machine. Il peut fonctionner en commutation naturelle, c'est le cas des machines synchrones. La commutation forcée est réalisée pour toutes les autres machines. Ce type d'onduleur ne permet que le réglage de la fréquence des grandeurs de sortie, l'amplitude de celle-ci doit être réalisée par ajustement de la grandeur d'entrée. [22].

I.8.3. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristors GTO, est le cœur de l'organe de commande des machines alternatives. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance [23, 24].

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode de récupération montés en tête-bêche. [27].

Le schéma de l'ensemble onduleur- machine asynchrone est illustré à la figure

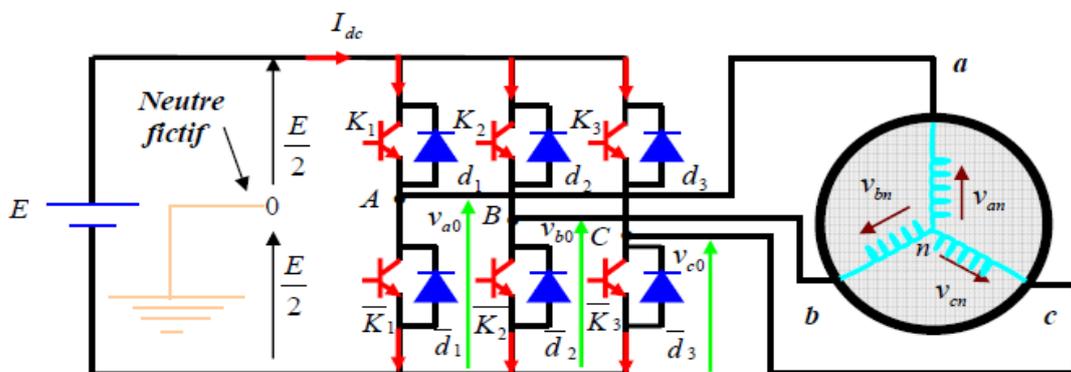


Figure I.11 Représentation de l'ensemble onduleur + machine asynchrone [13].

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée,
- ✓ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c à d Supposés idéalisés

$$(K_i, \bar{K}_i) \quad (i = 1, 2, 3)$$

- ✓ La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

On peut remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur $(K_i \text{ et } \bar{K}_i)$ ($i=1, 2, 3$) dont l'ouverture et la fermeture se trouve gérée par une fonction logique qui définit son état (ouvert, fermé), tel que :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est ouvert et } \bar{K}_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } \bar{K}_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Avec $\bar{S}_i + S_i = 1$ et $i=1, 2, 3$

Les tensions composées sont :

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{as} - v_{bs} = E(S_1 - S_2) \\ v_{bc} &= v_{bs} - v_{cs} = E(S_2 - S_3) \\ v_{ca} &= v_{cs} - v_{as} = E(S_3 - S_1) \end{aligned} \quad (\text{I.32})$$

Les différentes tensions fournies par l'onduleur sont exprimées en fonction de la matrice associée aux ordres de commutation des interrupteurs S_j suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} +1 & -1 & 0 \\ 0 & +1 & -1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.33})$$

Sachant que

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +1 & -1 & 0 \\ 0 & +1 & -1 \\ -1 & 0 & +1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{I.34})$$

Les tensions simples v_{as} , v_{bs} et v_{cs} et forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0 \quad (\text{I.35})$$

La résolution des équations (I.33) et (I.34) nous donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S1 \\ S2 \\ S3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

I.8.4. Différentes méthodes de contrôle d'un onduleur de tension

I.8.4.1 La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

La MLI (ou PWM :Pulse Width Modulation) permet d'obtenir une tension de sortie formée de plusieurs créneaux. La multiplication des nombres d'impulsions formant chaque alternance présente deux avantages :

- Elle pousse vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier l'amplitude et la fréquence du fondamental de la tension de sortie.

Trois catégories de MLI, qui diffèrent dans le concept et les performances, ont été développées [19] :

- Les modulations sinus - triangle effectuent la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations vectorielles appelées encore M.L.I régulière symétriques dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

On présentera dans ce qui suit la première stratégie qui est la plus utilisée.

I.8.4.1.2 Commande par modulation sinus – triangle

La M.L.I sinus - triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante [25, 18]. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Les différents tensions de références sinusoïdales statorique sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{ref_as} = v_m \sin(2\pi f_s t) \\ v_{ref_bs} = v_m \sin(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{ref_cs} = v_m \left\{ \sin(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}) \right. \end{cases} \quad (I.37)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} v_{pm} \left[4\left(\frac{t}{T_p}\right) - 1 \right] & \text{si } 0 < t < \frac{T_p}{2} \\ v_{pm} \left[-4\left(\frac{t}{T_p}\right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \quad (I.38)$$

Dans cette technique, on définit les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation « m » qui représente le rapport de la fréquence de la porteuse « f_p » et la fréquence de la référence « f_s » désirée ;
- Le taux de modulation ou le coefficient de réglage en tension « r » qui représente le rapport de l'amplitude de l'onde de référence (v_m) et de la valeur de crête de l'onde porteuse (v_{pm}).

Le mode de fonctionnement de cette technique est le suivant [26] :

Si $v_{ref}(t) > v_p(t)$ le transistor supérieur du bras de pont conduit.

Si $v_{ref}(t) < v_p(t)$ le transistor inférieur du bras de pont conduit.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement.

Le principe de la commande M.L.I avec modulation sinus triangle est montré dans la figure I.12

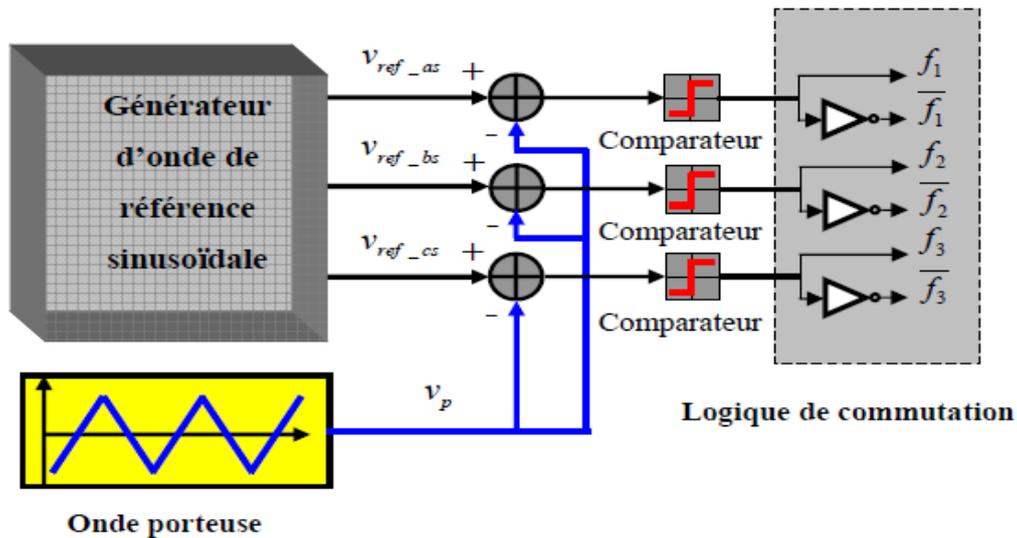


Figure I.12 Schéma de principe de la technique M.L.I triangulo – sinusoïdale [13].

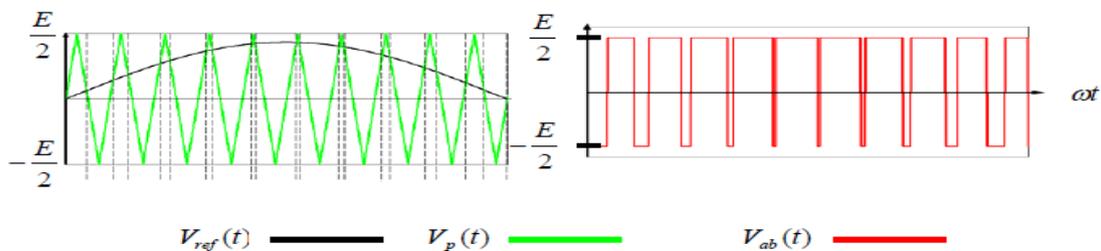


Figure. I.13 M.L.I sinus triangle bipolaire [13].

I.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques rappels sur la constitution de la machine asynchrone à cage d'écurueil, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Afin de réduire la difficulté du modèle réel, nous avons fait appel à des hypothèses simplificatrices.

Différentes approches de modélisation de la machine asynchrone ont été brièvement présentées.

Par la suite, nous avons abordé la modélisation de la partie alimentation en présentant d'une part les principaux blocs du système d'alimentation et d'autre part la commande de l'onduleur par les techniques M.L.I sinus triangle.

Chapitre II

Commande vectorielle par orientation de flux rotorique de la MAS

II.1. Introduction

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Contrairement à la MAS, qui possède une difficulté au niveau de la commande, le couple et le flux sont des variables fortement couplés et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre [28]. Pour aboutir à un contrôle du même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1971 aux bases de la nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle [29].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du contrôle vectoriel indirecte par orientation du flux rotorique. Cette méthode sera testée et validée suivant les résultats de simulations sous Matlab que nous allons présenter dans ce même chapitre.

II.2. Principe de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

L'objectif pour une commande de la MAS est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaires comme le montre la figure II.1 [30]

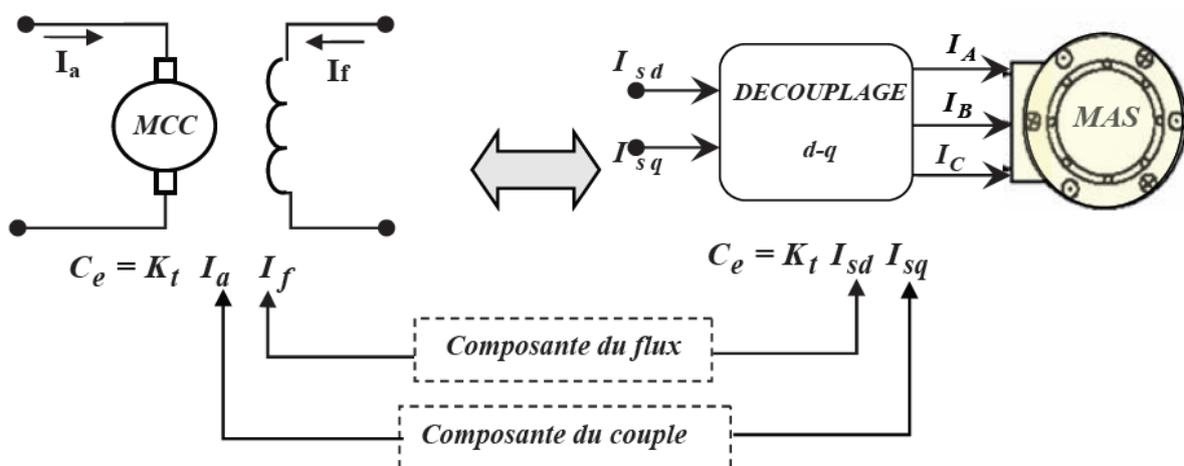


Figure II.1 Schéma de principe de la commande vectorielle pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu.

II.2.1 Principe de la commande par orientation du flux rotorique

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone (équation I.20) montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présentent un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [28].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d.q» et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux, Le flux orienté φ_i peut être le flux statorique φ_s , le flux rotorique φ_r ou le flux magnétisant φ_{dq} (d'entrefer). On peut avoir, par conséquent, trois possibilités d'orientation et qui permettent chacune, d'avoir un fonctionnement découplé [17, 31], à savoir :

- Orientation du flux rotorique, conditionnée par : $\varphi_{rd}=\varphi_r$ et $\varphi_{rq}=0$
- Orientation du flux statorique, conditionnée par : $\varphi_{sd}=\varphi_s$ et $\varphi_{sq}=0$
- Orientation du flux magnétisant, conditionnée par : $\varphi_{dg}=\varphi_q$ et $\varphi_{qg}=0$

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante en quadrature du courant statorique avec le flux. Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante en quadrature du courant statorique.

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel **d-q** lié au champ tournant avec une orientation du flux rotorique (l'axe '**d**' aligné avec la direction du flux rotorique) comme le montre la figure II.2. [9]

En choisissant cette orientation de flux on aura :

$$\varphi_{rd}=\varphi_r \text{ et } \varphi_{rq}=0 \quad (\text{II.1})$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations (II.4) et (II.6) que seule la composante directe i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{qs} si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, est réalisée la décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple. Pour cela, on obtient une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

II.3. Découplage

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant [34,35].

II.3.1 Découplage par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes ' d ' et ' q '. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. [35]

On suppose que le flux ϕ_r varie lentement par rapport au courant statorique.

En appliquant la transformation de Laplace aux équations (II.2) et (II.3) on obtient alors :

$$v_{ds} = (R_s + \sigma L_s s)i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \quad (\text{II.7})$$

$$v_{qs} = (R_s + \sigma L_s s)i_{qs} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \quad (\text{II.8})$$

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande v_{ds1} et v_{qs1} tel que v_{ds1} n'agit que sur i_{ds} et v_{qs1} sur i_{qs} .

Définissons deux nouvelles variables de commande v_{ds1} et v_{qs1} comme suit : [9]

$$\begin{cases} v_{ds} = v_{ds1} - e_{ds} \\ v_{qs} = v_{qs1} - e_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{ds} = \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ e_{qs} = -\sigma L_s \omega_s i_{ds} - \sigma L_s p K \Omega \phi_r \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} v_{ds1} = (R_s + \sigma L_s s) i_{ds} \\ v_{qs1} = (R_s + \sigma L_s s) i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

La figure II.3 illustre actions sur les axes 'd' et 'q' qui sont donc découplés :

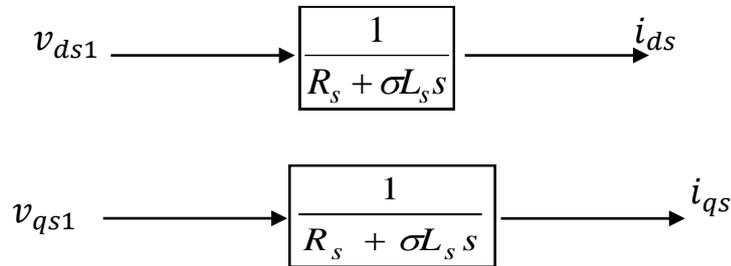


Figure II.3 Commande découplée

Les tensions v_{ds} et v_{qs} sont alors reconstituées à partir des tensions v_{ds1} et v_{qs1} :

Le schéma bloc de la figure suivante montre la méthode de compensation des termes croisés et des termes non linéaire. [36]

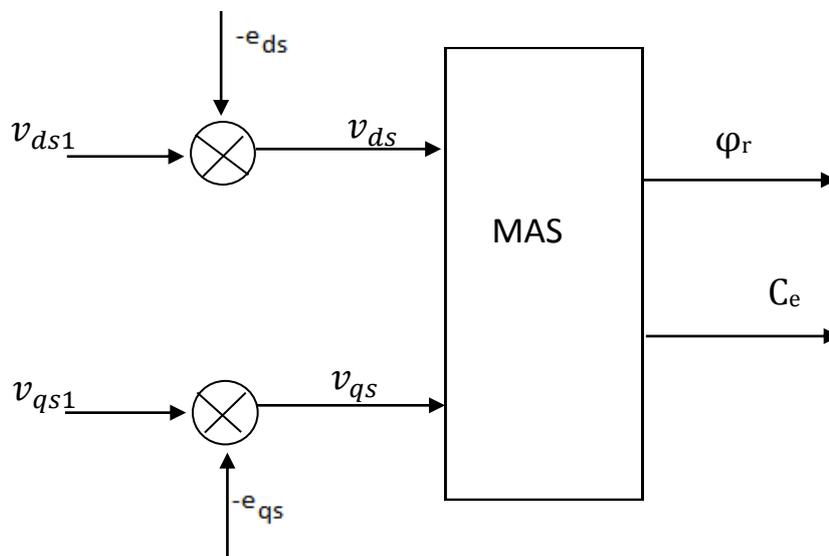


Figure II.4 Reconstitution des tensions v_{ds} et v_{qs} .

II.4. Méthodes de contrôle par flux orienté de la machine asynchrone

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone, il existe deux méthodes : la méthode indirecte et la méthode directe. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la phase et du module du

flux tournant choisi. Pour la méthode indirecte, cette phase est estimée en fonction des grandeurs des références et des paramètres internes de la machine. Pour la méthode directe, la phase et le module du flux sont mesurés ou estimés en fonction des grandeurs facilement mesurables telles que les tensions et les courants statoriques [32].

Dans la commande vectorielle directe on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations. Dans ce travail, nous utilisons les deux méthodes citées précédemment.

II.4.1 La Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

II.4.1.1 Le principe de la commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas le flux n'est pas contrôlé directement, c'est une variable intermédiaire, liée au flux par un modèle de référence.

En reprenant la description d'une commande vectorielle du flux rotorique sur l'axe 'd' du repère lié au champ tournant, nous constatons que seule la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique φ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{qs} , si le flux rotorique φ_r est toutefois maintenu constant. Par contre, les équations de tensions montrent un découplage indésirable, ce qui nécessite d'utiliser un circuit de découplage lors de l'implémentation de la commande. D'où nous tirons une commande découplée en tension qui consiste à contrôler la composante directe par v_{ds} et en quadrature v_{qs} de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine [8,33].

Dans la commande indirecte, l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique, elle-même reconstituée à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_r . [27]

La vitesse de rotation du champ tournant est donnée par :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{L_m I_{qs}^*}{T_r \varphi_r^*} \quad (\text{II.12})$$

L'angle θ_s est alors obtenu par intégration de ω_s :

$$\theta_s = \int \left(p\Omega + \frac{L_m i_{qs}^*}{T_r \phi_r^*} \right) dt \tag{II.13}$$

θ_s : La position du flux rotorique par rapport au stator.

La figure II.5 représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone commandé par orientation du flux rotorique.

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants i_{ds} et i_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse.

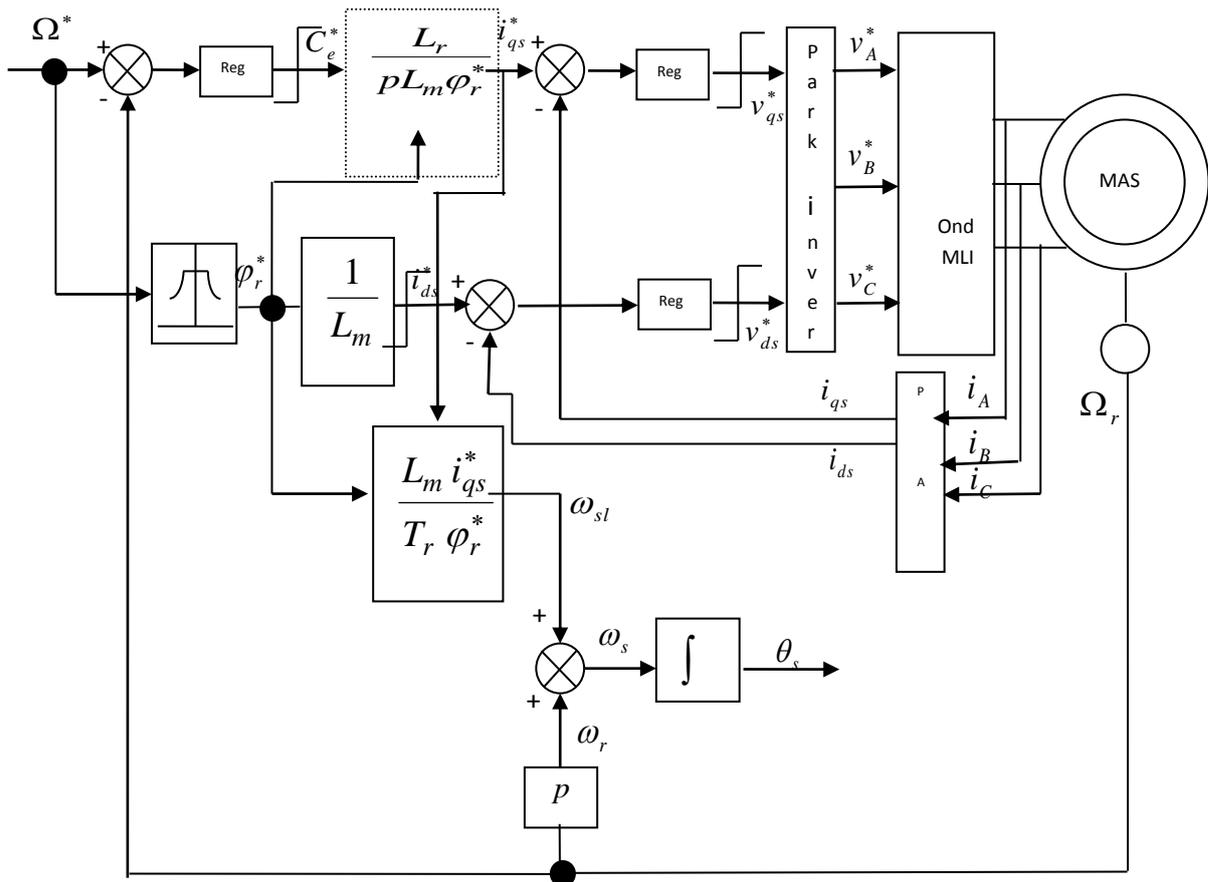


Figure II.5 Schéma bloc de la commande indirecte avec régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* ou le courant de référence i_{qs}^* . Ce dernier est comparé à la valeur i_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence v_{qs}^* .

On parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de i_{ds} . Le courant i_{ds}^* est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « dé fluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximale que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de dé fluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique ou l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter que contre les frottements) pendant la marche normale.

La sortie du régulateur de i_{ds} donne la tension de référence v_{ds}^* . Les deux tensions de références v_{ds}^* et v_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques $v_{\alpha S}^*$ et $v_{\beta S}^*$, à l'aide de la transformation de Park.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tension à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux valeurs v_A^* , v_B^* et v_C^* .

Après transformation de PARK des courants i_A , i_B et i_C nous obtenons les courants i_{ds} et i_{qs} , qu'on utilise pour la régulation des courants.

En parallèle, la pulsation statorique puis l'angle θ_s sont calculés à partir d'une mesure de vitesse mécanique Ω et du calcul de la pulsation du glissement ω_{sl} . C'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations directes et inverses.

En analysant ce schéma de commande et les équations associées, on voit apparaître principalement deux paramètres : L_m et T_r . Ils lient le flux rotorique et le courant i_{ds} qui le contrôle, mais ils apparaissent surtout dans la formule qui permet de calculer θ_s .

II.4.1.2 Calculs des régulateurs [35] [68]

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale **PI** sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle **P** assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral **I** élimine l'erreur statique en régime permanent.

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (II.14)$$

❖ **Régulateurs de courants :**

a) **Régulateur du courant i_{ds} :**

La sortie du régulateur du courant i_{ds} nous donne la tension de référence v_{ds1} .

D'après les équations issues de découplage, on peut tirer la boucle de régulation du courant comme indiqué sur la figure suivante [68] :

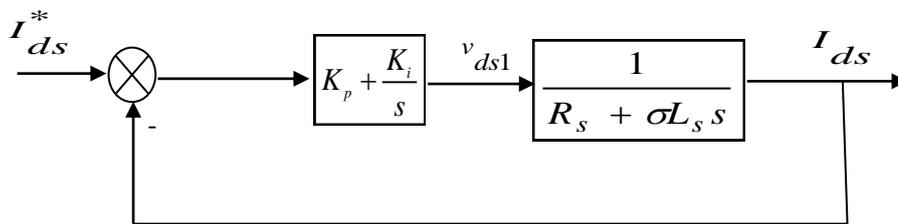


Figure II.6 Boucle de régulation du courant i_{ds}

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est donc :

$$G_o(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (II.15)$$

$$= K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p}\right) \frac{1}{s} \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s} \quad (II.16)$$

Pour la synthèse du régulateur on procède par la méthode de compensation de pôle,

D'où :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (II.17)$$

Alors :

$$G_o(s) = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{K_p}{s} \quad (II.18)$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre

$$G_c(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.19})$$

De constante de temps : $\tau = \frac{\sigma L_s}{K_p}$

Pour un temps de réponse imposé, $t_{rep}(5\%)$, nous pouvons calculer les paramètres du régulateur sous la condition suivante :

$$t_{rep}(5\%) = 3\tau = 3 \cdot \frac{\sigma L_s}{K_p} \Rightarrow K_p = 3 \cdot \frac{\sigma L_s}{t_{rep}(5\%)} \quad (\text{II.20})$$

D'où :

$$K_i = K_p \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II.21})$$

b) Régulateur du courant i_{qs} :

En procédant de la même manière que pour le régulateur de i_{ds} on déterminera les coefficients du régulateur de courant i_{qs} qui fournira la tension de référence v_{qs}^* . Le schéma de régulation du courant i_{qs} est représenté sur la figure II.7, on remarque bien que c'est la même que pour le courant i_{ds} .

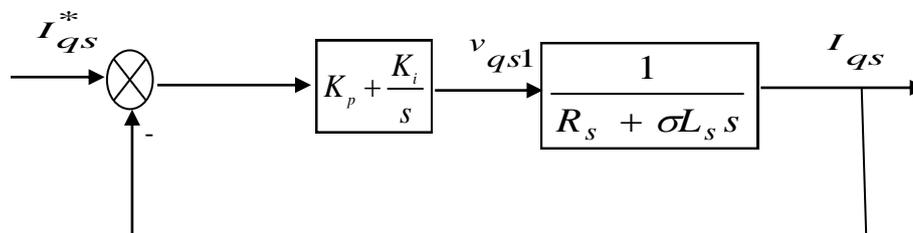


Figure II.7 Boucle de régulation du courant i_{qs}

c) Régulateur de vitesse

La chaîne de régulation de la vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

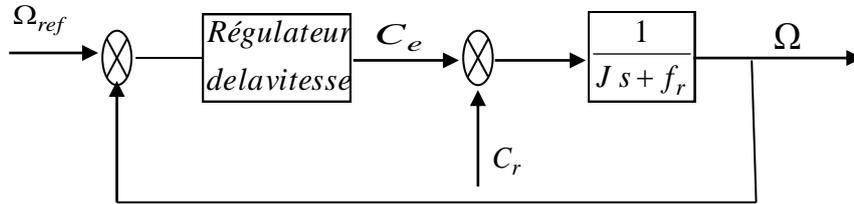


Figure II.8 Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

Le schéma bloc du régulateur de vitesse est représenté sur la figure suivante :

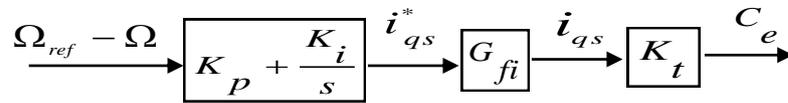


Figure II.9 Schéma bloc du régulateur de vitesse

Avec :

G_{fi} : Fonction de transfert de la boucle de courant.

$$K_t = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \varphi_r^*$$

K_t : Constante du couple électromagnétique.

A partir de la figure II.8, nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{J s + f_r} \cdot (C_e - C_r) \tag{II.22}$$

Afin de rendre le calcul des coefficients de ce type de régulateur plus facile, nous avons considéré que tout le schéma bloc de la figure II.9 peut être réduit à un correcteur **PI** classique. Pour cela, nous avons négligé la dynamique de la boucle de courant par rapport à celle de la vitesse. Nous obtenons alors :

L'utilisation d'un régulateur **PI** et en négligeant la dynamique de la boucle de courant par rapport à celle de la vitesse permet d'écrire :

$$\Omega = \frac{1}{J s + f_r} \cdot \left(\frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \right) \cdot (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{J s + f_r} \cdot C_r \tag{II.23}$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_p \cdot s + K_i}{K_i + (f_r + K_p)s + Js^2} \Omega_{ref} - \frac{s}{K_i + (f_r + K_p)s + Js^2} C_r \quad (\text{II.24})$$

La fonction de transfert (II.24) peut être identifiée à un système de second ordre sous la forme:

$$F(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{II.25})$$

Avec

ζ : Coefficient d'amortissement.

ω_n : Pulsation propre.

Ce qui implique les identités :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_n} = \frac{K_p + f_r}{K_i} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Ayant déjà choisi convenablement l'amortissement et le temps de réponse et par la suite ω_n , on peut calculer les coefficients du régulateur d'après l'équation (II.26), par simple identification. [37]

II.5 Résultats de simulation

La simulation est effectuée en utilisant le logiciel MATLAB. Les performances dynamiques d'un système d'actionnement utilisant une machine asynchrone sont caractérisées par la rapidité de sa réponse vis-à-vis du changement de la consigne et sa robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures (charge).

Le but assigné est de déterminer, par des simulations les performances globales que l'on peut obtenir avec la commande étudiée. Le comportement vis-à-vis de la variation de la consigne de vitesse et de la charge sera ainsi examiné.

➤ **Modèle de simulation**

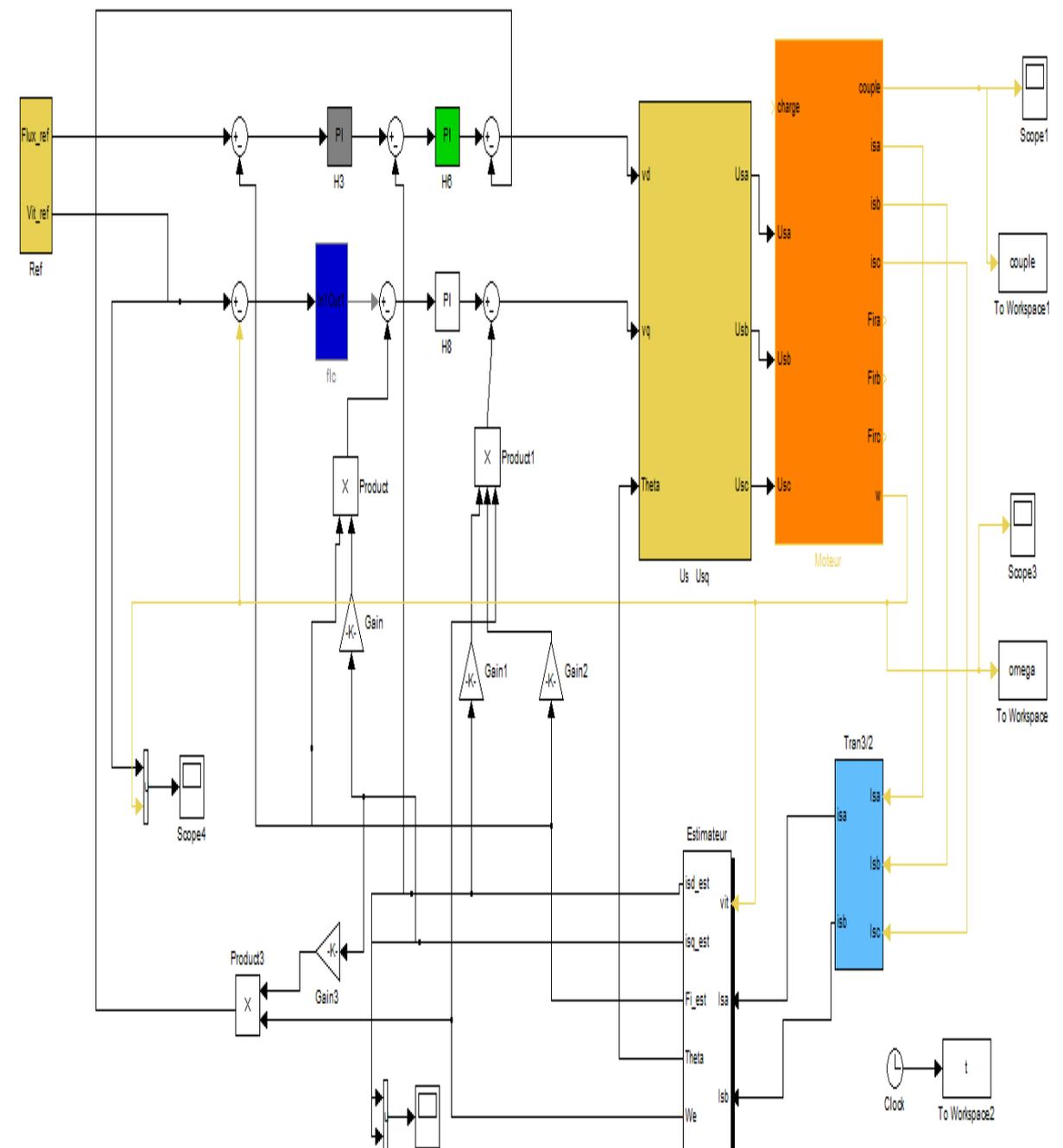


Figure II.10 Schéma de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux constant

➤ **Simulations et interprétations**

Afin de simuler I, nous avons opté pour le logiciel **MATLAB**, les Paramètres du moteur utilisés en simulation sont donnés par le tableau II.2. Nous avons simulé la MAS à cage alimenté par réseau triphasé équilibré de tension efficace $U=220$ V et de fréquence 50 Hz.

Le Tableau II.1 représente les paramètres de la machine asynchrone .

<i>Paramètres</i>	<i>Valeurs</i>	<i>Unités</i>
R_s	4,85	Ω
R_r	3,805	Ω
L_s	0,274	H
L_r	0,274	H
L_m	0,258	H
J	0,031	Kgm^2
f_v	0,0014	Kgm^2/s

Les figures suivantes illustrent les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux constant.

II.5.1 Démarrage a vide et en charge

La figure II.11, montre le comportement de la machine asynchrone commandée vectoriellement lors d'un démarrage à vide avec application d'une charge égale à 10 N.m e) à $t = 1.5\text{s}$. Pour un échelon de vitesse égale à la vitesse (100rad/s)

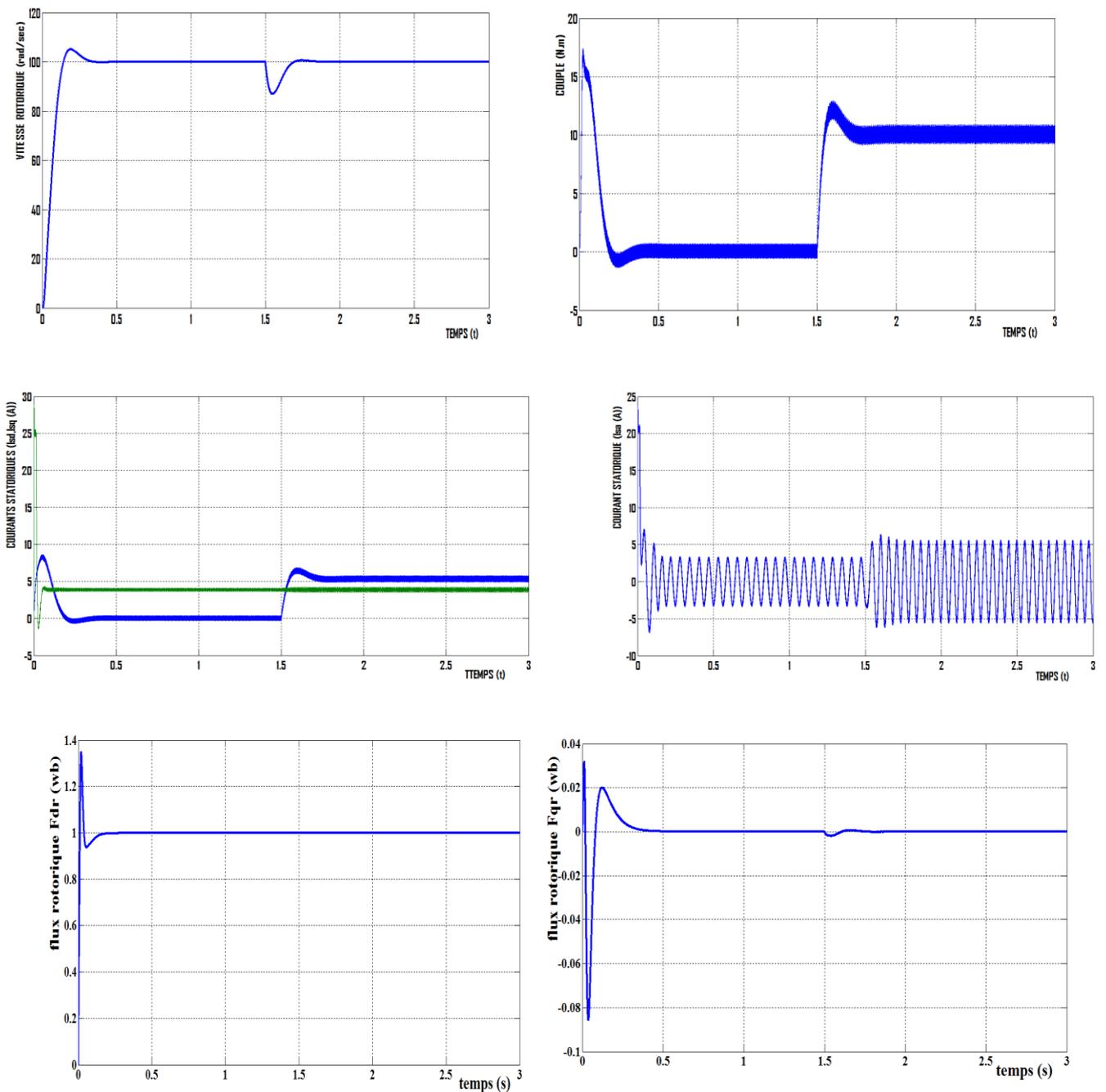


Figure II.11 Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux constant Pour une vitesse de référence égale à la vitesse nominale avec application d'un Couple de charge à $t = [1.5]$

D'après cette figure, on constate que la vitesse de la machine rejoint sa référence. Le régulateur de vitesse élimine, en un temps rapide, la perturbation appliquée à la machine, ce qui donne une idée sur la robustesse de la commande. Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence, hormis la période de démarrage où il y a une différence entre le couple de référence et celui de la machine à cause de l'initialisation du flux rotorique. On voit une parfaite orientation du flux rotorique :

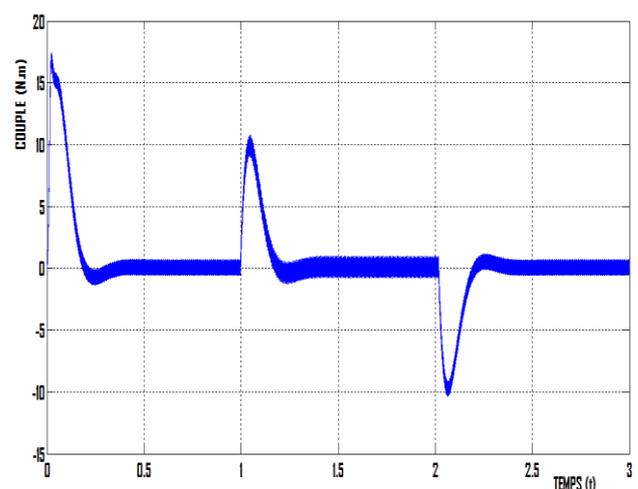
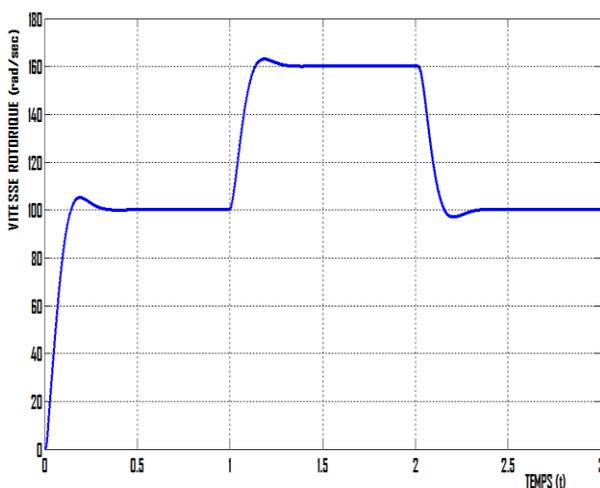
Le flux φ_{dr} est maintenu à sa valeur de référence et le flux φ_{qr} est maintenu à zéro. Les courants statoriques i_{ds} et i_{qs} suivent aussi leurs références.

II.5.2 Test de robustesse pour la variation de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{\text{ref}} = 100, 160$ et 100 rad/s) de la figure (II-12) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple.

On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur avec une petite erreur.

Aussi on remarque une variation en module des composantes du flux rotorique, le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.



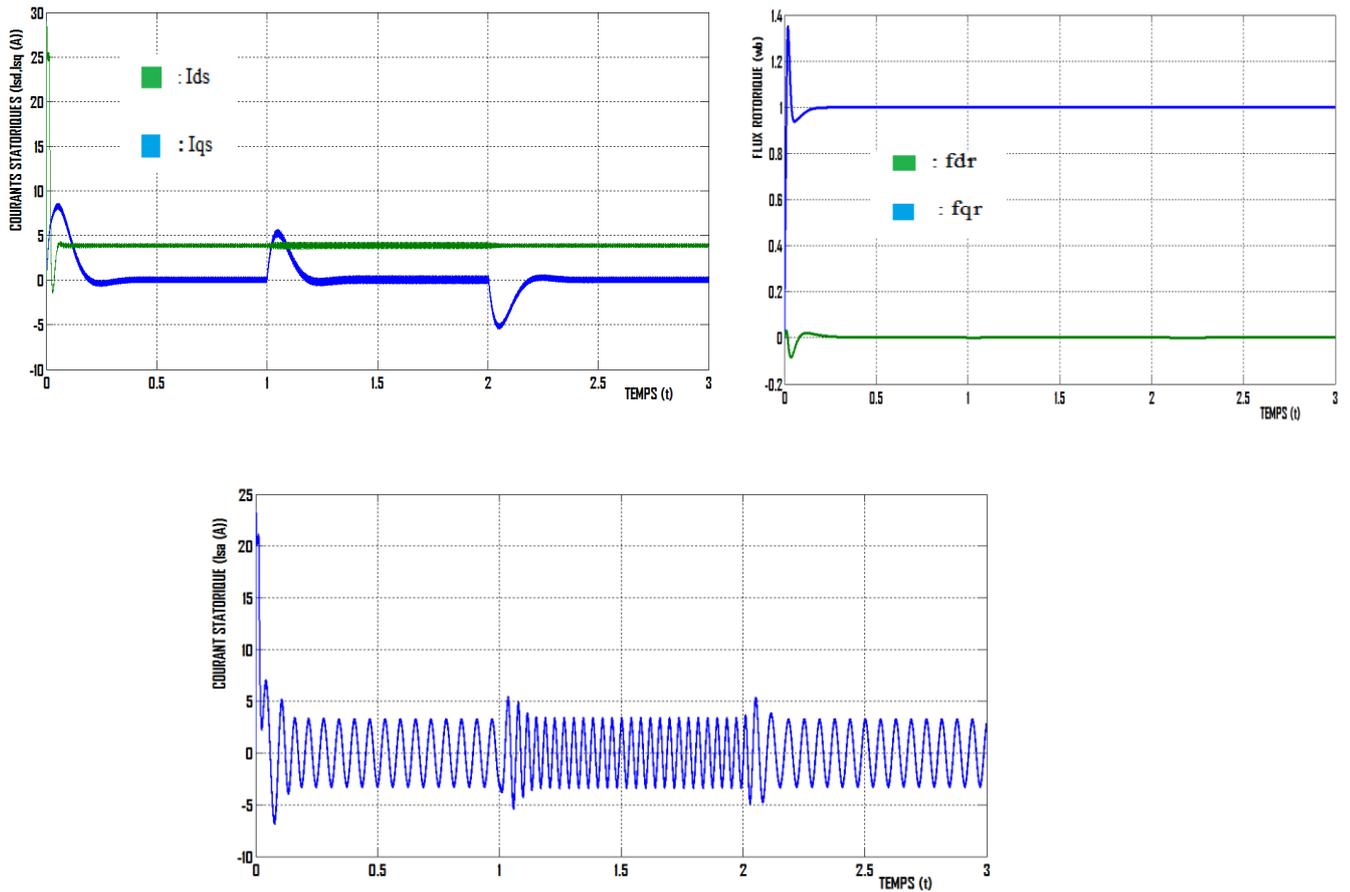


Figure II.12 test de robustesse pour la variation de la vitesse

II.5.3 Test de robustesse pour la variation de la charge

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge ($C_r = 5$ N.m, 10 N.m et) de la figure (II-13) montrent que les grandeurs telle que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influés par cette variation.

La figure (II-13) montre également un découplage entre le couple électromagnétique (C_e) et le flux rotorique (Φ_r), et l'orientation du flux rotorique suivant l'axe «d» est vérifiée.

Le couple électromagnétique à la même allure que le courant i_{sq} à une coefficient près ce qui prouve le découplage est parfaitement réalisé ($\Phi_{rq} = 0$).

Nous constatons également que le couple suit les consignes .le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est robuste de point de vue variation de la charge.

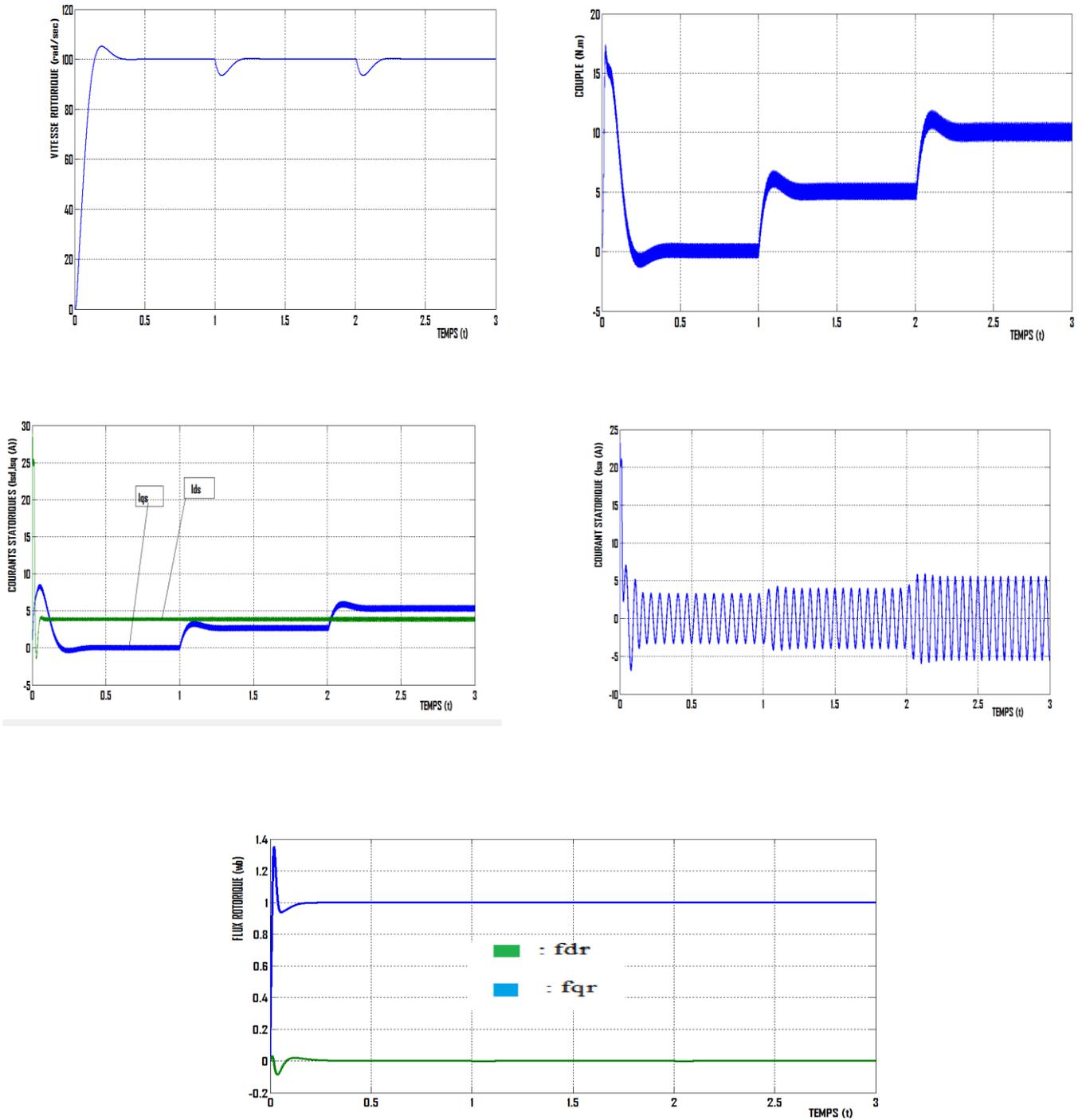


Figure II.13 test de robustesse pour la variation de la charge

II.5.4 Test de robustesse pour l'inversion de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse (100rad/s à -100rad/s) de la figure (II-14), montre que la réponse en vitesse suit parfaitement la consigne avec une même temps de réponse avec une erreur négligeable.

L'allure du couple et du courant i_{sq} présente des pics lors de l'inversion de la vitesse avant de se stabiliser à la valeur désirée.

Au moment de l'inversion de la vitesse une variation au niveau des composantes rotorique du flux, le découplage est effectuée .

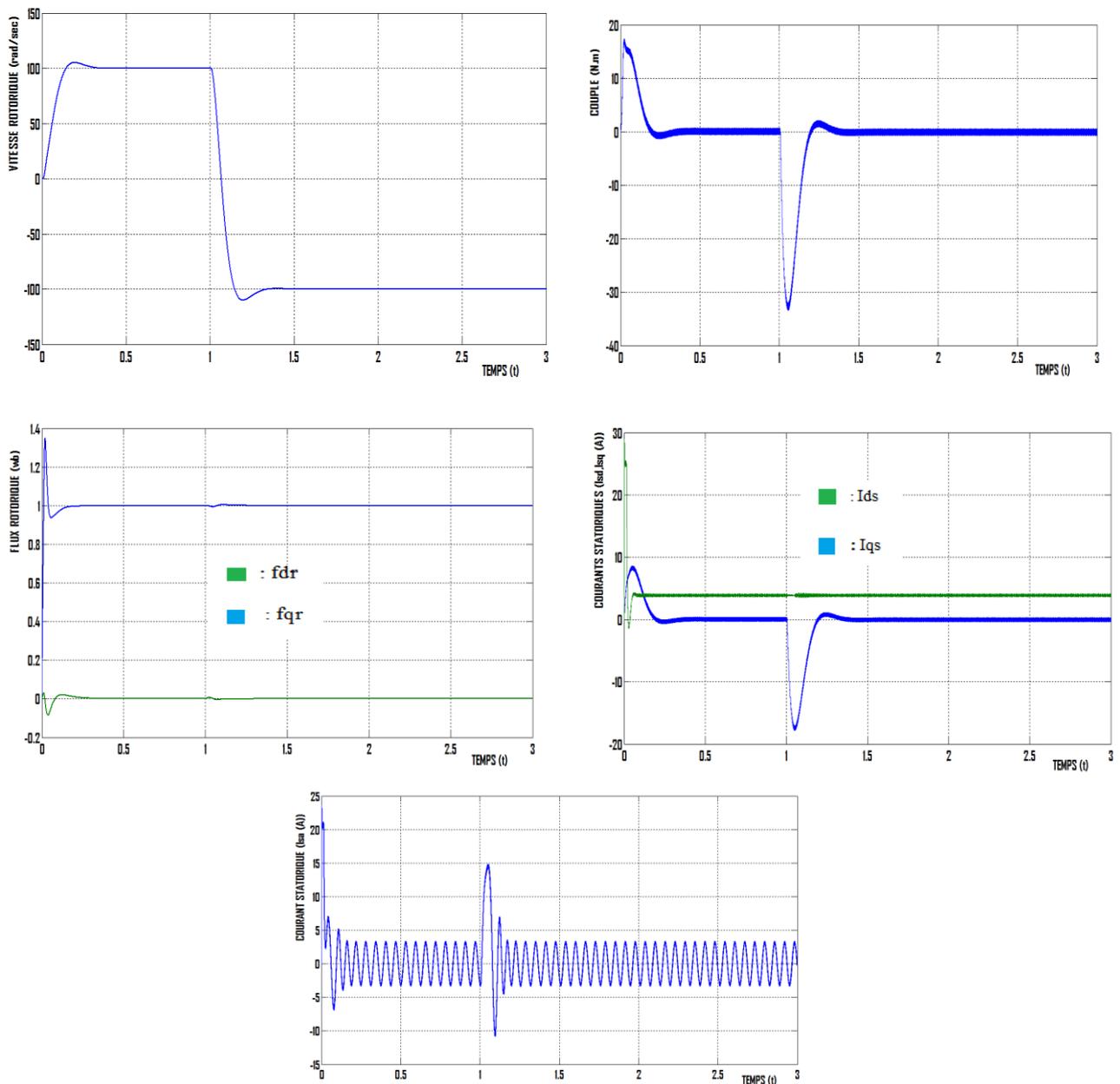


Figure (II-14) : test de robustesse pour l'inversion de vitesse

II.5.5 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

La figure II.15, illustre les résultats de simulation de la CVI avec une variation de 50% de la résistance rotorique. D’après ces figures on voit que la sensibilité est grande par rapport à ce paramètre. Le flux rotorique n’est pas vraiment orienté sur l’axe d (perte de découplage entre le flux et le couple).

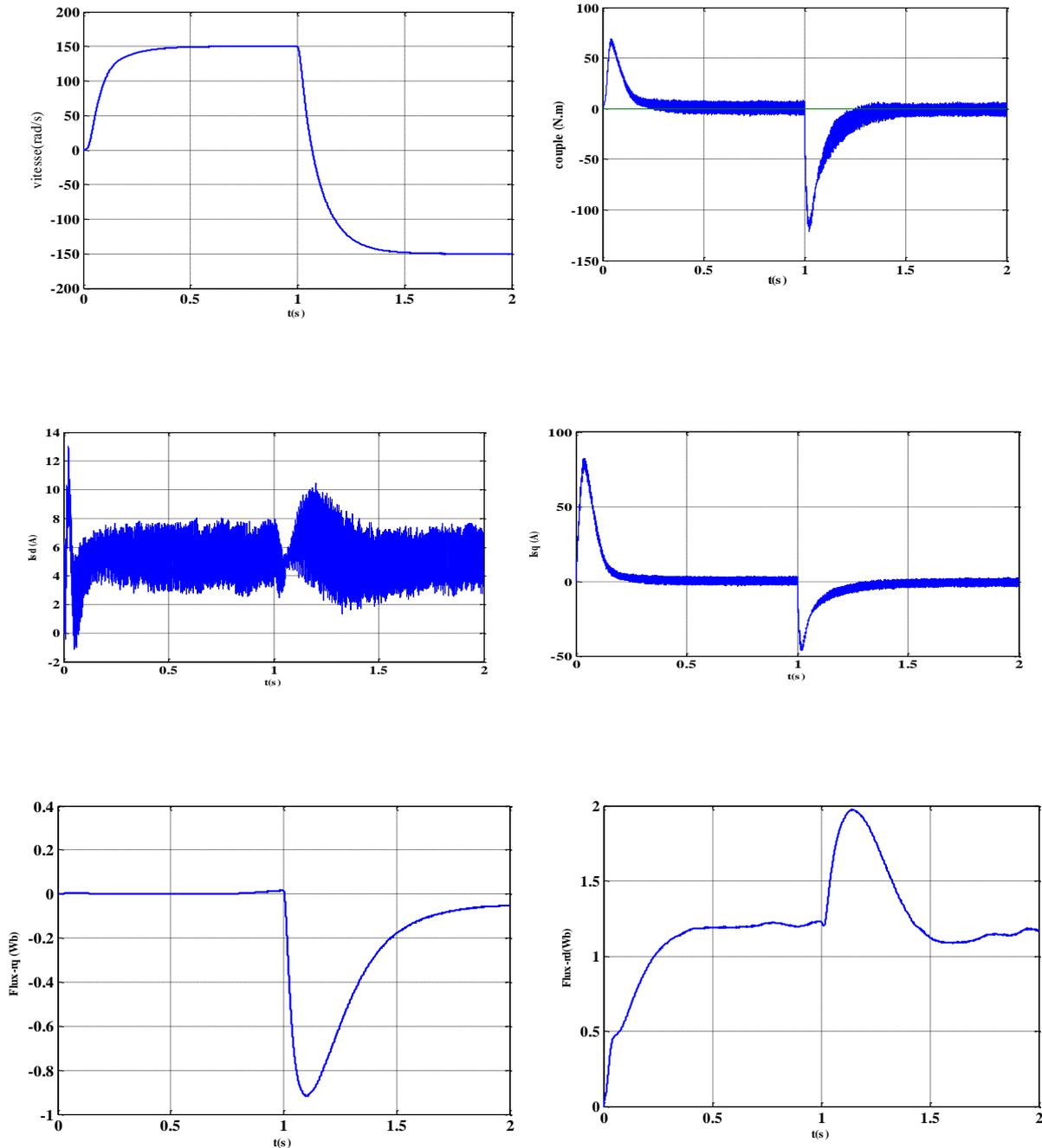


Figure (II-15) : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

II.6. Conclusion :

A travers ce chapitre, il nous permis de dire que la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparé.

Les résultats de simulation, nous conduit à dire que la machine asynchrone commandé par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse.

Cependant, le point faible de cette commande réside dans sa faible robustesse vis-à-vis à des variations paramétriques.

On peut améliorer la robustesse de la commande vectorielle, et grâce à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée permet de l'implantation des régulateurs par mode de glissement associe à la commande connu au lieu des régulateurs classiques (**PI**).

Dans le chapitre suivant, on va décrire en premier lieu la commande par la logique floue et son au réglage d'application vitesse d'une machine asynchrone.

Chapitre III

La commande par logique floue de la MAS

III.1. Introduction

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous avec un formalisme mathématique fortement développé [4], ses premières approches ont apparu 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 [4], [39], [40].

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. Principe et définitions

Le concept de la théorie des sous-ensembles flous, s'appuie sur la notion de degré d'appartenance d'un élément à un sous-ensemble flou. Tandis que les ensembles traditionnels sont caractérisés par une fonction d'appartenance notée χ , (également appelée fonction caractéristique) définie sur $\{0,1\}$, les sous-ensembles flous sont, eux, caractérisés par une fonction d'appartenance notée μ définie sur $[0,1]$. En d'autres termes, dans le langage ensembliste classique, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble tandis qu'un élément appartient à un sous-ensemble flou avec un certain degré (éventuellement nul). En résumé, pour un sous-ensemble A défini sur un univers de discours U , on peut écrire :

A sous-ensemble classique : fonction caractéristique $\chi_A : \{1,0\} \rightarrow U$

A sous-ensemble flou : fonction d'appartenance : $\mu_A [1,0] \rightarrow U$

Par extension, ce nouveau concept définit une logique multivaluée qui apparaît comme une généralisation de la logique binaire. Nous allons maintenant définir un certain nombre de termes propres au domaine de la logique floue auxquels nous pourrions nous référer [40].

➤ **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.1 à travers sa fonction caractéristique μ_A .

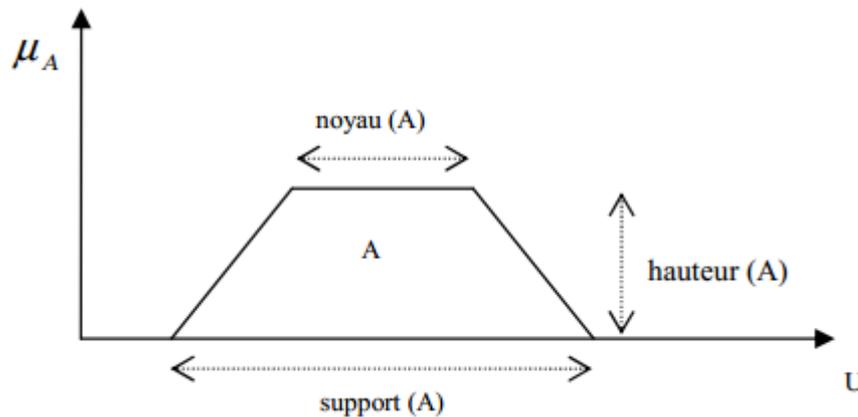


Figure III.1 Représentation d'un sous-ensemble flou et principales caractéristiques

Le concept de sous-ensemble flou a été introduit pour éviter les passages brusques d'une classe à une autre et autoriser des éléments à n'appartenir complètement ni à l'une ni à l'autre ou encore à appartenir partiellement à chacune

La notion de sous-ensemble flou permet de traiter :

- des catégories aux limites mal définies
- 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).

➤ **Variable linguistique :**

Une variable linguistique sert à modéliser les connaissances imprécises ou vagues sur une variable dont la valeur précise peut être inconnue.

➤ **Opérateurs Logiques Flous:**

Ces opérateurs permettent d'écrire des combinaisons logiques entre notions floues. On peut définir des opérateurs par ET, OU, ou la négation.

a) **L'intersection « ET » :**

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A ET B » est le minimum des degrés d'appartenance de A et de B :

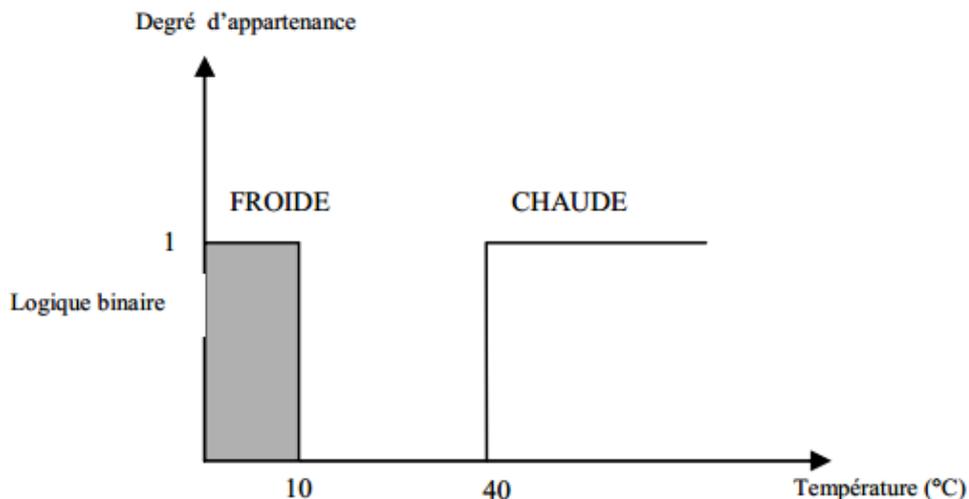
$$\mu (A \text{ ET } B) = \text{MIN} (\mu (A), \mu (B)).$$

b) **L'union « OU » :**

Le degré de vérité (degré d'appartenance) de la proposition « A OU B » est le maximum des degrés d'appartenance de A et de B :

$$\mu (A \text{ OU } B) = \text{MAX} (\mu(A), \mu(B)) .$$

Une température de 10°C, pour un humain, est généralement considérée comme froide; une température de 40°C est, elle, qualifiée de chaude. Si chacune de ces valeurs appartient à une catégorie (ensemble) bien définie, qu'en est-il pour des valeurs intermédiaires? Une réponse intuitive consiste à affirmer qu'elles appartiennent à une ou deux des catégories précédentes avec des niveaux (normalisés) différents. On évite ainsi des transitions rigides entre différentes catégories, comme cela est le cas en logique binaire (figure III.2). Il semble en effet surprenant de considérer qu'une température de 40°C est chaude, alors qu'une température de 39,9°C ne l'est pas.



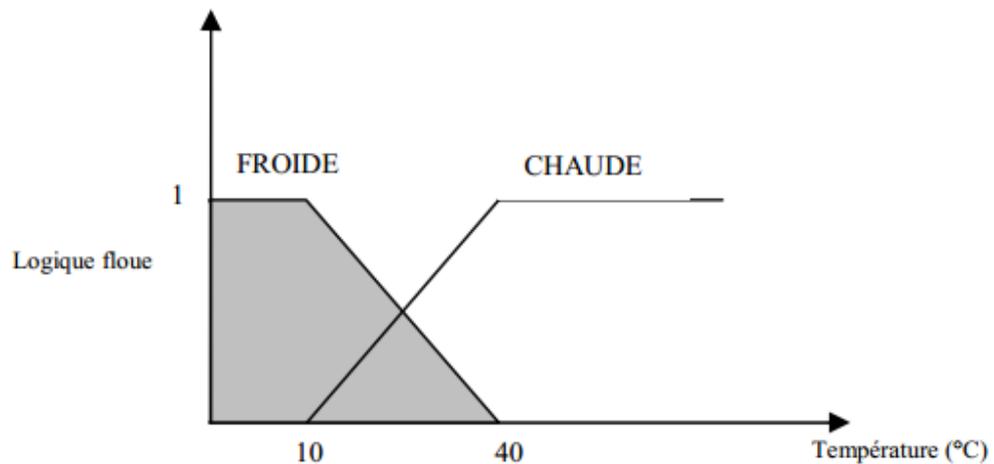


Figure III.2 Exemple de définition d'ensembles sur un univers de discours en logique binaire et en logique floue

Cet exemple permet d'illustrer le fait qu'une logique binaire classique est, dans certains cas, trop restrictive. Il est nécessaire de faire appel à une logique multivaluée qui sera vue comme une extension de la précédente.

En ce qui concerne le contrôle d'un processus quelconque, la logique floue permet une approche novatrice par rapport à l'automatique classique. En automatique, en général, on s'attache à modéliser le processus à travers d'un certain nombre d'équations différentielles.

Cette modélisation est rendue difficile à mesurer que la complexité des processus à contrôler augmente. D'une manière radicalement opposée, un contrôleur va décrire non pas le processus mais la façon de le contrôler, tout comme le ferait un expert humain à travers des règles intégrant naturellement imprécisions et incertitudes. Dans cette approche, nous parlerons donc de systèmes experts flous basés sur des règles de production de la forme « **si** prémisse **alors** conclusion ». Ces systèmes sont des extensions des systèmes experts classiques dans la mesure où ils intègrent des connaissances imparfaites.

III.3 Représentation des fonctions d'appartenance

On représente les variables linguistiques par leurs fonctions d'appartenance. Donc à chaque sous-ensemble floue A_i est associée une fonction d'appartenance $\mu_{A_i}(x)$ où x est la variable linguistique tel que à chaque point x est associé une valeur précise de $\mu_{A_i}(x)$, qui désigne le degré d'appartenance de x à A_i .

Notation :

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

$$A = \int_u \mu_A(x)/x \quad (\text{III.2})$$

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

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

$$\mu_A(x) = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{5}(x - 10)\right)^2} \quad (\text{III.3})$$

Il suit que l'ensemble flou est :

$$A = \int_{\mathbb{R}} \left(\frac{1}{1 + \left(\frac{1}{5}(x - 10)\right)^2} / x \right) dx \quad (\text{III.4})$$

La fonction d'appartenance peut être représentée par plusieurs formes : triangulaire, trapézoïdale, sigmoïdale et gaussienne.

- **Fonction triangulaire :**

Elle est définie par trois paramètres $\{a, b, c\}$, qui déterminent les coordonnées des trois sommets.

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x - a}{b - a}, \frac{c - x}{c - b} \right), 0 \right)$$

- **Fonction trapézoïdale :**

Elle est définie par quatre paramètres $\{a, b, c, d\}$ qui déterminent les coordonnées des quatre sommets.

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

- **Fonction sigmoïde :**

Elle est définie par deux paramètres $\{a, b\}$.

$$\mu(x) = \frac{1}{1 + \exp(-a(x - c))}$$

- **Fonction gaussienne :**

Elle est définie par deux paramètres (σ, m) .

$$\mu(x) = \exp\left(-\frac{(x - m)^2}{2\sigma^2}\right)$$

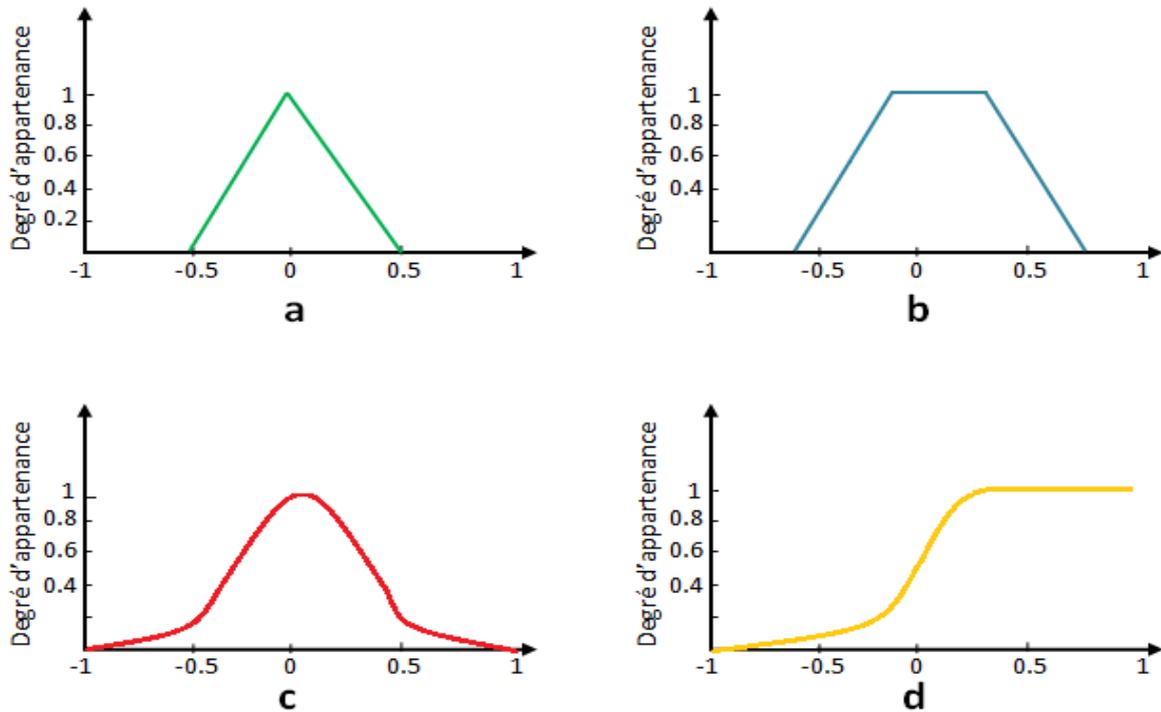


Figure III.3 : Forme des fonctions d'appartenance usuelles

III.4 RELATIONS FLOUES :

Se sont des structures qui représentent l'absence ou la présence d'une interaction entre les éléments de divers ensembles.

Une opération floue sur deux univers U et V est un ensemble flou :

$$R : U \times V \longrightarrow [0,1]$$

$$(u,v) \longrightarrow \mu_R(u, v).$$

III.4.1 Opérations sur les relations floues

On définit l'union et l'intersection de deux relations floues comme suit :

Soient :

$$R : U \times V \longrightarrow [0,1] \quad \text{et} \quad S : U \times V \longrightarrow [0,1]$$

$$(u,v). \longrightarrow \mu_R(u,v). \quad (u,v). \longrightarrow \mu_S(u,v).$$

Alors au sens de Mandani :

$$\mu_{R \cup S}(u,v) = \max(\mu_R(u,v), \mu_S(u,v)).$$

$$\mu_{R \cap S}(u,v) = \min(\mu_R(u,v), \mu_S(u,v)).$$

Alors au sens de sugeno :

$$\mu_{R \cup S}(u,v) = \mu_R(u,v) + \mu_S(u,v) - \mu_R(u,v) \cdot \mu_S(u,v).$$

$$\mu_{R \cap S}(u,v) = \mu_R(u,v) \cdot \mu_S(u,v)$$

Exemple:(cas de mamdani)

R= <<x est beaucoup plus grand que y>>, S= <<x est très proche de y>>

$$\mu_R(x,y) = \begin{matrix} & y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{matrix} & \begin{pmatrix} 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \\ 0 & 0.8 & 0 & 0 \\ 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

$$\mu_S(x,y) = \begin{matrix} & y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ \begin{matrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{matrix} & \begin{pmatrix} 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \\ 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \\ 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

R ∪ S= « x est beaucoup plus grand que y » **ou** « x est très proche de y ».

$$\mu_{R \cup S}(x,y) = \max \left(\begin{matrix} & y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ x_1 & \begin{pmatrix} 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \end{pmatrix} \\ x_2 & \begin{pmatrix} 0 & 0.8 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ x_3 & \begin{pmatrix} 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{pmatrix} \end{matrix} ; \begin{matrix} & y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ x_1 & \begin{pmatrix} 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \end{pmatrix} \\ x_2 & \begin{pmatrix} 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \end{pmatrix} \\ x_3 & \begin{pmatrix} 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{pmatrix} \end{matrix} \right)$$

$$= \begin{matrix} & y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ x_1 & \begin{pmatrix} 0.8 & 0.1 & 0.9 & 0.7 \end{pmatrix} \\ x_2 & \begin{pmatrix} 0.9 & 0.8 & 0.5 & 0.7 \end{pmatrix} \\ x_3 & \begin{pmatrix} 0.9 & 1 & 0.8 & 0.8 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

$R \cap S =$ « x est beaucoup plus grand que y » et « x est très proche de y ».

$$\mu_{R \cap S}(x,y) = \min \left(\begin{matrix} & y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ x_1 & \begin{pmatrix} 0.8 & 0.1 & 0.1 & 0.7 \end{pmatrix} \\ x_2 & \begin{pmatrix} 0 & 0.8 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ x_3 & \begin{pmatrix} 0.9 & 1 & 0.7 & 0.8 \end{pmatrix} \end{matrix} ; \begin{matrix} & y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ x_1 & \begin{pmatrix} 0.4 & 0 & 0.9 & 0.6 \end{pmatrix} \\ x_2 & \begin{pmatrix} 0.9 & 0.4 & 0.5 & 0.7 \end{pmatrix} \\ x_3 & \begin{pmatrix} 0.3 & 0 & 0.8 & 0.5 \end{pmatrix} \end{matrix} \right)$$

$$= \begin{matrix} & y_1 & y_2 & y_3 & y_4 \\ x_1 & \begin{pmatrix} 0.4 & 0 & 0.1 & 0.6 \end{pmatrix} \\ x_2 & \begin{pmatrix} 0 & 0.4 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ x_3 & \begin{pmatrix} 0.3 & 0 & 0.7 & 0.5 \end{pmatrix} \end{matrix}$$

- On définit le produit cartésien de deux ensembles flous A et B par (Mamdani) :

Soient $A: U \Rightarrow [0,1]$ et $B: V \Rightarrow [0,1]$
 $u \Rightarrow \mu_A(u)$ et $v \Rightarrow \mu_B(v)$

Alors $\mu_{A \times B}(u,v) = \min(\mu_A(u), \mu_B(v))$

Le produit cartésien de deux ensembles flous est une relation floue.

III.5 Principe d'un régulateur flou

III.5.1 Variables d'entrées du régulateur

Un régulateur flou permet de déterminer la commande à appliquer à un processus à partir de la valeur Y de la variable de sortie de ce processus ; celle-ci est elle-même déterminée à partir des valeurs des variables d'entrée $e(k), \Delta e(k)$ du régulateur par des relations floues, ou règles floues. Théoriquement, le nombre d'entrée n'est pas limité. En pratique, cependant, il n'est pas rationnel d'utiliser plus de trois variables d'entrée puisque la détermination des règles devient trop complexe.

Pour le régulateur décrit par la figure (II.5), nous n'avons intervenir que deux variables d'entrée $e(k)$ et $\Delta e(k)$.

$$e(k) = y_d(k) - y(k)$$

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

$e(k)$: C'est l'écart entre la consigne $y_d(k)$ et le signal de sortie du processus $y(k)$.

$\Delta e(k)$: C'est la variation du signal d'écart à l'instant k .

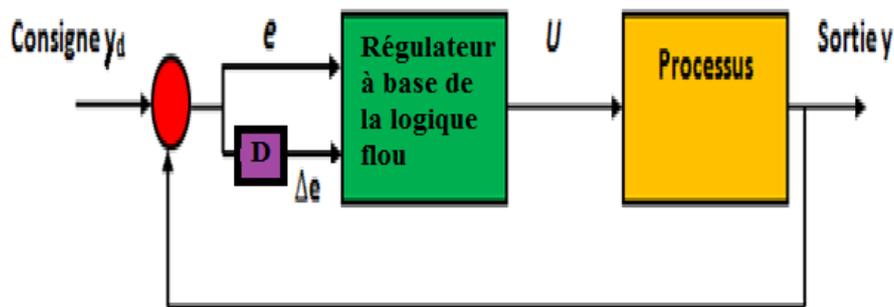


Figure III.4 : Schéma d'un système asservi par un régulateur flou

III.6. Conception d'un contrôleur floue

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

La figure.III.5 donne la structure interne d'une commande par logique floue,

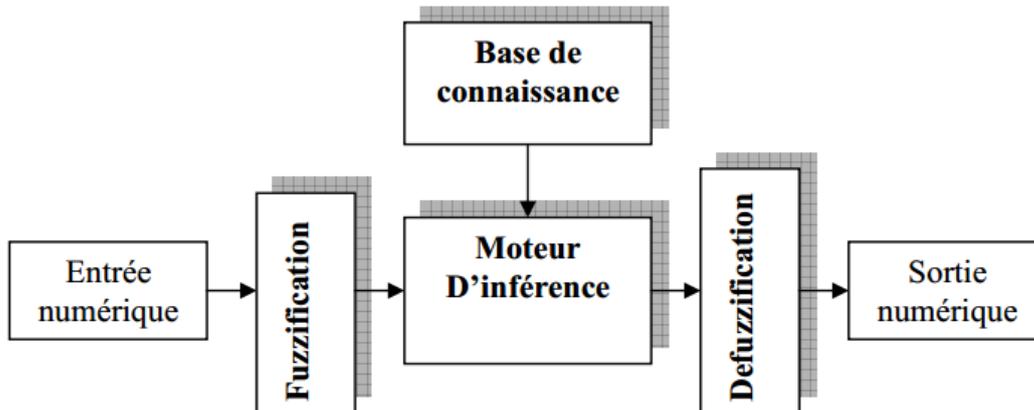


Figure III.5 Structure de la commande floue.

Les étapes de conception d'un contrôleur à logique floue sont les suivantes :

III.6.1 fuzzification

La fuzzification est fondée sur la théorie des ensembles flous et joue un rôle essentiel pour la manipulation des données dans un contrôleur flou. Elle consiste à convertir les valeurs numériques à l'entrée du contrôleur en valeurs linguistique via des fonctions d'appartenances et ce, par une projection de ces valeurs dans l'univers de discours U en utilisant un facteur d'échelle K_e

On peut dire que la stratégie de fuzzification est un choix de l'univers de discours et des fonctions d'appartenance.

- Univers de discours : l'univers de discours représente l'intervalle de variation des grandeurs d'entrée du contrôleur flou après une normalisation par un facteur d'échelle.
- Facteur d'échelle : est le moyen de normalisation des grandeurs physiques dans un intervalle de $[-1 +1]$. Le facteur d'échelle doit être choisi sur la base de l'étude du système de sortie à condition que lors de petits phénomènes transitoire, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas être dépassé.

III.6.2 Inférence avec la base des règles

C'est un mécanisme de décision. Il permet à partir d'un fait observé de la base des règles floues une décision en exploitant le raisonnement approximatif.

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées. Elles expriment la relation qu'il existe entre les variables d'entrée x , exprimées comme variables linguistiques, et la variable de sortie x_r , également exprimée comme variable linguistique. En peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certains nombres de règles [41].

Chaque règle possède une **condition**, précédée du symbole **Si**, et une conclusion, action ou opération, précédée de symbole **Alors**.

Dans le cas de réglage et de commande, on utilise essentiellement l'inférence avec plusieurs règles.

Les règles peuvent être exprimées sous la forme suivante :

- Si Condition 1, Alors Opération 1, OU**
- Si Condition 2, Alors Opération 2, OU**
- ...
- Si Condition m, Alors Opération m.**

Les conditions peuvent dépendre d'une ou plusieurs variables. Les variables sont liées entre elle par des opérateurs de la logique floue de forme ET et OU; le ET intervient généralement à l'intérieur d'une règle, tandis que le OU lie les différentes règles.

III.6.2.1 Traitement numérique des inférences :

Après avoir établi toutes les règles d'inférence on peut les représenter par le tableau suivant :

Tableau III.1 : tableau de Macvicar et Whelan à neuf règles.

$X_1 \backslash X_2$	N	EZ	P
N	N	N	EZ
EZ	N	EZ	P
P	EZ	P	P

x_1 : variable 1, x_2 : variable 2, N : négative, EZ : environ zéro, P : positive

Un traitement numérique des inférences selon l'une des trois méthodes suivantes à exécuter [42].

- méthode d'inférence max-min
- méthode d'inférence max-prod
- méthode d'inférence somme-prod

On présentera dans ce qui suit la première méthode qui sera utilisé dans notre travail.

III.6.2.2 Méthode Max-min

Au niveau de la condition: **ET** est traduit par la fonction **Min**, **OU** est traduit par la fonction **Max**.

Au niveau de la conclusion: **OU** est traduit par la fonction **Max**, **Alors** est traduit par la fonction **Min**

La figure (III.4) illustre l'exemple d'inférence de Mamdani avec deux variables d'entrées et une variable de sortie, représenté par le tableau III.1.

Règle : **Si** x_1 est PG **ET** x_2 est EZ **Alors** x_r est EZ, **OU**

Si x_1 est EZ **OU** x_2 est NG **Alors** x_r est NG.

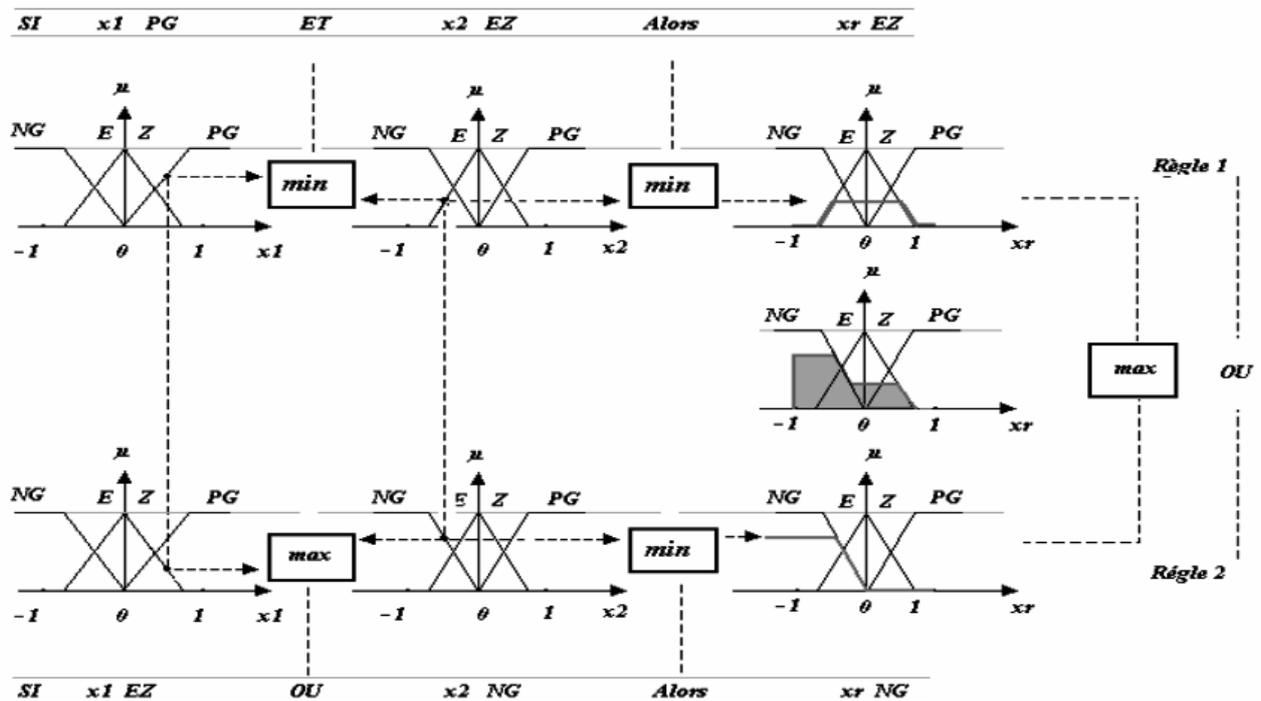


Figure III.6 Méthode d'inférence Max-Min.

III.6.3 Défuzzification

La défuzzification consiste à transformer la sortie floue résultante de l'inférence en une grandeur déterministe. On distingue plusieurs méthodes de défuzzification à noter: méthode de maximum, de la moyenne des maxima, du centre de gravité.

- **Méthode du maximum** : C'est la technique la plus simple et la plus rapide : elle consiste à considérer, pour chaque sortie l'abscisse du maximum de la fonction résultante. C'est une méthode qui est facile, mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie. Elle est peu utilisée car elle ignore les règles secondaires qui peuvent néanmoins être importantes pour le fonctionnement et la stabilité du système.

- **Méthode de la moyenne des maxima** : c'est une technique plus évoluée que la précédente. Elle considère comme valeur de sortie, la moyenne des valeurs préconisées par chaque règle, pondérées par leur degré respectif du système.

Soit par exemple deux règles donnant les valeurs de consignes suivantes :

- Règle 1 : Valeur intermédiaire (50) avec une validité de 0,8.
- Règle 2 : Valeur forte (78) avec une validité de 0,2.

On prend comme valeur de sortie : $[(50 \times 0,8) + (78 \times 0,2)] / (0,8 + 0,2) = 56$.

Cette méthode également simple à mettre en œuvre, présente néanmoins certaines ambiguïtés sur la valeur de sortie .

- **Méthode du centroïde** : Elle est la plus performante. Elle consiste à tracer sur une même diagramme, les différentes zones trapézoïdales correspondant à chacune des règles, et à calculer le centre de gravité de la zone consolidée.

Cette méthode, de loin la plus coûteuse en puissance de calcul, rallie aujourd'hui tous les suffrages et donne les meilleurs résultats.

Le résultat de la défuzzification est le centre de gravité de la surface de l'ensemble flou $\mu_c(u)$ donné par :

$$x_r = \frac{\sum_{i=0} \mu_{ci} \cdot x_i^* S_i}{\sum_i \mu_{ci} \cdot S_i} \quad (\text{III.5})$$

III.7 Applications de la logique floue

La commande floue a été appliquée avec succès à un grand nombre d'applications dont la première application marquante est la régulation d'un four de cimenterie au Danemark, opérationnel depuis 1982; le contrôle du métro de Sendai au Japon mis en service en 1986, le contrôle du déplacement de la voiture de Sugeno, le contrôle d'incinération de déchets, le contrôle de qualité d'eau, la conduite automatique de train, la transmission automobile, le contrôle de température du moulage en plastique, ainsi que dans les domaines de la robotique, la vision, la reconnaissance de formes, la reconnaissance de la parole, etc. En plus de nombreuses applications "grand public", telles que réfrigérateurs, climatisation, machine à laver, etc. D'ailleurs l'année 1990 a été baptisée au Japon "l'année de la logique floue".

III.8 Les avantages et les inconvénients 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 :

- 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[12].

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 la détermination 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 cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.

III.9. Structure du régulateur flou pour la commande de la MAS

III.9.1 Synthèse d'un FLC

Un FLC est un système flou (Figure.III.7) avec les modules expliqués précédemment:

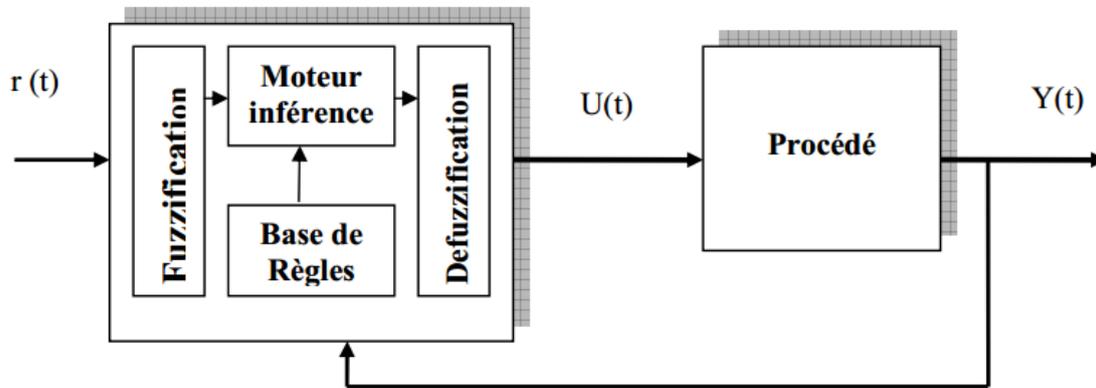


Figure III.7 Architecture d'un FLC

La synthèse d'un FLC passe par les étapes suivantes:

✓ **Obtention de la base de connaissance** : elle provient d'un expert, de l'expérience ou même de l'apprentissage. C'est la partie la plus importante du contrôleur.

✓ **Le choix des entrées et sorties** : quand les règles floues sont assez suffisantes, les choix sont imposés naturellement. Le plus souvent ce n'est pas le cas, il y a généralement besoin d'ajouter d'autres règles à ajuster par des méthodes d'optimisation ou d'apprentissage pour améliorer les performances toutefois un choix d'entrées très particulièrement utilisé est l'erreur et sa variation avec si besoin des traitements comme le filtrage, l'intégration...etc.

✓ **Choix des ensembles flous** : suivant la plage de variation des entrées et sorties, la dynamique du système à commander, la fréquence de traitement..., la nature et le nombre d'ensembles flous peut varier.

✓ **Choix des opérateurs flous** : suivant le but recherché et les contraintes évoquées précédemment, on peut choisir un parmi les opérateurs existants. Pour des calculs simples la T-norm et l'inférence en Min peuvent faire l'affaire.

✓ **Les gains de normalisation** : après détermination des limites des variables, il est préférable de les diviser par leurs valeurs maximales pour travailler sur des ensembles normalisés $[-1,1]$. Ceci permet de constater plus facilement l'influence relative de chaque entrée sur la commande.

III.9.2 Définition des régulateurs de la machine asynchrone

Comme dans le cas de la commande par des régulateurs classiques, nous avons introduit un régulateur flou de la vitesse de rotation . Les variables floues que nous avons utilisé sont l'erreur entre la valeur réelle et la valeur de consigne et la dérivé de cette erreur.

Nous avons construit un régulateur flou à partir des concepts de base de la logique floue qu'on a déjà abordé.

III.9.2 .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 C_e^* que la machine doit développer. A flux constant, le couple est proportionnel au courant I_{qs}^* de référence. Donc le courant I_{qs}^* est l'image du C_e^* .

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}^* , (figure.III.8).

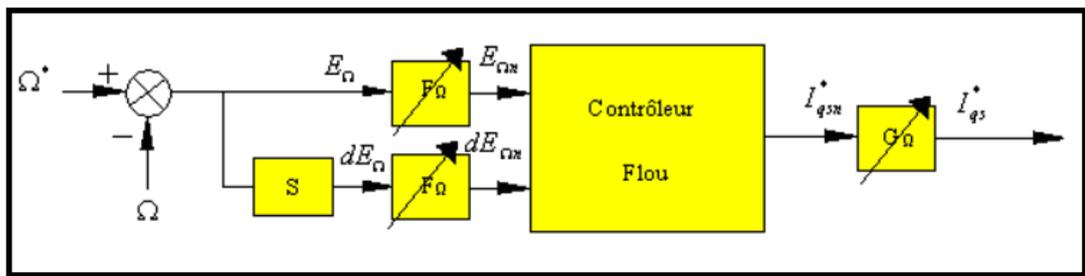


Figure III.8 Schéma d'un régulateur flou de vitesse.

La régulateur flou de type PI dans notre travail se caractérise par :

1- l'échelle de normalisation de l'erreur et sa variation :

$$G_e=3.678 \cdot 10^{-3}, G_{\Delta e}=2.47 \cdot 10^{-4}$$

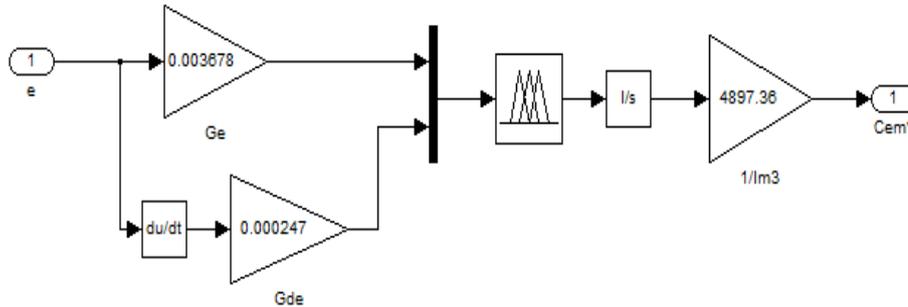


Figure III.9 : Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).

III.9.3 Procédure de la régulation floue de la machine asynchrone

III.9.3.1 La fuzzification

Dans notre travail, nous avons choisis trois ensembles flous pour les deux variables d'entrée (E et dE) en plus de trois ensembles pour la variable de sortie. Les ensembles sont : Négatif(N), Environ Zéro (EZ), Positif (P)

La fuzzification permet de définir le degré d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous.

Les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont de formes triangulaires (pour Environ Zéro) et trapézoïdale (pour N et P).

III.9.3.2 Inférence

La réalisation de la matrice d'inférence repose sur une analyse du système, un choix possible aura la forme de tableau suivant :

Tableau III.2 : tableau des règles.

	E	N	EZ	P
dE				
N	N	N	N	EZ
EZ	N	N	EZ	P
P	EZ	P	P	P

III.9.3.2 La défuzzification

Le régulateur, ayant deux entrées et une sortie, la régulation est représentée par une surface caractéristique nommée représentation dans l'espace d'état tridimensionnel (Figure.III.10) [39]. Elle exprime les variations de la sortie (commande) en fonction de variations des deux entrées (l'erreur E et sa dérivée dE) dans l'univers discours .

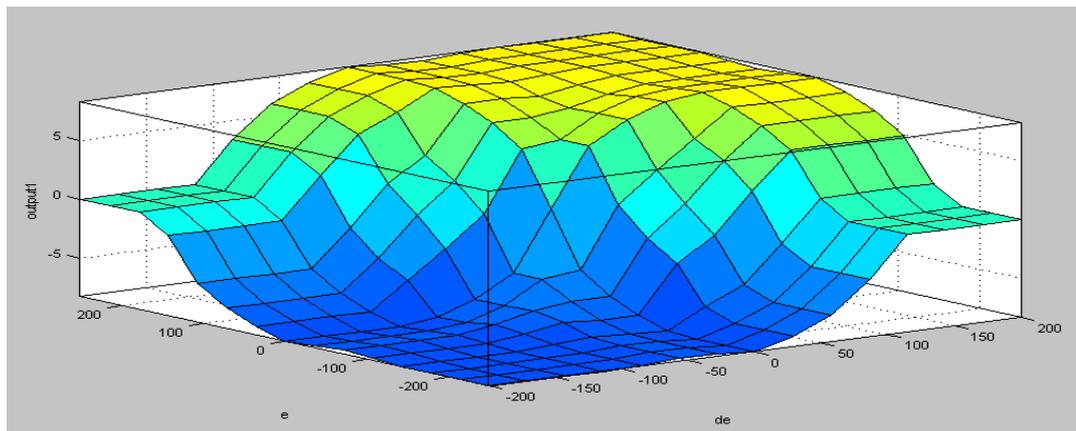


Figure.III.10 Surface caractéristique de régulateur flou

III.10 Simulation numérique :

Le principe de la commande est le même que celui déjà fait par la commande vectorielle, mais en remplaçant le régulateur classique de vitesse avec un régulateur flou de type PI.

Le schéma-bloc de la simulation est représenté par la figure (III-11).

III.11. Les résultats 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 Essai a vide et en charge

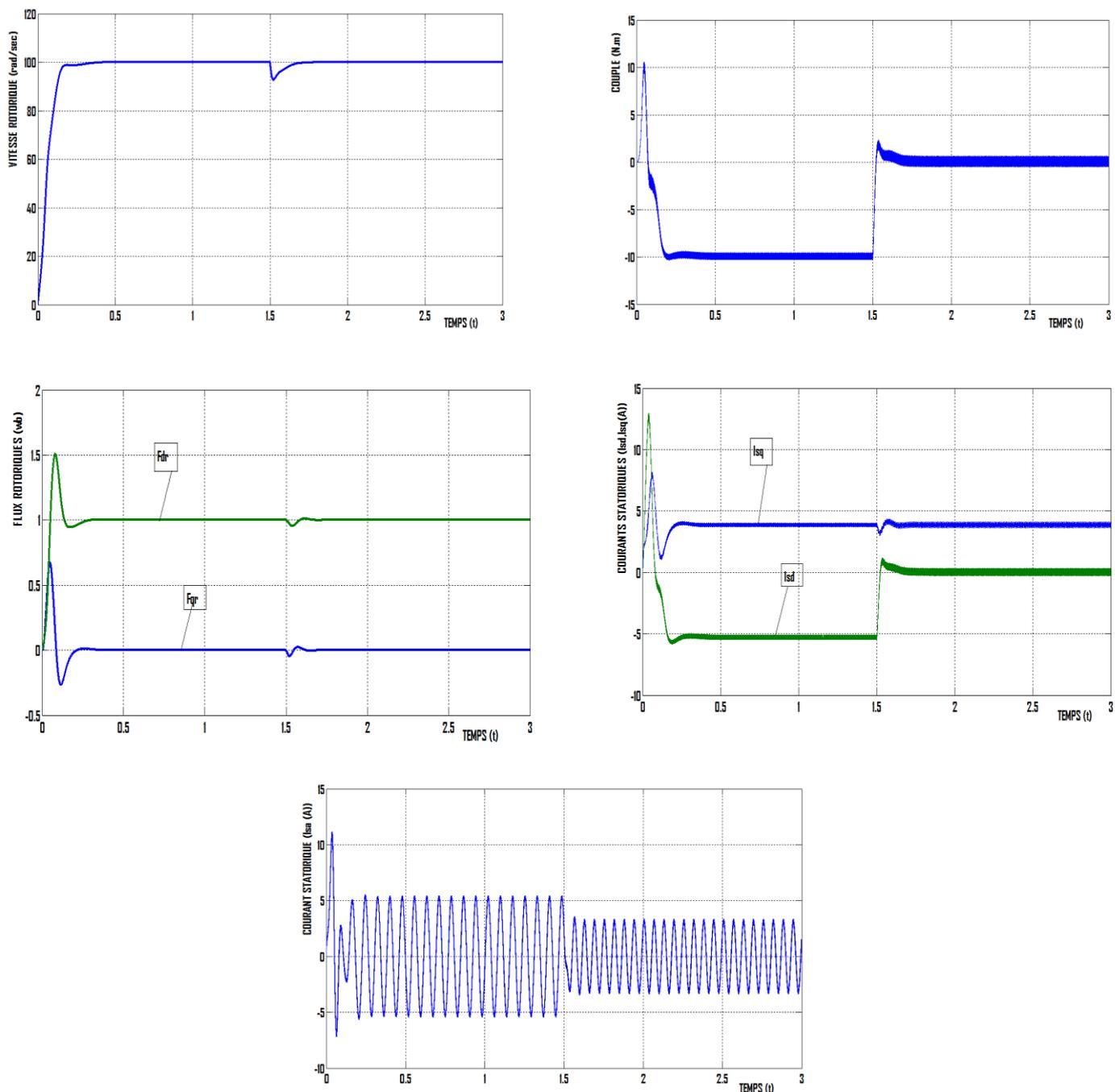


Figure III-12 : résultats de simulation appliqué sur la MAS lors de démarrage a vide et en charge

-Interprétations des résultats

On montre dans la (figure.III.12) les résultats de simulation de la commande de démarrage à vide de la machine asynchrone suivie par l'introduction d'un couple résistant de valeur 10 N.m à l'instant $t=1$ s, qui sera enlevé par la suite (à $t=1.5$ s).

Les résultats montrent que le régulateur de vitesse répond en un temps de 0.2 s, le flux rotorique s'établit après un temps court de 10 ms pour atteindre sa valeur de référence (1.2 Wb). La chute de vitesse lors de l'insertion du couple résistant est de 2% de la valeur de référence, cette chute rattrape sa valeur de référence en un temps trop rapide (environ 0.06 s).

Le flux rotorique n'est pas affecté par ce couple résistant, le découplage, couple-flux, est alors réalisé.

III.11.2 Teste de robustesse pour la variation de la vitesse

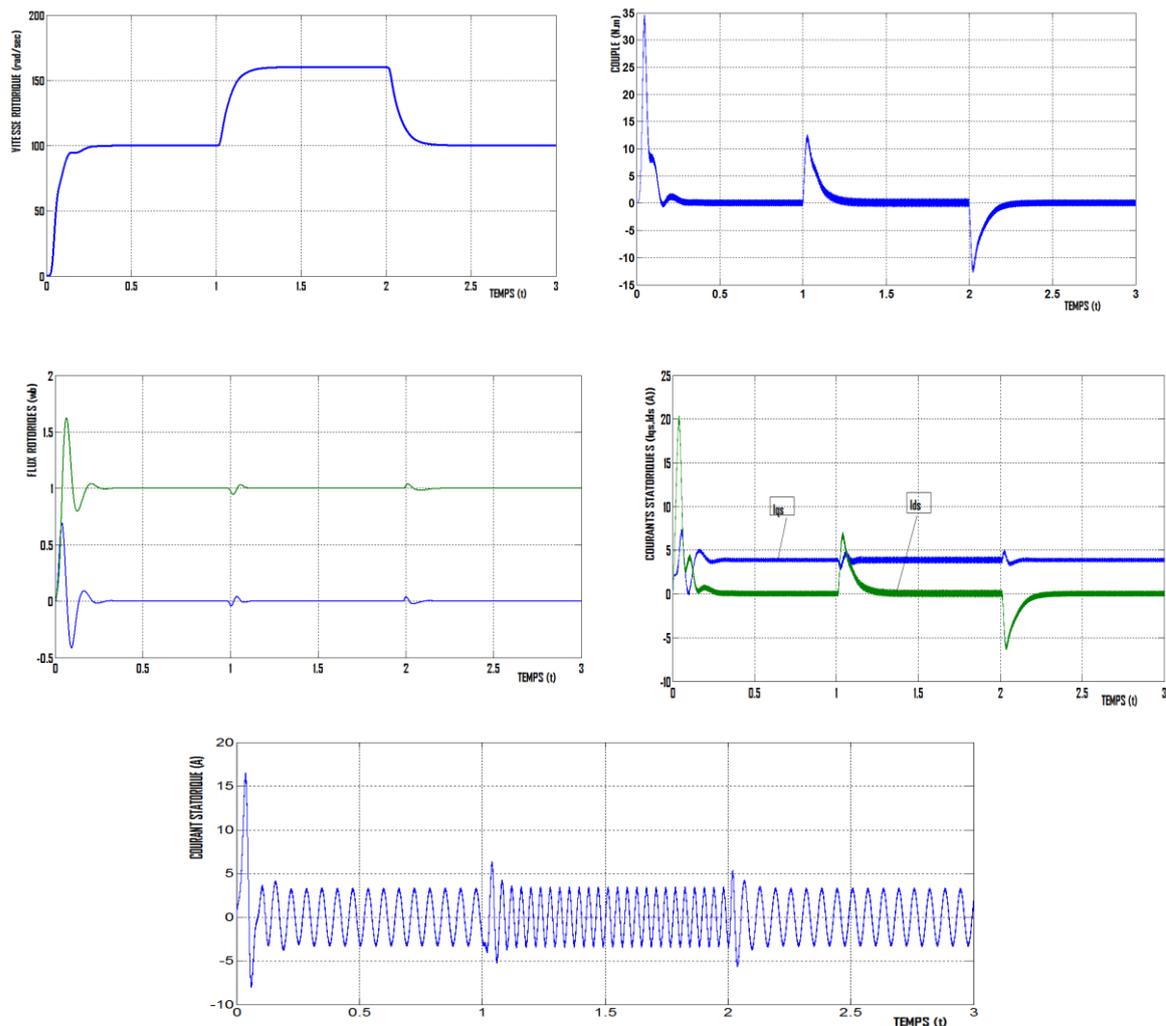


Figure III-13 : teste de robustes pour la variation de vitesse

-Interprétation des résultats

Nous remarquons que la vitesse suit toujours sa nouvelle référence, le couple subit un pic lors de passage d'un mode à l'autre puis revient à sa valeur ainsi que le flux et les courants statoriques. Donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

III.11.3 Test de robustesse pour la variation de la charge

Vitesse rotorique= 100 (rad/sec)

($C_r=5$ N.m, 10 N.m)

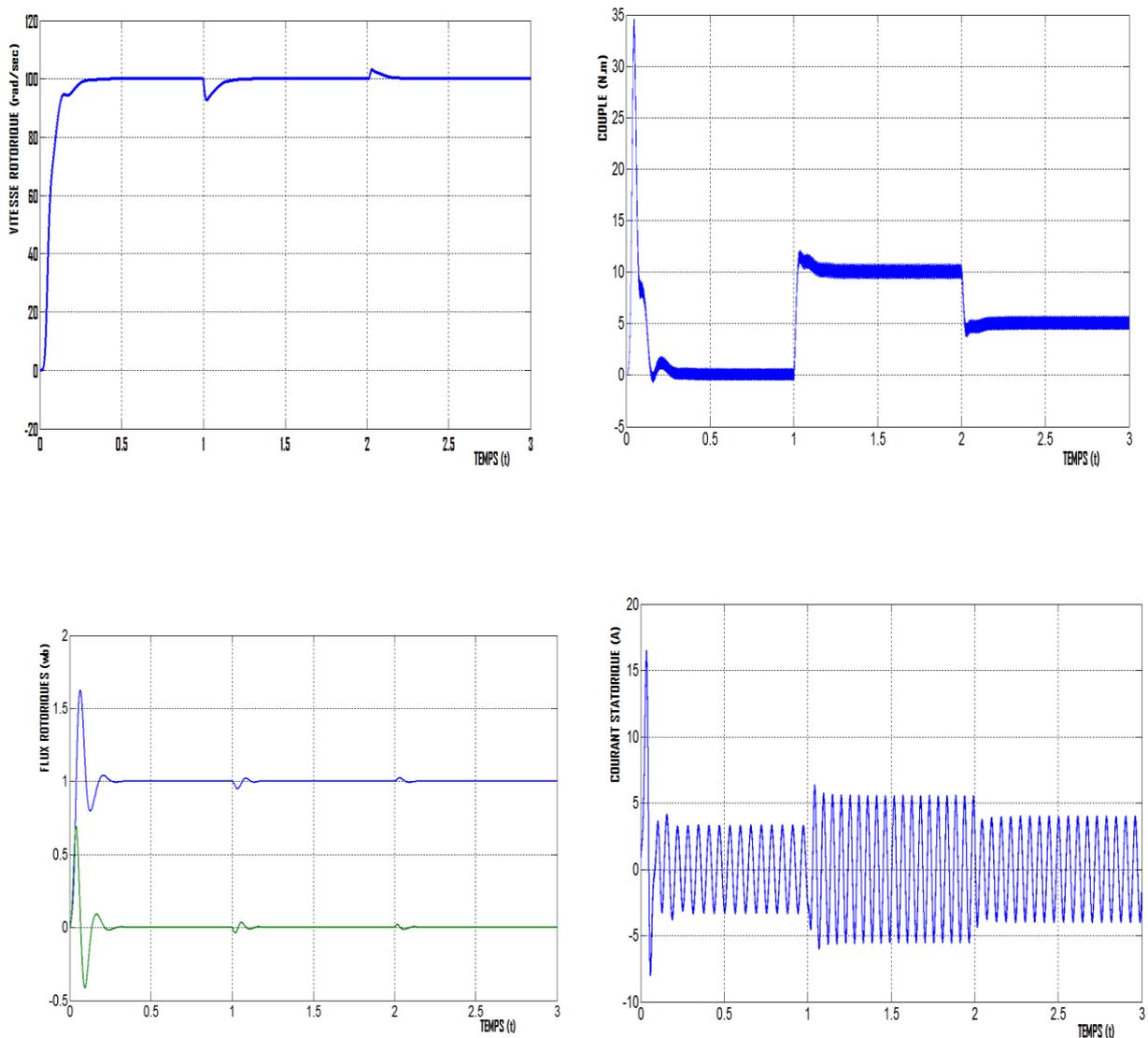


Figure III-14 : Test de robustesse pour la variation de la charge

- Interprétation des résultats :

Dans les simulations reportées sur la figure (III-14) Nous remarquons que le comportement dynamique de la vitesse est satisfaisant pour une variation de la charge ($C_r=10N.m$ et $C_r=5N.m$) de la figure (III-14). la vitesse de rotation au démarrage est stable pour ($\Omega_{ref}=100$ rad/sec) et pour la variation de la charge à ($t=1s$ et $t=2s$) on a obtenu une petite perturbation mais rapidement revient à l'état stable dans un temps négligeable.

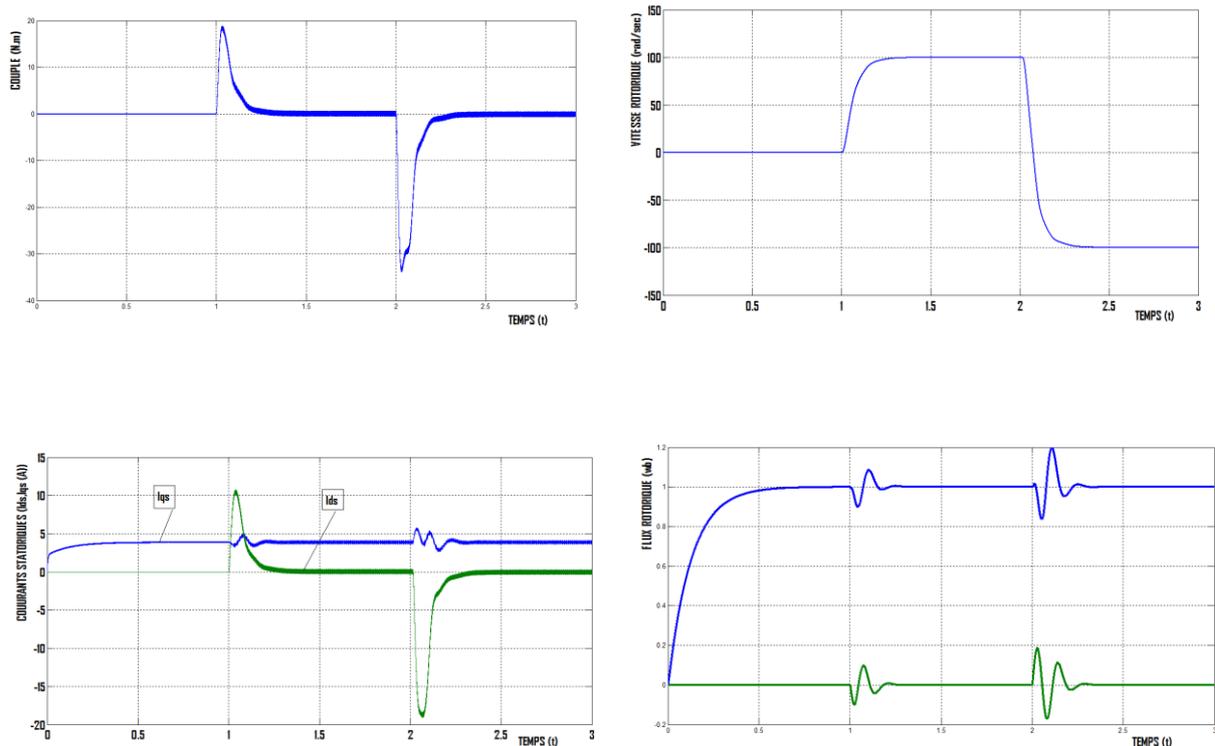
La figure (III-14) montre également le découplage entre le couple électromagnétique (C_{em}) et le flux rotorique.

On remarque qu'une erreur statique apparait due principalement au caractère du régulateur floue qui est de nature proportionnel-Intégrateur (PI).

III.11.4 Test de robustesse pour l'inversion de vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse (100rad/s à -100rad/s)

La vitesse rotorique = 100 (rad/sec)



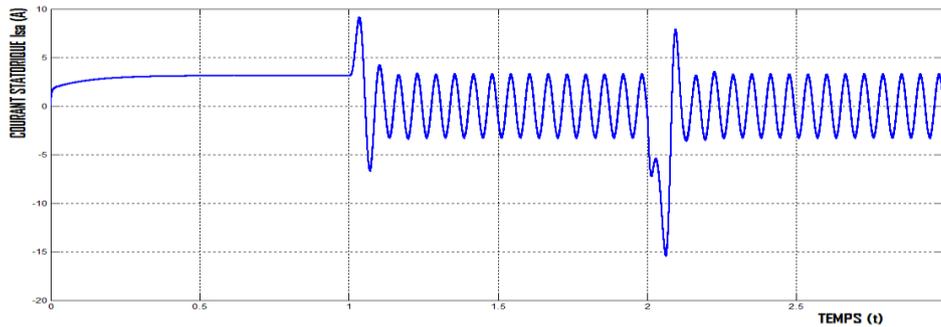


Figure III-15 : Test de robustesse pour l'inversion de vitesse

Interprétation des résultats

La figure III.15 montre le démarrage de la machine asynchrone avec une consigne de vitesse de 100 rad/s, ainsi que l'inversion du sens de rotation à l'instant 1s et 2s. Lors de cette inversion, la vitesse suit sa référence, et on remarque une petite influence sur le flux magnétique, ce qui montre la robustesse de la commande lors de l'inversion du sens de rotation.

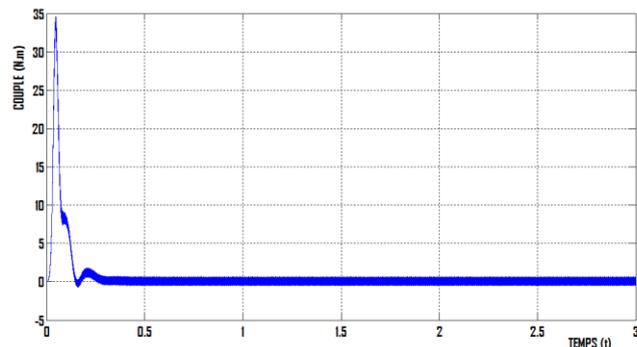
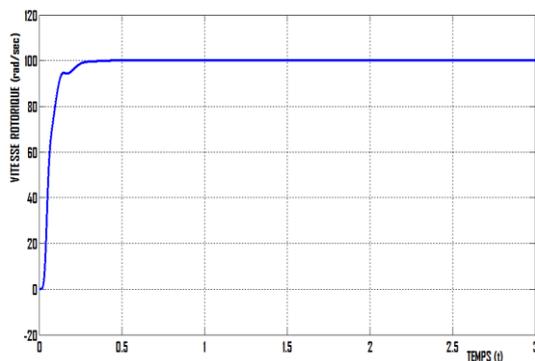
Au moment de l'inversion de vitesse nous remarquons des pics présentés sur le courant et le couple mais dans une période presque négligeable et revient à l'état de stabilité.

III.11.5 Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

$$[R_r, R_s] = [3.805 \quad 4.85]$$

$$[R_r] \text{ à } 50\% = 5.7075 \Omega$$

$$[R_r] \text{ à } 100\% = 7.61 \Omega$$



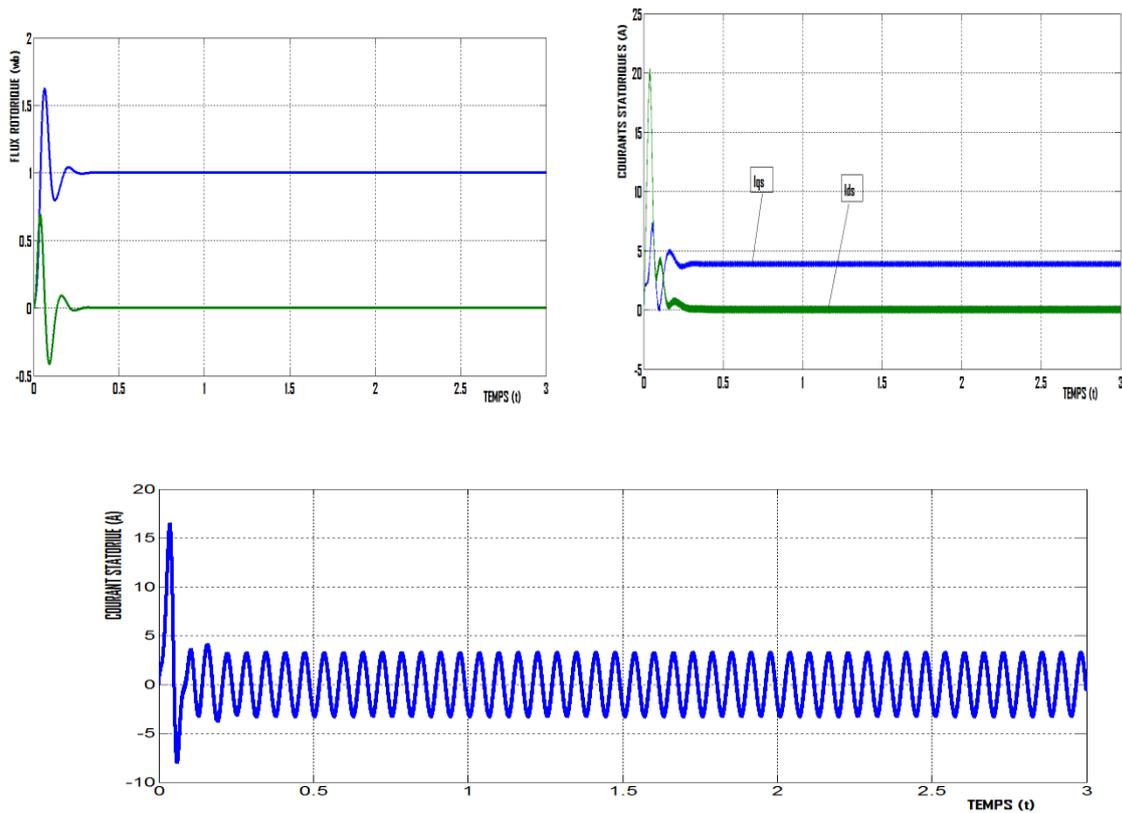


Figure III-16 : Test de robustesse pour la variation de la résistance rotorique

Interprétation des résultats

Pour la variations paramétriques, deux changements sur R_r et R_s ont été fait (50% et 100% de sa valeur) , on conclut que la robustesse de cette commande est conservée .

D'après ces résultats nous remarquons que la variation de la résistance du rotor ou du n'était pas influencée par la perturbation du système. donc toutes les grandeurs suivent la valeur de référence.

A partir de ces résultats on peut déduire que la commande de la MAS par le régulateur floue est efficace et robuste.

III.12 Comparaison ente la commande vectorielle et la logique floue exercée sur la MAS :

Le fait que la logique floue était développée ultérieurement à la méthode vectorielle fait d'elle une méthode plus développée, cependant chacune des deux méthodes se caractérise par des avantages que l'on ne retrouve pas dans l'autre. Ainsi le choix d'une des deux méthodes doit être animé par les objectifs recherchés.

Notre simulation nous permis de dégager les points caractéristiques relevant de chacune des deux méthodes. Ainsi peut-on remarquer en premier lieu que la vitesse rotorique dans la commande par la logique floue présente une plus grande stabilité que celle de la commande vectorielle. La logique floue présente plusieurs avantages notamment sa facilité de commande, son temps de réponse et le dépassement sont toujours minimaux par rapport aux celles du régulateur PI. Ainsi qu'in lui connaît plusieurs applications dans des domaines divers.

Par contre la méthode vectorielle est facilement perturbée, caractérisée par un temps de réponse relativement long. Quand on applique une charge le système commandé par la méthode vectorielle devient lent et mit un temps plus long, pour revenir à sa valeur référentielle, que la commande par la logique floue.

Les deux méthodes sont robustes, mais la méthode vectorielle présente des difficultés au niveau de la commande. On conclue que la commande par la logique floue est plus efficace. Elle s'adapte rapidement aux changements du système étudié et fournit une réponse instantanée.

III.13. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons rappelé les éléments de base relatifs de la logique floue, ensuite, nous avons donné des notions de base sur les variables linguistiques, les sous-ensembles flous, le système inférence flous et les types de contrôleurs. Nous avons cité une application de la logique floue ainsi que quelques avantages et inconvénients de la commande par la logique floue. Nous avons également réalisé la simulation qui est l'objet de cette étude afin de pouvoir enfin comparer entre les deux méthodes ; logique floue et vectorielle.

Les simulations montrent que les erreurs convergent vers des valeurs statiques négligeables qui donnent de bon résultats de commande.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone via deux différentes structures de commande : la commande vectorielle directe et le réglage par logique floue basé sur cette dernière.

En premier lieu nous avons établi le modèle mathématique de la machine d'après la modélisation linéarisée de Park, afin de simplifier considérablement les équations de la machine asynchrone en régime transitoire.

Ensuite, nous avons donné les principes de bases de la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

En revanche on trouve une complexité plus grande de la commande, et particulièrement lorsqu'il s'agit d'une commande en tension, ce qui nécessite des boucles de régulation en plus. Les résultats obtenus par la commande vectorielle montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle une alternative à cette dernière pour résoudre ce problème c'est le réglage par logique floue.

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus par les régulateurs classiques PI et le régulateur logique floue basé sur la commande vectorielle, on a mené ce travail par une étude comparative des performances entre les deux ; Nous concluons que le réglage par logique floue est plus robuste que les régulateurs PI.

Finalement, pour améliorer les performances de la commande nous recommandons la régulation par logique floue basée sur la commande vectorielle indirecte.

Bibliographie

- [1] J.P. Caron, J. P. Hautier., « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip, 1995.
- [2] BELHADEF.R , « Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur », Mémoire D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique.Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2008.
- [3] M.MAHMOUDI, « Modélisation et Commande Vectorielle de la Machine
- [4] 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.
- [5] G. Grellet, G. Clerc., « Actionneurs Electriques – Principe, Modèle, Commande », Collection Electrotechnique, Editions Eyrolles, 2000.
- [6] B. Robyns, B. Francois, Ph. Degobert, J. P. Hautier., « Commande vectorielle de la machine asynchrone - Désensibilisation et optimisation par la logique floue »,
- [7] M. Poloujadoff., «Machines asynchrones - Régimes quelconques », Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, D 3485.
- [8] Carlos Canudas de Wit., « Modélisation Contrôle vectoriel et DTC – Commande des moteurs asynchrone 1 », Hermes Science Europe Ltd, 2000.
- [9] H.TAMRABET, «Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone. » Thèse de magister, université de Batna 2006.
- [10] G.BUSHE, « Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en environnement Réel Matlab/Simulink. » Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.
- [11] TAIBI DJAMEL, « Contrôle du Moteur à induction sans capteur de vitesse et de position », Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
- [12] DISSA ABDENNOUR, « Contrôle Direct Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire », Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie.
- [13] A. AIBECHÉ, « Commande vectorielle robuste de la machine asynchrone avec estimation du flux rotorique en temps réel ». Mémoire de Magister. Université M'hamed Bougara-Boumerdes Faculté Des Hydrocarbures et de La Chimie.2009.
- [14] L. Baghli., « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Notes de cours, IUFM de Lorraine – UHP 2003 /2004 ;
- [15] T. WILDI, Electrotechnique, Edition Deboeck, 2000.
- [16] B.K.BOSE, Modern power electronic and AC Drives, Prentice Hall, 2002.
- [17] C. Mun ong. « Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink », Parentice Hall PTR. Upper Saddle River, New Jersey 07458, 1997.
- [18] P. Balazovic., « 56F8300 Hybrid controller used in control of electro-mechanical brake », Freescale Semiconductor, 2004.
- [19] K. M. Subrata, K. B. Bimal, J. O. O. Pinto., « Space vector pulse width modulation of three-level inverter extending operation into over modulation region », IEEE Transactions on Industry Applications, 2002.
- [20] R.KABOUCHE, "Etude et élaboration d'une technique MLI à élimination d'harmoniques optimale", Mémoire de Magister en Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, 2002.
- [21] S. L. Capitaneanu, M. Fadel, J. Faucher, A. Aleida., « Graphical and algebraic synthesis for PWM methods », Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, ENSEEIHT/INP Toulouse, EPE Journal Vol.11 N°. 03, Août 2001.

- [22] M. Etique., « Entraînements réglés MET2 », Cours d'entraînements réglés, Institut d'Automatisation Industrielle, Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du canton de Vaud (HEIG-Vd), mars 2006. <http://www.iai.heig-vd.ch/mee>
- [23] A. Merabet., « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », Thèse de doctorat. Université de Québec, 2007.
- [24] Technique de l'ingénieur, « Convertisseurs et machines électriques : Commande numérique des machines – Système triphasé en régime permanent », D3642.
- [25] G. Segulier, F. Notlet., « Electrotechnique industrielle », Technique et documentation Lavoisier, 1977.
- [26] Ana M. LLOR., « Commande directe de couple à fréquence de modulation constante des moteur synchrones a aimants Permanents », Thèse doctorat, Université Carlos III de Madrid et Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 08 avril 2003.
- [27] S. DAMKHI, Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par Signal Flow Graphs de Holtz, mémoire de magister de l'Université'e de Batna, Algérie, 2007.
- [28] « cours et notes de cours par lotfi Baghli », Document consultable et téléchargeable sur site Web http://www.atela.uhp-nancy.fr/baghli/cours_cmde_MAS.pdf.
- [29] D. SIHAM, « Commande vectorielle de la M.A.S et introduction aux convertisseurs matricielles », Mémoire d'ingénieur université de Batna [2004].
- [30] L. Baghli « Modélisation et commande de la machine asynchrone », notes de cours, IUFM de Lorraine UHP, 1995.
- [31] A. Khaldoun., « Amélioration des performances d'un variateur de vitesse par moteur asynchrone contrôlé par la méthode à flux orienté », Thèse de doctorat, Université de Boumerdès, Faculté des Hydrocarbures et de la Chimie, 2007.
- [32] D. Lalili, D. Alliaoui. « Influence de la saturation magnétique sur la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire ingénieur, ENP, Alger 1996.
- [33] M. Tarbouchi., « Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone en régime défluxé », Thèse de doctorat. Faculté des études supérieures de l'université Laval Québec, 1997.
- [34] S. Khojet El Khil , «Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ».Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 2006.
- [35] S.REZGUI, «Commande de machine électrique en environnement matlab/simulink et temps réel». Mémoire de magister, université de Constantine, 2009.
- [36] A.Fezzani, «Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique». Mémoire de magister, université de Batna, 2000
- [37] M.Fateh, «Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique». Thèse de doctorat en cotutelle, Université de Paris Est-université de constantine, 2010.
- [38] L. Barazane. « Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en courant, Thèse de magister, ENP, Alger 1993.
- [39] H. BUHLER «Réglage par Logique Floue. », Collection Electricité, Presses polytechniques et Universitaires Romandes, 1994.
- [40] H. BELHADEF & S. BENDAOUH «La Logique Floue avec Optimisation par les Algorithmes Génétiques Appliquée à la Commande d'Attitude d'un Satellite. », PFE, Département de Mathématique, Faculté de Sciences, Université Saad Dahlab, Blida, 2005
- [41] Madaoui.mohamed . « Commande floue et neuro-floue d'un convertisseur direct AC/AC monophasé à structure minimale. Application à l'alimentation d'une machine asynchrone monophasée »

- [42] M.E. Haque, And M. F. Rahman, « Influence of stator resistance variation on direct torque controlled interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive performance and its compensation », In Proceedings of the thirty-sixth IEEE Industry Applications Conference (IAS- 2001) , vol. 4, pp. 2563-2569, Chicago, USA, 2001.
- [43] R.Pena Eguiluz, « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire. » Thèse de doctorat, Institut national Polytechnique de Toulouse, 8 novembre 2002.
- [44] H.Kubota,K.MatsuseT.Nakano,«Dsp-based speed adaptive flux observer of induction machine motor.» IEEE transactions of Ind.Appl. , Vol .29, pp. 334-348, Mar/Apr 1993.
- [45] H.Tajima, Y.Hori, «Speed sensorless field orientation control of induction machine» in Conference Proceeding of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, pp.385-391, 1991.
- [46] P.L.Jonson,R.D.Lorent,D.W.Novotny « Observer-based direct field orientation ,analysis and comparison of alternative methods . »IEEE Trans. on Industrial Applications,Vol .30, N°4, pp. 945-953, 1993.
- [47] K.D.Hurt,T.G.Habetler, « Speed sensorless measurement using current harmonics spectral estimation in induction machine drives . »IEEE Trans. on Power Electronics, Vol .11, pp. 66-73, Jan 1996.
- [48] Shauder, C., « Adaptive speed identification for control of induction motors without rotational transducers. » in Proc.IEEE IAS Ann.Mtg., 1989, pp. 493-499.
- [49] P.Vas, «Sensorless vector and direct torque control. », Oxford University Press, 1998.
- [50] G.Yang, T.H.Chin, « Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive» IEEE Transactions Ind.App, Vol.29, Jul1993, pp.820-825.
- [51] H.Kubota, «Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. » IEEE trans.Ind app.Vol.30, no.5, pp 1219-1224, September 1994.
- [52] C.M.Lee,C.L.Chen, « Observer-based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors . »IEEE Proc-Contr. Theory applications, Vol .145, pp.359- 363, May 1998.
- [53] Y.R.Kim, S.K.Sul, M.H .Park, «Speed sensorless vector control of an induction motor using an extended Kalman filter. »In Proc. IEEE Ind.Appl.Ann.Meeting, pp. 594-599, 1992
- [54] B.J.Brunsbach, G.Henneberger, T.Klepsch, «Realization of a sensorless field oriented controlled drive with an induction motor with a Kalman filter. »In Proc.PCIM Conf., pp. 53-64, 1991
- [55] J.Al.Yayie, P.Acarney, «Estimation of speed, stator temperature and rotor temperature in cage induction motor drive using the extended Kalman filter algorithm.»IEE Proc.Electr.Power App., Vol.144, pp. 301-309, Sep 1997.
- [56] P.Vas, «Artificial-intelligence-based electrical machines and drives: application of fuzzy, neural fuzzy-neural and genetic-algorithm-based techniques. », Oxford University Press, 1999.
- [57] Claude Chaigne, « Contribution à la commande vectorielle sans capteur : stabilisation d'observateurs adaptatifs en fonctionnement générateur », thèse Phd de l'université de Poitiers, école supérieure d'ingénieurs de Poitiers, 27 Novembre 2008.
- [58] S.Meziane, R.Toufouti, H.Benalla, « MRAS based Speed Control of sensorless Induction Motor Drives », ICGST-ACSE Journal, Volume 7, Issue 1, May 2007.
- [59] S.Tamai, H.Sugimoto,M.Yano, «Speed sensorless vector control of induction machine with model reference adaptive system. »Proceeding of IEEE.IAS Annual Meeting., 1997, pp 189-195.

