



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

THEME

Application de la logique floue à la
commande de la machine asynchrone

Réalisé par : - Maouche Badreddine
- Beddiaf Elarbi

Dirigé par Mr : Khemis Abderrahmane

Membres de jury :

Md. CHATRI KHAMSA

Rapporteur

Mr. LAGGOUN LOUANASSE

Examineur

Présenté le 20/06/2018

Promotion 2017/2018

سُبْحَانَكَ اللَّهُمَّ رَبَّنَا
اللَّهُمَّ صَلِّ وَسَلِّمْ وَبَارِكْ عَلَى سَيِّدِنَا



السَّلَامُ عَلَيْكُمْ وَرَحْمَةُ اللَّهِ وَبَرَكَاتُهُ

الحمد لله رب العالمين، والصلاة والسلام على سيدنا

محمد الصادق الوعد الأمين، اللهم لا علم لنا إلا ما علمتنا،

إنك أنت العليم الحكيم، اللهم علّمنا ما ينفعنا، وانفعنا بما

علمتنا وزدنا علماً، وأرنا الحق حقاً وارزقنا اتباعه، وأرنا

الباطل باطلاً وارزقنا اجتنابه، واجعلنا ممن يستمعون القول

فيتبعون أحسنه، وأدخلنا برحمتك في عبادك الصالحين

Remerciements

Avant tout, je remercie DIEU ﷻ le Tout-puissant de m'avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé. Nous tenons aussi à remercier :

Mr. Abderrahmane Khemis

Pour son encadrement, son suivi et ces conseils pour la confiance qu'il m'a prodiguée, pour ses encouragements continus, pour le suivi de près de mon travail et pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses sa patience et diligence, et par ses suggestions a grandement facilité ce travail.

Mes remerciements vont aussi aux membres de jury Md. CHATRI KHAMSA et Mr. LAGGOUN LOUANASSE et l'ensemble de mes professeurs tout le long de ces années d'études et à tous les enseignants du département de Génie industriel, qui ont encouragé à donner le meilleur d'eux même en j'assurant une formation aussi meilleure que possible.

Un remerciement spécial aux étudiants de 2^{ème} année Master de la spécialité Électrotechnique spécifiquement Commande électrique.

Enfin Nous remercions tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicace

A ceux qui sont les plus chers du monde, ma mère et mon père, à qui je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour ses amours ses soutiens tout au long de mes études afin de faire de moi ce que je suis aujourd'hui, que dieu les protège.

A mes frères, A mes sœurs, A toute ma famille, A toutes mes amies En particulier :

- *Dhif Ilies*
- *Bouras Nedjemeddine*
- *Mira Houssame*
- *Sahraoui Khilil*

Je dédie ce modeste travail.

Table des matières

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

NOTATIONS ET SYMBOLES

INTRODUCTION GENERALE: 1

Chapitre I MODELISATION DES MOTEURS A INDUCTION

I.1	INTRODUCTION :.....	3
I.2	Conception de la machine asynchrone :.....	3
I.2.1	Le stator :.....	3
I.2.2	Le rotor :.....	4
I.3	Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :.....	5
I.3.1	Démarrage du moteur :.....	5
I.3.2	Accélération du moteur :.....	5
I.3.3	Moteur en charge :.....	6
I.4	Concept du champ tournant :.....	6
I.5	Mise en équations de la machine asynchrone triphasée :.....	7
I.5.1	Équations électriques :.....	7
I.5.2	Équations magnétiques :.....	7
I.5.3	Équations mécaniques :.....	8
I.6	Transformation de PARK :.....	9
I.7	Équations de la machine biphasée équivalente :.....	10
I.7.1	Équation du couple :.....	11
I.8	Définition des différents référentiels :.....	11
I.8.1	Référentiel fixe par rapport au stator :.....	11
I.8.2	Référentiel fixe par rapport au rotor :.....	12
I.8.3	Référentiel fixe par rapport au champ tournant :.....	12

I.9	Modélisation de la machine alimentée en tension :.....	13
I.10	Bilan de puissance :.....	14
I.11	Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone :.....	16
I.11.1	Onduleur :.....	16
I.12	Modélisation du redresseur :.....	16
I.13	Modélisation du filtre :.....	18
I.13.1	Circuit passif :.....	18
I.14	Modélisation de l'onduleur de tension triphasé :.....	20
I.15	Modulation par largeur d'impulsions :.....	22
I.16	Simulation du modèle machine-onduleur :.....	24
I.17	Interprétations et commentaires :.....	25
I.18	CONCLUSION :.....	25
 Chapitre II COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE		
II.1	INTRODUCTION :.....	26
II.2	Principe de la commande vectorielle :.....	26
II.3	Les différents types d'orientations :.....	27
II.3.1	Orientation du flux rotorique (FOC) :.....	27
II.4	Méthode directe :.....	29
II.5	Méthode indirecte :.....	29
II.6	Principe du découplage par compensation :.....	31
II.6.1	Les équations des tensions statoriques :.....	31
II.7	Calcul des régulateurs :.....	33
II.7.1	Régulation du courant :.....	34
II.7.2	Régulation de la vitesse :.....	35
II.8	Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte :.....	36
II.8.1	Régulation classique de la vitesse de la machine asynchrone :.....	36
II.8.2	Démarrage à vide suivi d'une application de charge :.....	37
II.8.3	Test d'inversion de vitesse :.....	39

II.8.4	Robustesse vis à vis à la variation la résistance rotorique :	40
II.8.5	Essai à basse vitesse (zéro vitesse) :	42
II.9	CONCLUSION :	43

Chapitre III LA LOGIQUE FLOUE

III.1	INTRODUCTION :	44
III.2	La notion d'Ensembles flous :	44
III.3	Ensembles flous :	45
III.3.1	Définition :	45
III.3.2	Variables linguistiques :	45
III.4	Principe fondamental de la logique floue:.....	45
III.5	Ensembles flous et fonction d'appartenance :	47
III.6	Les Fonctions d'appartenance :	47
III.6.1	Fonction d'appartenance trapézoïdale :	47
III.6.2	Fonction d'appartenance exponentielle par morceaux :	48
III.6.3	Fonction d'appartenance gaussienne :	48
III.6.4	Fonction d'appartenance singleton :	49
III.7	Le fonctionnement d'un système flou :	49
III.7.1	L'interface de fuzzification :	50
III.7.2	La fuzzification :	50
III.7.3	Base de règles :	51
III.7.4	Mécanisme d'inférence :	52
III.7.5	Défuzzification :	53
III.8	Operateurs de la logique floue :	54
III.9	CONCLUSION :	55

Chapitre IV COMMANDE FLOUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

IV.1	INTRODUCTION :	56
IV.2	La commande par logique floue de la MAS :	56
IV.3	Régulateur de type mamdani :	56

IV.4	Structure du régulateur par logique floue :.....	56
IV.5	Conception d'un contrôleur flou pour le réglage de la vitesse :.....	57
IV.6	Le choix des variables d'entrées et de sorties :.....	57
IV.7	Commande floue type-1 :.....	57
IV.7.1	Fuzzification :.....	58
IV.7.2	L'inférence :.....	59
IV.7.3	Défuzzification :.....	60
IV.8	Avantages Et Inconvénients de La commande par La logique floue :.....	61
IV.8.1	Les avantages essentiels sont :	61
IV.8.2	Par contre, les inconvénients sont :	62
IV.9	Résultats de simulation :	62
IV.9.1	Démarrage à vide suivi d'une application de charge :	62
IV.9.2	Inversion de vitesse :.....	63
IV.9.3	Robustesse vis à vis la variation de la résistance rotorique :.....	65
IV.9.4	Essai à basse vitesse (zéro vitesse) :.....	66
IV.9.5	La comparaison :.....	67
IV.10	CONCLUSION :.....	71
	CONCLUSION GENERALE :	72

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ANNEXE

Liste des Figures

Chapitre I

Figure I-1 : le stator de la MAS.	4
Figure I-2 : le rotor bobine.	4
Figure I-3 : le rotor à cage d'écureuil.	5
Figure I-4 : Représentation simplifiée de la machine asynchrone triphasée.	6
Figure I-5: Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée.	9
Figure I-6: Bilan de puissance de la machine asynchrone.	14
Figure I-7 : Bilan de puissance de la machine asynchrone.	15
Figure I-8 : Schéma d'ensemble convertisseur- machine.....	16
Figure I-9 : Redresseur à diodes.	17
Figure I-10 : Tension de réseau et la tension à la sortie du redresseur.	17
Figure I-11 : Filtre L-C.....	19
Figure I-12 : Résultats de simulation de l'ensemble Redresseur-Filtre.	20
Figure I-13 : Schéma de l'onduleur de tension.	20
Figure I-14 : Schéma d'un bras de l'onduleur	21
Figure I-15 : Schéma équivalent de l'onduleur.	21
Figure I-16 : Modulation MLI sinus-triangle.	23
Figure I-17 : Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte.....	24
Figure I-18 : Réponse du système machine-onduleur avec application de la charge.....	24

Chapitre II

Figure II-1 : Principe de la commande vectorielle.	27
Figure II-2 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.	30
Figure II-3: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*	32
Figure II-4 : Représentation du Modèle de la machine.	33
Figure II-5 : Découplage par addition des termes de couplage.	33
Figure II-6 : Schéma fonctionnel de régulation de courant.....	34
Figure II-7 : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse	35

Figure II-8 : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge $C_r = 10Nm$	37
Figure II-9 : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse	39
Figure II-10 : Effet de variation paramétrique ($R_r + 150\%R_r$).....	40
Figure II-11 : Effet de variation paramétrique ($R_r + 200\%R_r$).....	41
Figure II-12: Résultats d'un fonctionnement à basse vitesse.....	42
Figure III-1 : Comparaison des logiques floue et classique.	46
Figure III-2: Comparaison des logiques floue et classique.	46
Figure III-3 : Fonction d'appartenance trapézoïdale et triangulaire.....	47
Figure III-4 : Fonction d'appartenance exponentielle par morceaux.	48
Figure III-5 : Fonction d'appartenance gaussienne.	48
Figure III-6 : Fonction d'appartenance singleton.	49
Figure III-7 : Schéma du régulateur flou.	50
Figure IV-1 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse à gain de commande fixe.....	57
Figure IV-2 : Fonctions d'appartenance d'erreur 'e' du régulateur flou.....	58
Figure IV-3 : Fonctions d'appartenance de la variation de l'erreur Δe du régulateur flou	59
Figure IV-4: Fonctions d'appartenance de la variation du couple de commande du régulateur flou.	59
Figure IV-5 :Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge $C_r = 10Nm$	63
Figure IV-6 :Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse.....	64
Figure IV-7 :Effet de variation paramétrique ($R_r + 150\%R_r$).....	65
Figure IV-8 :Effet de variation paramétrique ($R_r + 200\%R_r$).....	66
Figure IV-9 :Résultats de simulation lors d'un fonctionnement à basse vitesse.	67

Liste des Tableaux

Chapitre III

Tableau III-1:Operateurs de la logique floue.	54
--	----

Chapitre IV

Tableau IV-1 : Table des règles du régulateur flou.	61
--	----

NOTATIONS ET
SYMBOLES :

ω_s	Vitesse angulaire électrique statorique. [Rad/sec]
ω_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement. [Rad/sec]
ω	Vitesse angulaire électrique rotorique. [Rad/sec]
p	Nombre de paires de pôles.
g	Glissement.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
R_r	Résistance d'une phase rotorique.
$[R_s]$	Matrice des résistances statorique. Ohm [Ω]
$[R_r]$	Matrice des résistances rotorique. Ohm [Ω]
M_0	Valeur maximale des inductances mutuelles statoriques et rotoriques. [H]
$[L_{ss}]$	Matrice d'inductances statoriques. [H]
$[L_{rr}]$	Matrice d'inductances rotoriques. [H]
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles stator- rotor. [H]
$L_s = l_s - m_s$	Inductance propres cyclique statorique. [H]
$L_r = l_r - m_r$	Inductance propres cyclique rotorique. [H]
$M = \frac{3}{2}M_0$	Mutuelle inductance cyclique stator- rotor. [H]
V_{ds}, V_{qs}	Composantes du vecteur tension statorique dans le référentiel (d,q)
V_{dr}, V_{qr}	Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)
C_{em}	Couple électromagnétique. [N.m]
C_r	Couple de charge (résistant). [N.m]
J	Inertie totale du système. [kg.m ²]
f_v	Coefficient de frottement.
Ω	Vitesse mécanique du rotor. [tr/min]

θ_{OBS}	Angle de rotation lié au référentiel d'observation. [Rad]
θ_s	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au stator. [Rad]
θ_r	Angle de rotation de l'axe (d, q) par rapport au rotor. [Rad]
θ	Angle de rotation du rotor par rapport au stator. [Rad]
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	Constante de temps des courants statoriques. [Sec]
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	Constante de temps des courants rotoriques. [Sec]
$\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$	Coefficient de dispersion de Blondel.

Introduction Générale

Les trois machines " à courant continu, synchrone et asynchrone " ont de tout temps servi les besoins de l'industrie traditionnellement, ces machines électriques ont été commandées manuellement et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux.

Le développement des convertisseurs et l'avancée rapides des semi-conducteurs ont permis durant ces trois dernières décennies une intense activité de recherche sur le développement de l'entraînement électrique à vitesse variable des machines électriques.

Comparés aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes telles que la robotique et le véhicule. Aussi ils sont à l'étude pour remplacer les actionneurs hydrauliques et pneumatiques dans différentes applications telles l'aérospatial, les ports de métro, etc..... Cela est dû à plusieurs facteurs tels que : coût de fabrication basse, robustesse et fiabilité. Contrairement aux deux moteurs cités plus hauts, les enroulements du moteur asynchrones sont court-circuités, et donc ne nécessitent pas d'alimentation externe. [37]

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie impose à la machine asynchrone un modèle non linéaire, fortement couplé au contraire a sa simplicité structurelle, ce qui conduit à une très grande difficulté de sa commande. Le problème de complexité de la commande de la machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, la plus populaire parmi elle est la commande vectorielle.

Dans les années 70, la commande vectorielle a été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator. [37]

La théorie de la logique floue a été établie par L. Zadeh. Cette logique permet la représentation et le traitement de connaissances imprécises ou approximatives. Le nombre d'applications basées sur la théorie de la logique floue a augmenté considérablement ces dernières années. Ceci est dû au fait que la logique floue est exprimée usuellement par des règles linguistiques de la forme SI-ALORS, elle est utilisée pour résoudre les problèmes de décisions en contrôle ou bien pour décrire le comportement dynamique d'un système inconnu ou mal défini.

La commande est l'un des principaux domaines d'application de la logique floue. Une commande floue est caractérisée par :

- Son aptitude à appréhender des problèmes tels que non linéarités et retards.
- Possibilité de prise en compte d'objectifs contradictoires.
- L'utilisations du savoir d'un expert sur la façon de piloter le système et donc la suppression de la procédure de modélisation mathématique du processus à commander.

Objectif du mémoire :

Le principal contexte du mémoire est d'appliquer la logique floue pour la commande de la machine asynchrone et démontrer l'efficacité du régulateur flou dans la commande des systèmes non linéaires.

Structure du mémoire

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en et la simulation de la machine avec onduleur.
- Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI.
- Le troisième chapitre est consacré à la présentation de la théorie de la logique floue ainsi que les principes de base de la commande et le réglage par logique floue.
- Dans le chapitre quatrième on va présenter l'application de la logique floue pour la commande de la machine asynchrone ainsi que la comparaison entre les résultats obtenus par l'utilisation d'un régulateur de vitesse flou et celles obtenues par un régulateur classique.
- On terminera par conclusion générale.

Chapitre I
MODELISATION DES
MOTEURS A INDUCTION

I.1 INTRODUCTION:

La machine à induction, ou machine asynchrone, est une machine électrique à courant alternatif comprend deux parties : le stator (fixe) et le rotor (tournant) sans connexion entre les deux. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui les traversent.

La machine asynchrone est le moteur employé dans plus de 80% des applications. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Le choix de son utilisation est dû à son principal avantage qui réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Elle est utilisée dans une gamme de puissance d'applications de quelques Watts à plusieurs MW [1].

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation et la simulation d'une machine électrique : le moteur asynchrone.

La première partie comprendra la modélisation de la machine asynchrone qui permettra d'établir le modèle mathématique de la machine. Nous réalisons ensuite le modèle de simulation de la machine asynchrone dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Nous verrons alors :

- La simulation du processus de démarrage à vide (le courant phase, le couple et la vitesse du moteur).
- La simulation du processus de démarrage à vide suivi de l'application d'une charge $C_r=10Nm$ (le courant, le couple et la vitesse du moteur).

I.2 Conception de la machine asynchrone :

I.2.1 Le stator :

Le stator comporte une carcasse d'acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide, ces tôles sont percées des trous de leur périphérie intérieure. Ces tôles sont recouvertes par un vernis pour limiter l'effet de courant de Foucault.

L'alignement de ces trous forme les encoches dans lesquelles on loge les bobinages statoriques triphasés. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide des matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique Figure (I-1) [2].

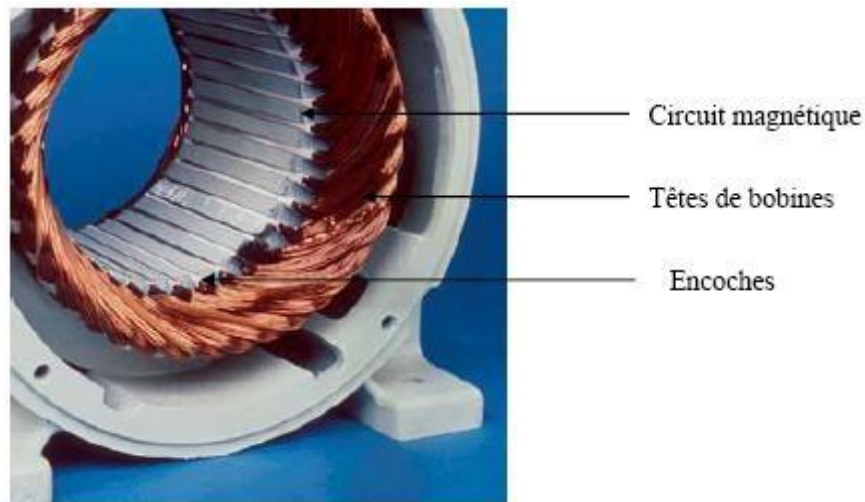


Figure I-1 : le stator de la MAS.

I.2.2 Le rotor :

Le rotor se compose d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court de l'ordre de 0.4 à 2mm seulement, il existe deux types de rotor, à cage d'écureuil et à rotor bobiné [3].

Le rotor bobiné : est constitué par des enroulements insérés à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine Figure (I-2).



Figure I-2 : le rotor bobiné.

Le rotor à cage d'écureuil : les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuit à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit » Figure (I-3).



Figure I-3 : le rotor à cage d'écureuil.

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

I.3.1 Démarrage du moteur :

Au moment de l'alimentation pour brancher les enroulements du stator d'un moteur asynchrone sur une ligne triphasée, le rotor est encore en repos. Le champ tournant qui provient du stator coupe les conducteurs du rotor et il engendre des tensions dans ceux-ci. Cette tension est alternative, car les conducteurs sont tantôt devant un pôle sud et tantôt devant un pôle nord du champ tournant. La fréquence de la tension dépend du nombre de pôles sud et nord passant devant un conducteur en une seconde ; lorsque le rotor est en repos, elle est toujours égale à la fréquence du réseau [2].

Les conducteurs étant court-circuit à leurs extrémités, la tension induite fait circuler des courants. La résistance offerte est très faible et les courants sont intenses.

Les mêmes conducteurs du rotor portant ces courants se trouvent toujours dans le chemin du flux provenant du stator, ils sont alors soumis à des forces ainsi produites tendant à entraîner le rotor dans le sens de rotation du champ.

I.3.2 Accélération du moteur :

L'ensemble des forces agissent sur les conducteurs produisant un couple qui met rapidement le rotor en mouvement. A mesurer que le rotor accélère, la vitesse relative du champ tournant par rapport au rotor diminue. On note alors que la valeur et la fréquence de la tension induite dans les conducteurs du rotor diminuent, car la vitesse de coupure des lignes de flux décroît, le courant de démarrage est intense rapidement. La vitesse du rotor continue d'augmenter, mais elle n'atteint pas la valeur du synchronisme.

I.3.3 Moteur en charge :

Le moteur en charge ralentit un peu par rapport à sa vitesse à vide (aucune charge mécanique), le courant rotorique augmente pour développer un couple qui va vaincre le couple résistant. La vitesse se stabilise lorsque le couple développé par le moteur est exactement égal au couple imposé par la charge. La diminution de la vitesse est très petite, même en pleine charge, le glissement du rotor ne dépasse guère 0.5% pour les gros moteurs (1000 kW et plus), et 3% pour les petits (10kW et plus).

I.4 Concept du champ tournant :

Le concept du champ tournant est découvert par le Savant Yougoslavie NIKOLA TESLA et avec ce concept a inventé le moteur asynchrone en 1883.

Considérons un stator qui comporte trois enroulements identiques Aa, Bb, et Cc qui sont décalés de 120° l'un de l'autre dans l'espace. A cause de la symétrie, les impédances des enroulements connectés au stator son identiques. Donc ils constituent une charge triphasée équilibrée.

Par conséquent si on applique une source de tension triphasée aux bornes des enroulements du stator, des courants statoriques i_A , i_B et i_C décalés de 120° traversant ces enroulements alors ces courants produisent des forces magnétomotrices qui engendrent des flux par chaque phase du stator [3].

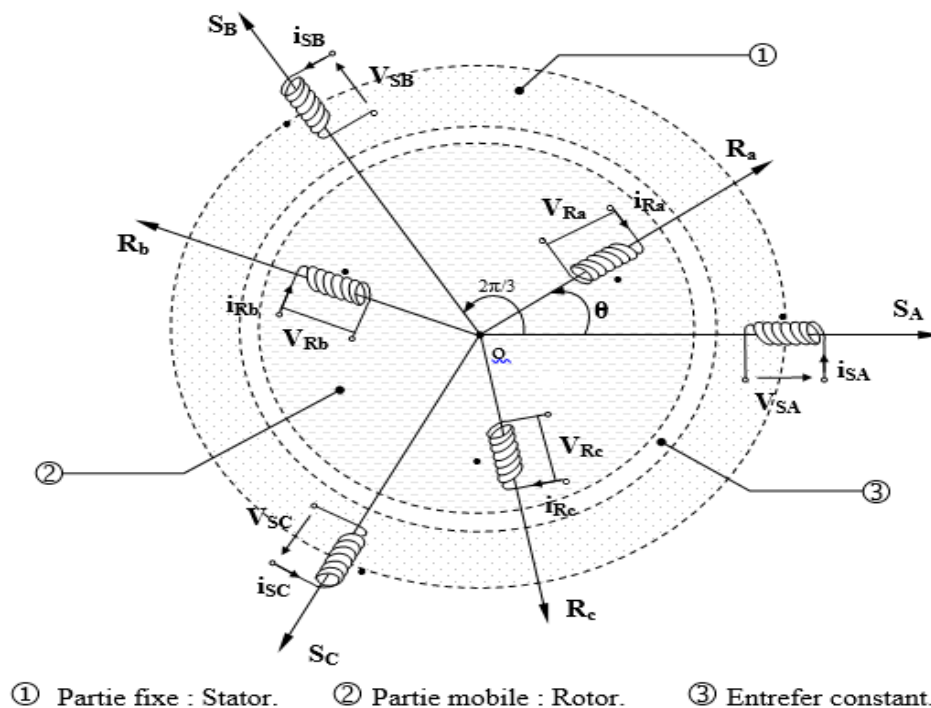


Figure I-4 : Représentation simplifiée de la machine asynchrone triphasée.

I.5 Mise en équations de la machine asynchrone triphasée : [4]

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et en adoptant la convention de signe moteur, les expressions générales de la machine exprimées en fonction des flux et des courants sont définies comme suit :

I.5.1 Équations électriques :

D'après La loi de Faraday :

$$V = RI + \frac{d}{dt} \Phi \quad (\text{I.1})$$

Les équations de tension des phases statoriques :

$$V_s = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{I.2})$$

Les équations de tension des phases rotorique :

$$V_r = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{I.3})$$

- $[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t$ Et $[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^t$ représentent les tensions des trois phases statoriques et rotoriques, respectivement.
- $[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^t$ Et $[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^t$ sont les vecteurs des courants traversant ces phases.
- $[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^t$ Et $[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^t$ correspondent aux vecteurs des flux totalisés traversant les enroulements statoriques et rotoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les trois enroulements rotoriques r_a , r_b et r_c sont en court-circuit, d'où :

$$[V_r] = [0 \ 0 \ 0]^t$$

I.5.2 Équations magnétiques :

Les expressions des flux statoriques et rotoriques sous la forme matricielle condensée s'écrivent :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [M_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \end{cases} \quad (I.4)$$

avec:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t, [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_s & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

- θ_r : angle entre la phase a du stator et celle du rotor. ($\Omega = d\theta_r/dt$).
- $L_s, (L_r)$: inductance propre d'une phase (statorique rotorique).
- $M_s (M_r)$: inductance mutuelle entre deux phases (statoriques rotoriques).

Les équations (I.2), (I.3) et (I.4) conduisent au modèle asynchrone triphasé suivant :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \} \quad (I.5)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_{sabc}] + [L_{rr}][I_{rabc}] \} \quad (I.6)$$

I.5.3 Équations mécaniques :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f_v \Omega - C_r \quad (I.7)$$

Avec :

- C_{em} , : le couple électromagnétique.
- C_r , : le couple résistant.
- f_r , : le coefficient de frottement.
- J : : le moment d'inertie.

Nous aboutirons ainsi à un système de six équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor, d'où la complexité de la résolution analytique.

Afin de surmonter cette difficulté, on considère les enroulements biphasés équivalents aux enroulements statorique et rotorique.

I.6 Transformation de PARK :

Grâce à la structure symétrique et équilibrée de la machine, la transformation de Park permet le passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé à deux axes fictifs (d, q) en quadrature équivalents, comme illustré à la figure (I-5).

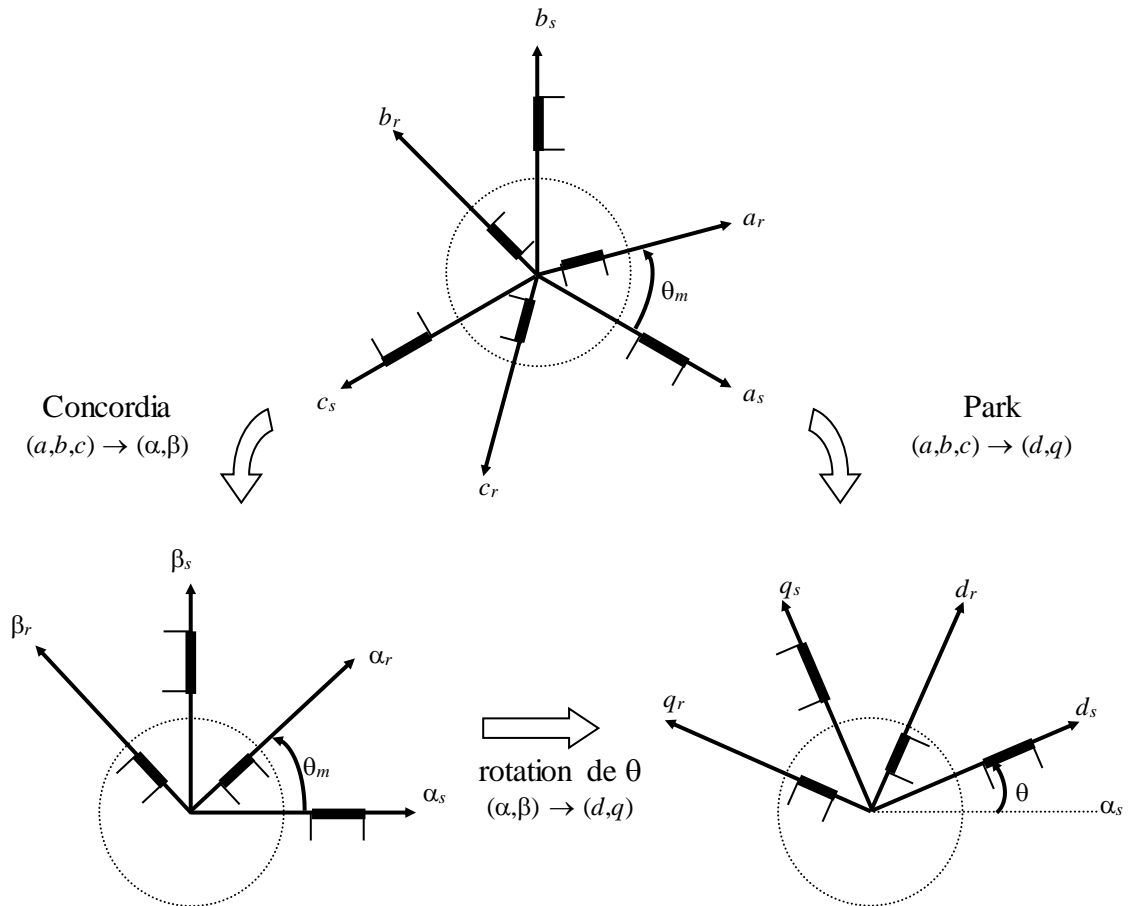


Figure I-5: Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée.

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = P(\theta_{obs}) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{I.8}$$

Avec :

$$P(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_{obs} & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{I.9}$$

La transformation inverse est donnée par :

$$P^{-1}(\theta_{obs}) = P^t(\theta_{obs}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_{obs} & -\sin \theta_{obs} \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

L'angle θ_{obs} correspond à la position du repère choisi pour la transformation avec :

- $\theta_{obs} = \theta_s$ Repère lié au stator.
- $\theta_{obs} = \theta_r$ Repère lié au rotor.

I.7 Équations de la machine biphasée équivalente :

Pour simplifier la représentation des équations électriques de la machine asynchrone, on a utilisé la transformation de Park, dont le but est d'arriver à rendre la matrice impédance indépendante de la variable θ_r .

Les équations électriques et magnétiques donnent alors le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.11)$$

Et :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I.12)$$

En posant :

- La vitesse de rotation du référentiel :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

- La vitesse électrique de rotation du rotor :

$$\omega_r = p.\Omega = p.\frac{\theta_r}{dt}$$

- L_s , inductances propres cycliques du stator :
- L_r : inductances propres cycliques du rotor.

$$L_s = L_{as} - M_{as}$$

$$L_r = L_{ar} - M_{ar}$$

- L_m : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

I.7.1 Équation du couple :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds}I_{qs} - \Phi_{qs}I_{ds}) \quad (\text{I.13})$$

$$C_{em} = p(\Phi_{qr}I_{dr} - \Phi_{dr}I_{qr}) \quad (\text{I.14})$$

$$C_{em} = pM(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}) \quad (\text{I.15})$$

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r}(\Phi_{dr}I_{qs} - \Phi_{qr}I_{ds}) \quad (\text{I.16})$$

I.8 Définition des différents référentiels :

Le référentiel est le système (d, q) associé de rotation. Dans notre cas, nous adoptons un seul référentiel pour le rotor et le stator. Il existe trois possibilités de référentiels dans la pratique. Le choix se fait en fonction du problème étudié [4].

I.8.1 Référentiel fixe par rapport au stator :

Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = -\omega_r$$

Les équations électriques prennent ainsi la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega_r \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_r \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Le référentiel fixe est intéressant lorsqu'on veut étudier la variation de la fréquence d'alimentation, associée ou non à la variation de la vitesse de rotation.

I.8.2 Référentiel fixe par rapport au rotor :

Il correspond aux transformations des grandeurs de la machine dans un référentiel tournant à la vitesse synchrone, c.-à-d. :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \quad \text{Et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0$$

Les équations électriques sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_r \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_r \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Ce référentiel est particulièrement avantageux dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation du rotor est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes résultant d'un court-circuit.

I.8.3 Référentiel fixe par rapport au champ tournant :

La condition qui régit ce cas est :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{Et} \quad \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = \omega_s - \omega_r$$

Les équations électriques du moteur sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.19)$$

C'est le seul référentiel qui n'introduit pas de simplification dans les équations de la machine. Il est utilisé dans les problèmes d'alimentation des machines asynchrones par convertisseur statique de fréquence, et lorsqu'on veut étudier la fonction de transfert du moteur par rapport à de petites variations de la vitesse autour d'un régime donné.

I.9 MODELISATION DE LA MACHINE ALIMENTEE EN TENSION :

Il existe plusieurs façons pour mettre le modèle de la machine sous forme d'état, cette forme dépend du :

- Type d'alimentation.
- Des grandeurs de commande.
- Du référentiel choisi.
- Des variables d'état.
- Les sorties du système.

Dans notre travail nous avons choisi un référentiel lié au champ tournant, afin de pouvoir orienter le flux rotorique. On considère notre machine commandée en tension, le modèle de La machine doit présenter comme entrées les composants de la tension statorique sur les axes d et q. On choisira comme variable d'états :

- Les courants statoriques $\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$.
- Le flux rotorique $\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}$.

On choisira comme variable de commande :

- Les tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) .

Après un calcul long et arrangement des équations du système (I.11), nous obtenons le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p \Omega \Phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - p \Omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{qs} - (\omega_s - p \Omega) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (I.20)$$

Avec l'équation mécanique :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - f_v \Omega - C_r) \quad (I.21)$$

I.10 Bilan de puissance : [2]

Lorsqu'on alimente un moteur asynchrone, une partie 'P_{js}' de la puissance qu'il reçoit 'P_a' est dissipée sous forme des pertes Joule dans les enroulements du stator et une autre partie P_f est dissipée dans le fer. Le reste de la puissance est transportée au rotor par induction à travers l'entrefer.

Une troisième partie 'P_{jr}' est dissipée par effet Joule dans les enroulements du rotor et ce qui reste c'est la puissance mécanique 'P_{méc}', si on soustrait les pertes 'ΔP_{méc}' dues aux frottements et ventilation, on obtient 'P_u' la puissance utile fournie à la charge mécanique.

Et pour mieux comprendre le cheminement des puissances on donne le diagramme ci-dessous.

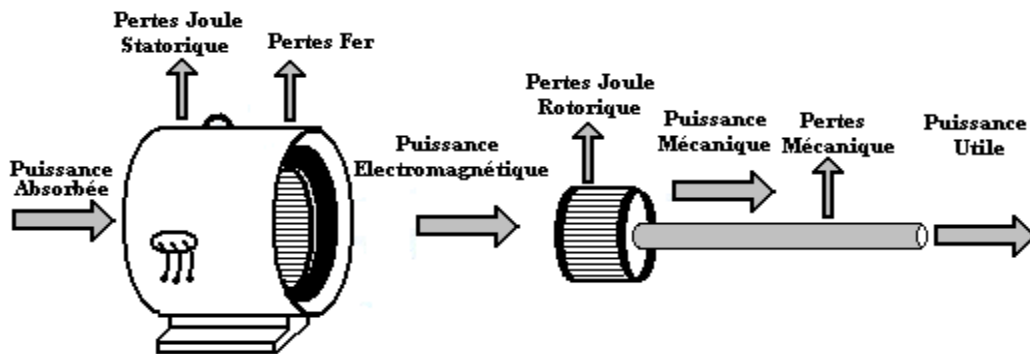


Figure I-6: Bilan de puissance de la machine asynchrone.

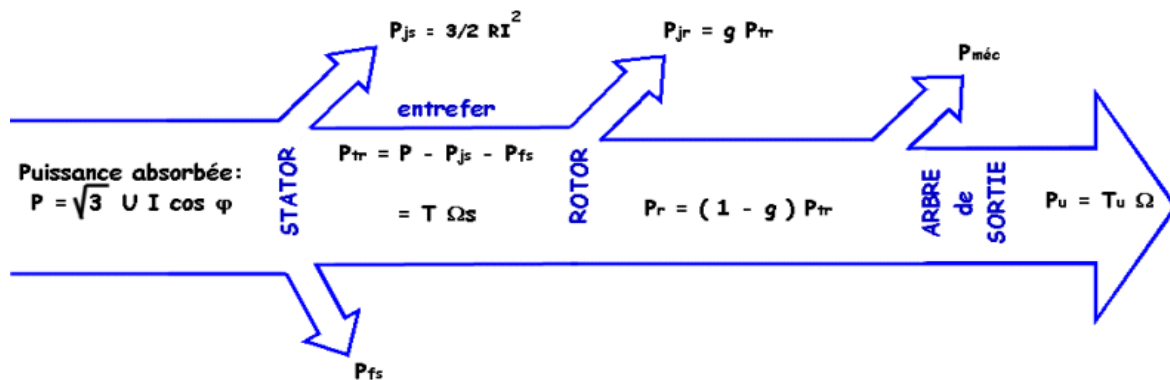


Figure I-7 : Bilan de puissance de la machine asynchrone.

Notation	Signification	Relation
P_a	Puissance absorbée par le moteur	$P_a = \sqrt{3} U_s I_s \cos \varphi$
P_{js}	Pertes Joule statorique	$P_{js} = 3 R_s I_s^2$
$P_{ém}$	Puissance électromécanique Fournie au rotor	$P_{em} = P_a - P_{js} - P_f = C_{em} \cdot \Omega_s$
P_{jr}	Pertes Joule rotorique	$P_{jr} = 3 R_r I_r^2 = g \cdot P_{em}$
$P_{méc}$	Puissance mécanique fournie à l'arbre du rotor	$P_{mec} = P_{em} - P_{jr}$
P_u	Puissance utile fournie à la charge	$P_u = P_{mec} - \Delta P_{mec}$
η	Rendement du moteur	$\eta = \frac{P_u}{P_a} \approx \frac{P_u}{P_u + \sum Pertes}$

Table I-1 : Table des Notation.

I.11 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

I.11.1 Onduleur :

Un onduleur est un convertisseur statique qui permet d'alimenter une charge en courant alternatif à partir d'une source continue, c'est un convertisseur continu- alternatif.

L'onduleur est dit autonome quand il impose sa propre fréquence à la charge. Si la source continue est une source de tension, l'onduleur est appelé onduleur de tension. Il impose la forme d'onde de la tension aux bornes de la charge, la forme d'onde du courant dépend de la charge.

Si la source continue est une source de courant, l'onduleur est appelé commutateur de courant. Il impose la forme d'onde du courant, par contre la forme d'onde de la tension aux bornes de la charge dépend de la nature de la charge.

Pour permettre le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation par largeur d'impulsion), Les signaux de commande peuvent être des tensions ou des courants.

Le convertisseur statique tel qu'il est représenté sur la figure (I-8), est constitué :

- D'un redresseur non commandé, supposé parfait.
- D'un filtre de type passe-bas.
- D'un onduleur de tension qui permet de produire à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables.

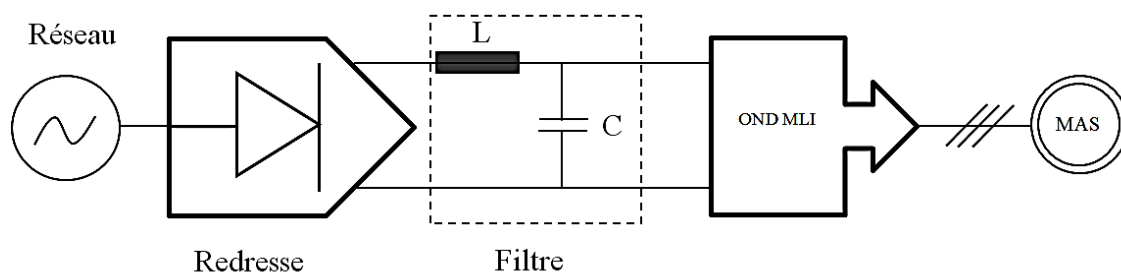


Figure I-8 : Schéma d'ensemble convertisseur-machine

I.12 Modélisation du redresseur :

Les redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternative- continue. Ils sont alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée.

Souvent, les tensions monophasées et triphasées du réseau industriel de 50 Hz sont redressées [6].

Nous utilisons un pont triphasé à diodes. Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_2 et D_3 conduit également, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3 , ou encore :

$$V_1 = \max(V_j) ; \quad j=1,2,3.$$

Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \max(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3.$$

$$D_i \text{ Conduit si } V_i = \min(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension V_{red} à la sortie de redresseur est :

$$V_{red} = \max(V_j) - \min(V_j) ; j=1,2,3.$$

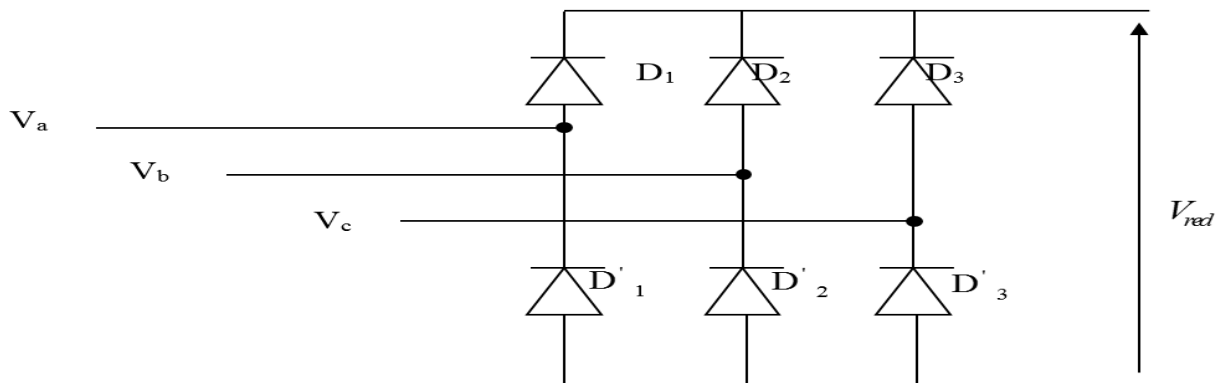


Figure I-9 : Redresseur à diodes.

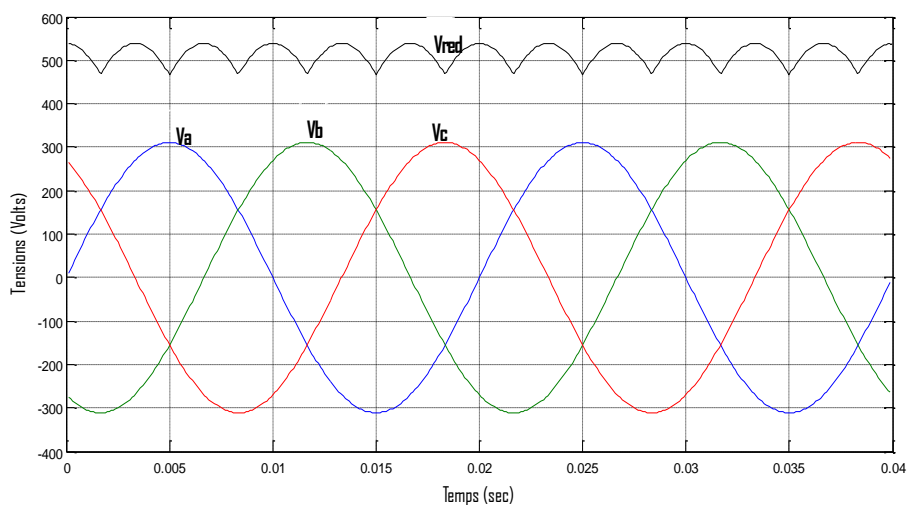


Figure I-10 : Tension de réseau et la tension à la sortie du redresseur.

La tension redressée instantanée V_{red} obtenue par le redresseur de la figure (I-9) présente des ondulations importantes. Ce qui nécessite un filtrage.

I.13 Modélisation du filtre :

Un filtre passe-bas est un filtre qui laisse passer les basses fréquences et qui atténue les hautes fréquences, c'est-à-dire les fréquences supérieures à la fréquence de coupure. Il pourrait également être appelé filtre coupe-haut. Le filtre passe-bas est l'inverse du filtre passe-haut et ces deux filtres combinés forment un filtre passe-bande.

Le concept de filtre passe-bas est une transformation mathématique appliquée à des données (un signal). L'implémentation d'un filtre passe-bas peut se faire numériquement ou avec des composants électroniques. Cette transformation a pour fonction d'atténuer les fréquences supérieures à sa fréquence de coupure f_c et C_e dans le but de conserver uniquement les basses fréquences. La fréquence de coupure du filtre est la fréquence séparant les deux modes de fonctionnement idéaux du filtre : passant ou bloquant [7].

I.13.1 Circuit passif :

La manière la plus simple de réaliser physiquement ce filtre est d'utiliser un circuit RLC. Comme son nom l'indique, ce circuit est constitué d'une résistance R d'un condensateur de capacité C et d'une bobine d'inductance L.

I.13.1.1 Les avantages du filtre L-C :

- IL évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur, le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant la stabilité des montages variateurs de vitesse.
- En freinant, grâce à l'inductance il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit, L'apport d'énergie extérieur, en cas de "raté" de commutation de l'onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

- La tension V_f d'alimentation de l'onduleur,
- La composante continue du courant exigé I_f ,
- L'ondulation maximale de ce courant et celle tolérée sur la tension V_f dans les plus mauvaises conditions.

Dans un tel filtre, l'inductance L_f (de résistance interne R_f) doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée, s'exprimant en mH.

La capacité C_f du filtre correspond aussi généralement à des valeurs considérables, plusieurs mF le cas échéant ; le condensateur utilisé peut appartenir au type électrolytique, à papier ou à film plastique.

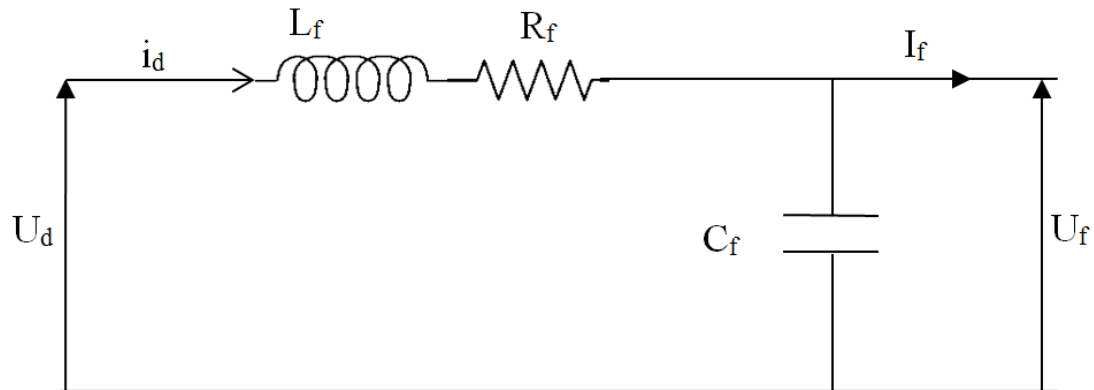


Figure I-11 : Filtre L-C.

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

$$\begin{cases} V_{red} = L_f \frac{dI_d}{dt} + R_f I_d + V_f \\ V_f = \frac{1}{C_f} \int (I_d - I_f) dt \end{cases} \quad (I.19)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{V_f}{V_{red}} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1} \quad (I.20)$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (I.21)$$

L'opération de filtrage a été réalisée avec les paramètres suivants :

$$R_f = 1\Omega, L_f = 0.002H \text{ et } C_f = 0.006F.$$

Les résultats de simulation sont présentés sur la figure (I-12).

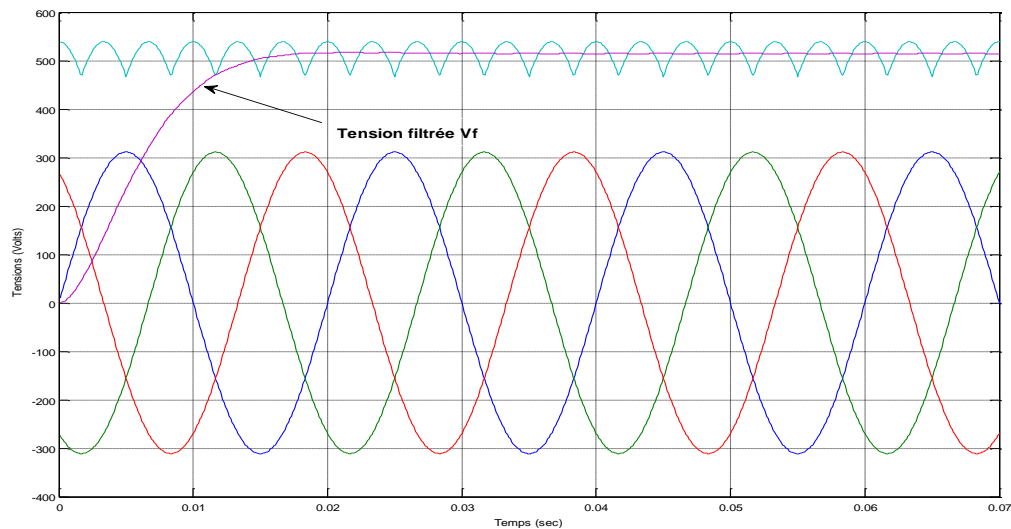


Figure I-12 : Résultats de simulation de l'ensemble Redresseur-Filtre.

I.14 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé :

On appelle onduleur de tension, un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue [8].

La vitesse d'un moteur synchrone est fixée par la pulsation des courants statiques. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduleur à la fréquence désirée.

Le schéma de l'onduleur de tension est représenté par la figure (I-13).

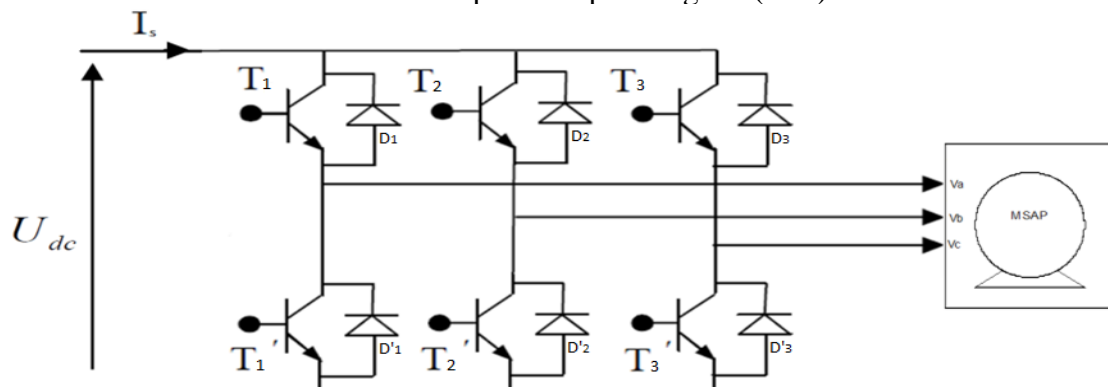


Figure I-13 : Schéma de l'onduleur de tension.

On peut réaliser un onduleur triphasé en regroupant, en parallèle, trois onduleurs monophasés (en pont ou en demi-pont) et commander les interrupteurs de chacun pour obtenir à la sortie trois phases décalées de 120° . En fait, en regroupant trois demi ponts monophasés, on obtient un onduleur en pont triphasé à six interrupteurs représentés par la figure (I-15) dont les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension continue U ne soit jamais en court-circuit et pour que les circuits des courants i_a , i_b et i_c ne

soient jamais ouverts. Afin que les interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quelques soient les courants de charge, il faut que ces derniers soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et à fermeture commandées et d'une diode montée en antiparallèle. Ces interrupteurs peuvent être réalisées, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaires, des IGBTs ou des GTOS associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [9] [10] [11].

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (I-14).

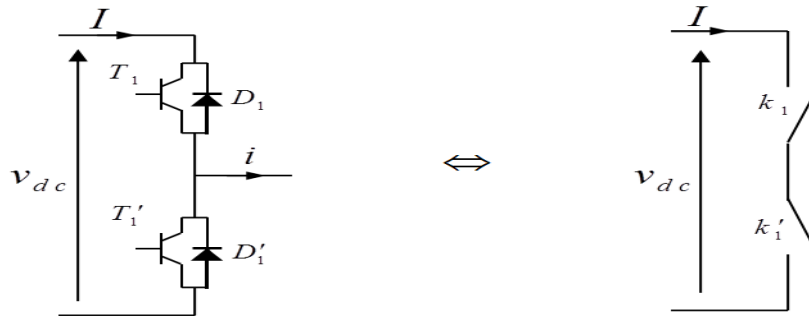


Figure I-14 : Schéma d'un bras de l'onduleur

Le schéma équivalent de l'onduleur est représenté par la figure (I-15).

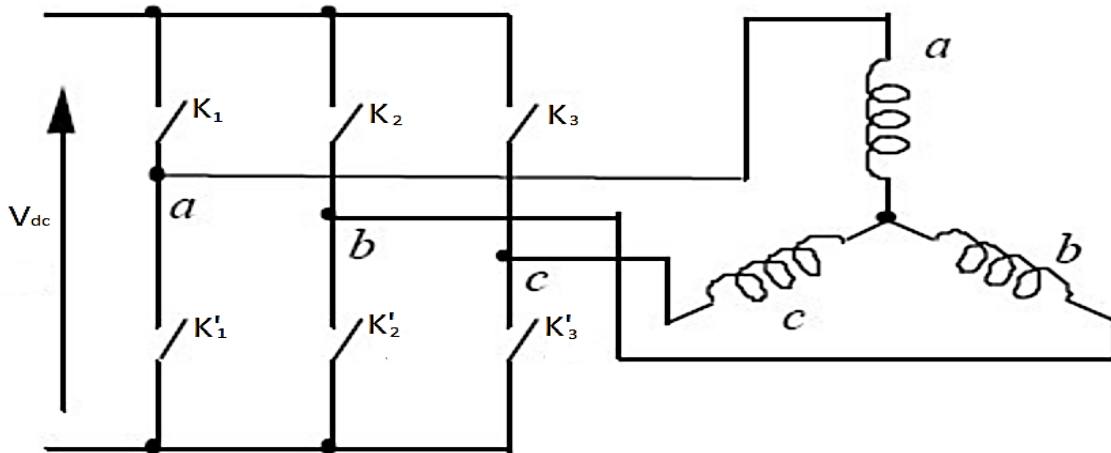


Figure I-15 : Schéma équivalent de l'onduleur.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F qui détermine sont états de conduction :

$$F_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_1 \text{ fermé et } k'_1 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_1 \text{ fermé et } k_1 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_2 \text{ fermé et } k'_2 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_2 \text{ fermé et } k_2 \text{ ouvert} \end{cases}$$

$$F_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } k_3 \text{ fermé et } k'_3 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } k'_3 \text{ fermé et } k_3 \text{ ouvert} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de ligne sont données par :

$$u_{ab} = v_{as} - v_{bs} = v_{dc} (F_1 - F_2) \quad (\text{I.22})$$

$$u_{bc} = v_{bs} - v_{cs} = v_{dc} (F_2 - F_3) \quad (\text{I.23})$$

$$u_{ca} = v_{cs} - v_{as} = v_{dc} (F_3 - F_1) \quad (\text{I.24})$$

Dans l'hypothèse on a les tensions v_{as}, v_{bs}, v_{cs} forment un system de tensions triphasées équilibrées alors :

- De (I.22) -(I.24) en trouve :

$$v_{as} = \frac{v_{dc}}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \quad (\text{I.25})$$

- De (I.22) -(I.23) en trouve :

$$v_{bs} = \frac{v_{dc}}{3} (2F_2 - F_1 - F_3) \quad (\text{I.26})$$

- De (I.23) -(I.24) en trouve :

$$v_{cs} = \frac{v_{dc}}{3} (2F_3 - F_1 - F_2) \quad (\text{I.27})$$

Donc :

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{pmatrix} \quad (\text{I.28})$$

Avec :

- v_{dc} : C'est la tension d'alimentation continue de l'onduleur.

I.15 Modulation par largeur d'impulsions :

Les tensions obtenues aux bornes du récepteur (la charge) pour les onduleurs triphasés conventionnels présentent plusieurs harmoniques, il est donc nécessaire de chercher à se rapprocher d'une forme d'onde sinusoïdale. Pour cela on fait appel à la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans ce contexte, nous savons bien qu'avec la possibilité d'avoir

des transistors de puissance à un coût moindre il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur, et par la conséquence, la minimisation des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les ondulations du couple [9] [10].

En fait l'onduleur de tension à MLI est toujours choisi pour avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension redressée alimentant l'onduleur peut être fixée par l'utilisation d'un redresseur à diodes. Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI. Elle consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie, et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. La manipulation de nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à MLI présente deux avantages importants à s'avoir :

- Repousser vers des fréquences élevées les harmoniques d'ordres inférieurs de la tension de sortie, ce que facilite le filtrage au niveau de la charge.
- Elle permet de faire varier la valeur fondamentale de la tension désirée.

Une onde modulatrice V_{ref} (référence), de fréquence f_m est comparée à une onde triangulaire V_p (porteuse) de fréquence f_p très élevée par rapport à f_m . La sortie du comparateur permet d'obtenir un signal MLI comme le montre la figure (I-16).

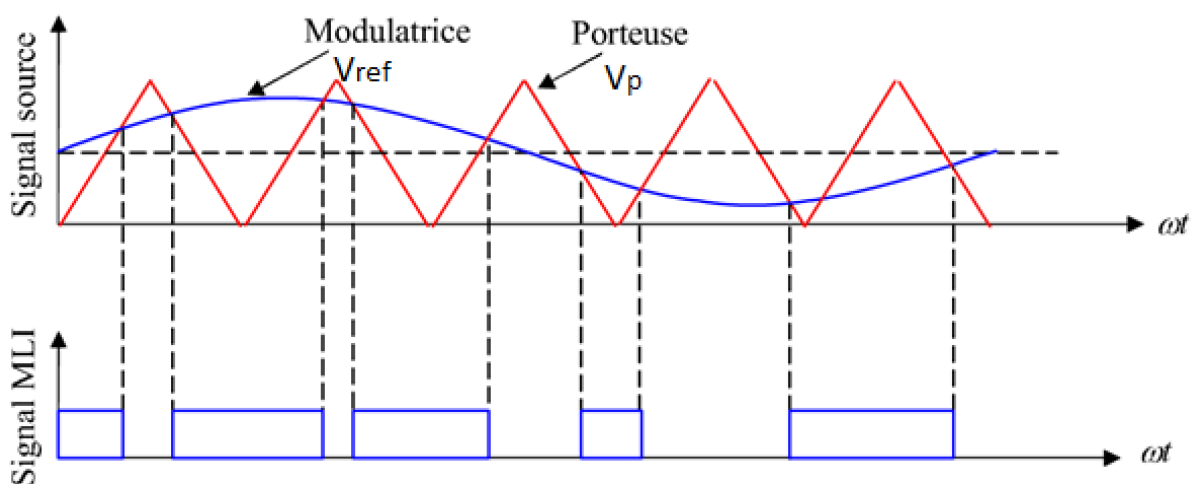


Figure I-16 : Modulation MLI sinus-triangle.

L'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte est présenté sur la figure (I-17) :

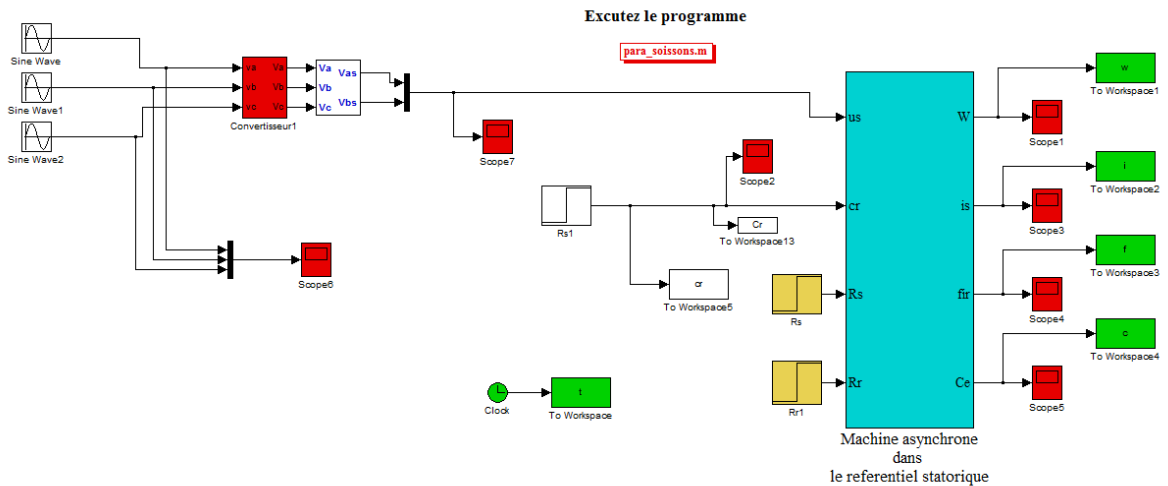


Figure I-17 : Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte.

I.16 Simulation du modèle machine-onduleur :

Dans cette partie d'étude nous avons associe à la MAS donné par les équations (I.20) et (I.21) un onduleur de tension sous une commande MLI.

Le résultat de simulation est présenté dans la figure (I-18).

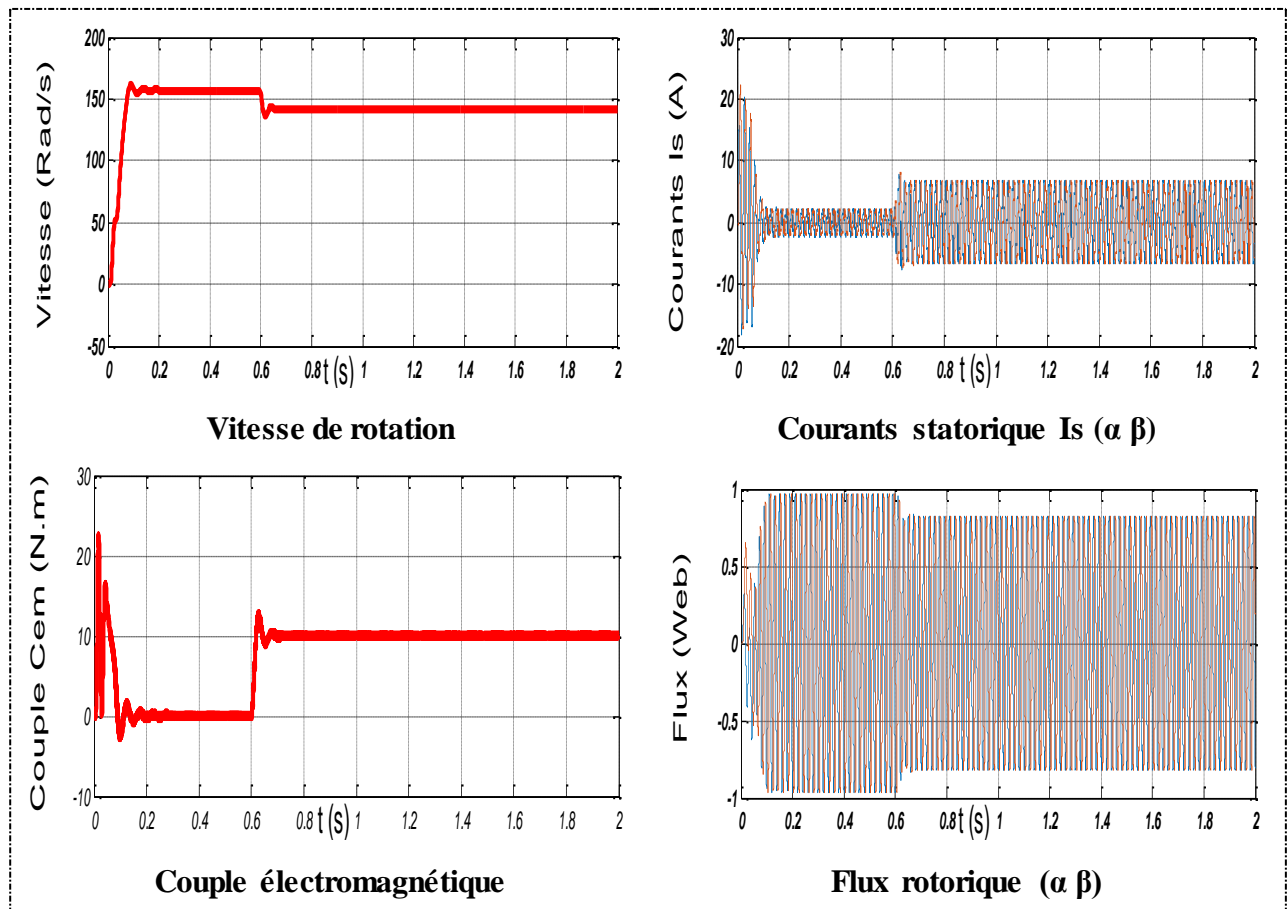


Figure I-18 : Réponse du système machine-onduleur avec application de la charge $C_r = 10N.m$ à $t = 0.6s$

I.17 Interprétations et commentaires :

On a appliqué un couple de charge ($C_r = 10Nm$) à l'instant $t = 0.6$ secondes Les résultats du programme de simulation présente l'association de la machine asynchrone et un onduleur de tension commandé par la technique MLI.

On constate quelques oscillations dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur. Dans le cas d'une alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations.

I.18 CONCLUSION :

On a établi dans ce premier chapitre le modèle de la machine asynchrone avec et sans alimentation, passant du système réel triphasé au système diphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park.

La simulation du modèle de la machine asynchrone alimenté par un Onduleur nous permet de valider le modèle établi, selon ces résultats, deux problèmes ont été constatés :

- La diminution de la vitesse de rotation lors de l'application d'une charge.
- Le fort couplage entre le couple et le flux.

Ceci nécessite sa régulation surtout lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la charge appliquée.

Dans le but de contrôler les grandeurs de sortie sans interaction entre elles, on a recours à la commande vectorielle. Cette dernière qui permette d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II
COMMANDE
VECTORIELLE DE LA
MACHINE ASYNCHRONE

II.1 INTRODUCTION:

La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC.) a permis à ce dernier d'être dès le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquent les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques à fréquence variable.

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non-linéaire, multi variable et fortement couplé, il existe un couplage complexe entre les deux armatures : stator et rotor. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence) n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donnent donc des performances dynamiques appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu le jour grâce à BLACSHKE et HUASSE qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continue [13].

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

II.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE :

Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables I_d et I_q , pour cela, il faut choisir un système d'axe (d,q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

L'objectif principal de la commande vectorielle des MAS et d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, en contrôler le couple et le flux selon un critère choisi. Grâce à cette nouvelle technique de commande et au développement des microprocesseurs qui répondent aux exigences demandées en termes de quantité de calcul traité et de rapidité, on arrive à obtenir des commandes de vitesse, ou de couple de la machine asynchrone avec des performances comparables à celles des machines à courant-continu.

Il existe deux types de commande vectorielle :

- Commande vectorielle directe.
- Commande vectorielle indirecte.

L'inconvénient de ces deux méthodes est la sensibilité aux variations des paramètres de la machine.

La commande vectorielle peut être directe ou indirecte. Dans le cas de la commande directe la position et l'amplitude du flux rotorique sont calculés à partir des grandeurs estimées ou (rarement) mesurées, cependant un capteur de flux implanté au niveau de la machine, augmente l'encombrement de cette dernière et la rend moins pratique dans certaines applications. En revanche, dans la commande indirecte la position du flux rotorique est estimée à l'aide de la combinaison de l'angle de glissement calculée et de la position de la vitesse rotorique mesurée.

II.3 Les différents types d'orientations :

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère (d, q) . Nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux (statorique, rotorique ou entrefer) [13].

Il existe trois types de référentiel :

- Orientation du flux rotorique :
$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases}$$
- Orientation du flux statorique :
$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s \\ \Phi_{qs} = 0 \end{cases}$$
- Orientation du flux d'entrefer : $\Phi_{dg} = \Phi$

II.3.1 ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE (FOC) :

Le principe de la commande vectorielle c'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 et celle commandant le courant.

Notre objectif c'est d'orienter le flux, donc on souhaite qu'il n'ait qu'une composante suivant l'axe "d" par exemple, il faut alors annuler la composante du flux Φ_{rq} suivant l'axe "q" Figure (II-1).

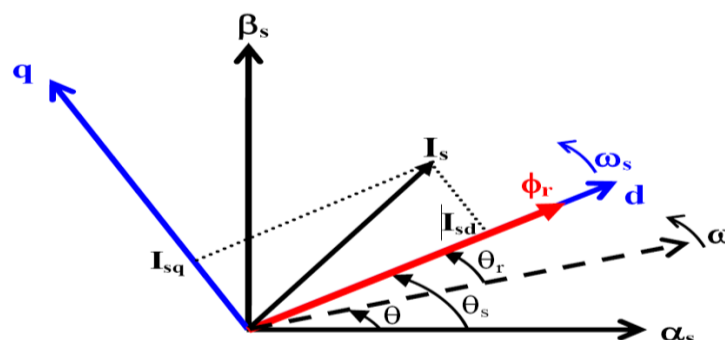


Figure II-1 : Principe de la commande vectorielle.

Donc nous avons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$C_{em} = k \cdot I_{ds} \cdot I_{qs} \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Avec :} \quad k = \frac{p^2}{L_r J}$$

Ceci simplifie le modèle d'équation (I. 17) comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} p\Omega \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} \Phi_r I_{qs} - \frac{f_v}{J} \Omega - \frac{1}{J} C_r \quad (\text{II.4})$$

Après transformation de Laplace, on peut écrire :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{ds} \\ C_{em} = \frac{pM}{L_r} \Phi_r I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

D'après l'expression (II.5), la stratégie consiste à contrôler de façon indépendante le flux et le courant statorique pour imposer le couple. On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu.

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone, est la détermination de la position et le module du flux rotorique. Car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement. Deux méthodes de contrôle ont été utilisées, la méthode directe et la méthode indirecte.

II.4 METHODE DIRECTE :

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quel que soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur, l'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles.
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [14].

On utilise souvent le modèle de la machine pour déterminer la position et le module du flux suivant les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = p\Omega + \frac{M}{T_r \Phi_r} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Le module du flux rotorique et du couple électromagnétique peut être contrôlés par contre réaction, alors que la pulsation de glissement est directement calculée à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

II.5 METHODE INDIRECTE :

Dans cette méthode, le flux rotorique est fixé en Boucle ouverte, on n'a pas donc besoin ni de capteur ni d'estimateur de flux. Par contre sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position/vitesse du rotor [15].

On prend en considération dans ce type de commande uniquement la dynamique du rotor, 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 telle que :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_{gl} + \omega \\ d'où & \\ \theta_s &= \int \omega_s dt = \int \left(\frac{M}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} + p\Omega \right) dt \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

Le schéma de la commande vectorielle indirecte appliquée à la machine asynchrone est présenté dans la Figure (II-2).

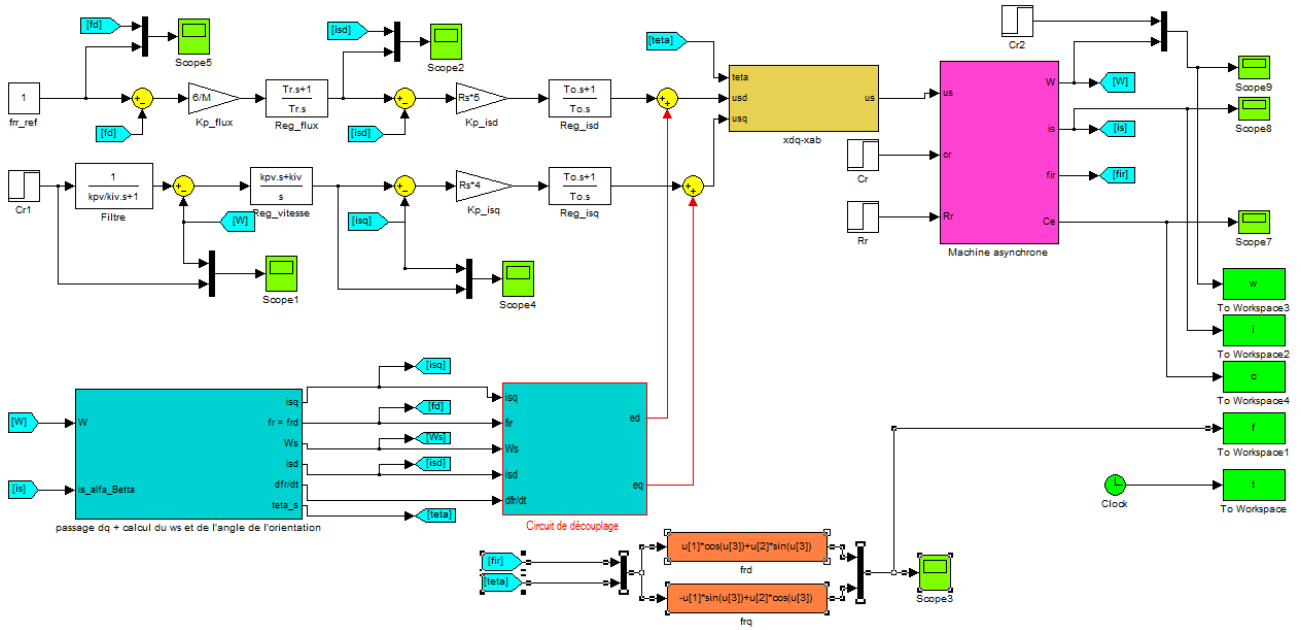


Figure II-2 : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.

Le FOC (Field Oriented control) est un bloc de calcul génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (V_{ds}^*, V_{qs}^* et ω_s) et possède deux entrées (Φ_r^* et C_{em}^*).

Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique Φ_r^* et le couple électromagnétique C_{em}^* sont maintenus constants égaux à leurs valeurs de référence. Si on ne tient pas compte des variations des courants directs et en quadrature, les équations de ce bloc sont déduites de celles du modèle comme suit :

$$\begin{cases}
 I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \\
 I_{qs}^* = \frac{L_r C_{em}^*}{pM \Phi_r^*} \\
 \omega_s = \omega + \frac{MR_r I_{qs}^*}{L_r \Phi_r^*} \\
 V_{ds}^* = R_s I_{ds}^* - \omega_s \sigma L_s I_{qs}^* \\
 V_{qs}^* = R_s I_{qs}^* - \omega_s \sigma L_s I_{ds}^* + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r^*
 \end{cases} \quad (II.8)$$

Cette commande consiste à contrôler la composante directe I_{ds} et en quadrature I_{qs} du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine.

Les principaux constituant dans ce type de commande sont :

- La boucle de régulation de vitesse.
- Le celles des courants I_{ds} et I_{qs} .
- Le bloc de calcul de θ_s .
- Les transformations directe et inverse sont.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence I_{qs}^* qui est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée de régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* qui subit une transformation au triphasé et à travers un onduleur de tension alimente la machine asynchrone.

En parallèle à cette boucle, on trouve la boucle de régulation du courant I_{ds} . Le courant I_{ds}^* de référence est calculé à partir du flux à imposer.

La sortie du régulateur du courant I_{ds} donne la tension V_{ds} . Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques, à l'aide d'une transformation biphasée -triphasee.

L'onduleur à MLI applique des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux tensions de référence V_{as} , V_{bs} et V_{cs} .

II.6 Principe du découplage par compensation :

II.6.1 Les équations des tensions statoriques :

Dans le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension et de l'équation (II.3) on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Le couplage qui existe entre les deux équations est éliminé en générale par une méthode de compensation classique. Celle-ci consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage, afin d'obtenir les tensions de références ces derniers seront rajoutés à la sortie des correcteurs des courants.

Les termes de couplage (tensions) dans l'équation (II.9) sont les termes que lorsqu'on les élimine, les tensions restantes deviennent en relation du premier ordre avec les deux composantes du courant statorique. Soient les indices : 'r' pour régulateur et 'c' pour couplage, nous avons alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \text{ Et } V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \tag{II.10}$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds}^c = -\sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{M}{L_r} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ V_{qs}^c = \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{ds} \\ V_{ds}^r = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs}^r = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \tag{II.11}$$

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds}^r et V_{qs}^r Figure (II-3).

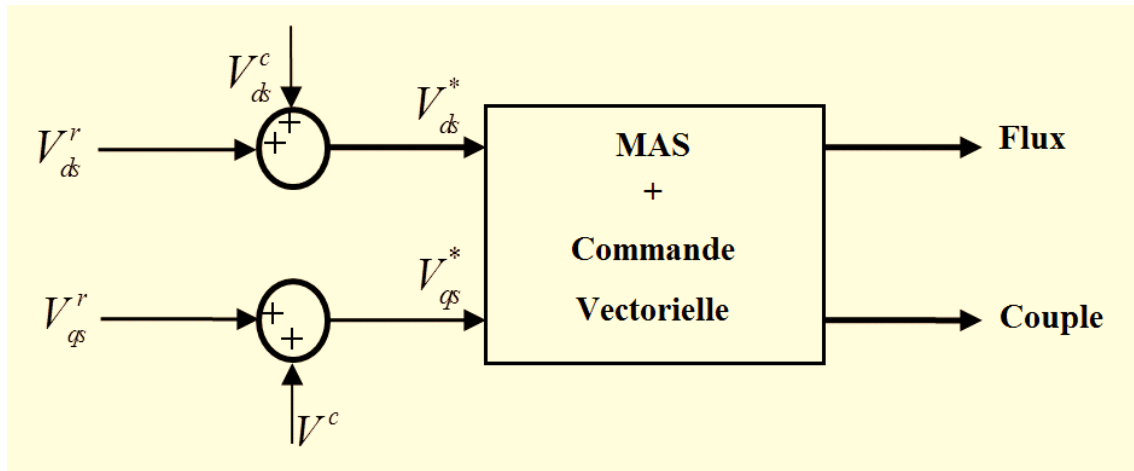


Figure II-3: Reconstitution des tensions V_{ds}^* et V_{qs}^*

Par introduction de l'opérateur de Laplace, les équations (II.9) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + s \sigma L_s) I_{ds} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + s \sigma L_s) I_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r + \sigma L_s \omega_s I_{ds} \end{cases} \tag{II.12}$$

On peut donc, représenter le modèle de la machine par le schéma bloc de la Figure (II-4)

où nous schématisons en clair les termes de couplage $\omega_s \sigma L_s I_{qs}$, $\omega_s \sigma L_s I_{ds}$ et $\omega_s \frac{M}{L_r} \Phi_r$.

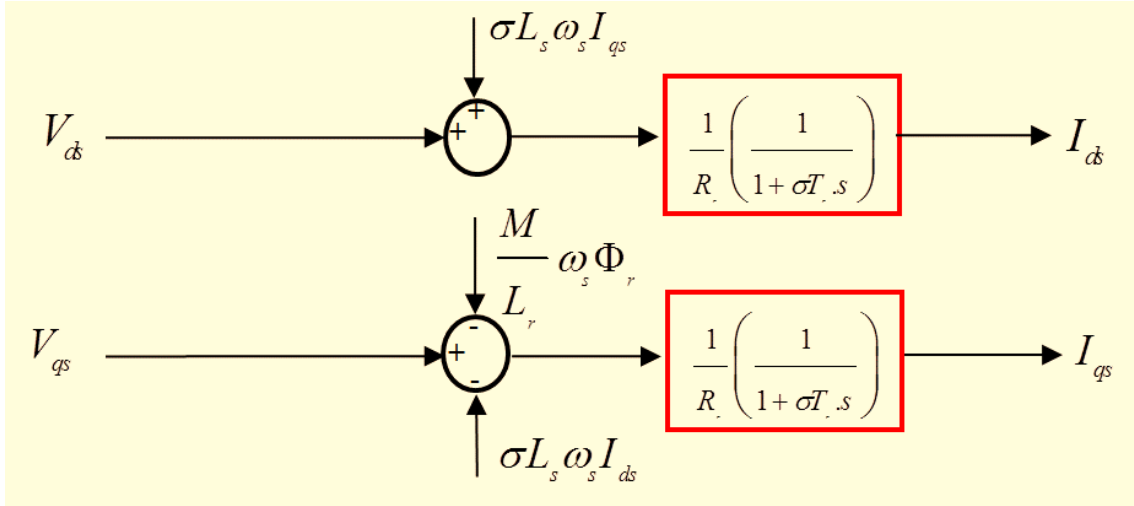


Figure II-4 : Représentation du Modèle de la machine.

L'ensemble modèle de la machine et sa régulation par découplage est représenté dans la Figure II-5).

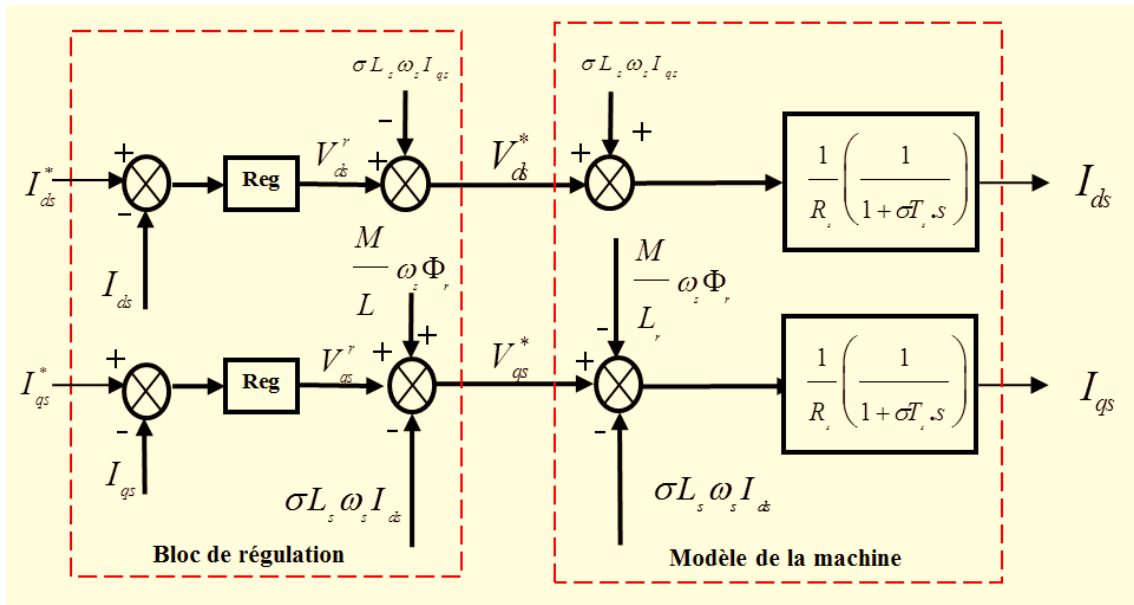


Figure II-5 : Découplage par addition des termes de couplage.

II.7 Calcul des régulateurs :

La dynamique de la machine en boucle fermée par imposition de pôles est la base du dimensionnement du régulateur. Pour ce fait, on calcul :

1. La fonction de transfert du système en boucle fermée

2. Identifie l'équation caractéristique avec le polynôme caractéristique désiré ayant des pôles complexes conjugués à parties réelles négatives $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$.

II.7.1 Régulation du courant :

Du procédé du découplage utilisé à la Figure (II-6), Nous sommes arrivés au schéma bloc simple et identique pour les deux axes.

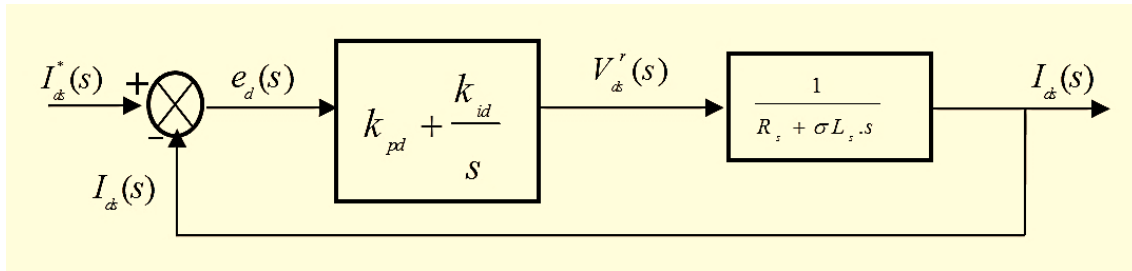


Figure II-6 : Schéma fonctionnel de régulation de courant

Pour chacune des boucles de courants, on associe un régulateur de type proportionnel-intégral (PI). Il comporte une action proportionnelle qui sert à contrôler la stabilité de la boucle et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de sortie.

Le régulateur de courant direct permet de définir la tension V'_{ds} , nécessaire pour maintenir le flux de référence.

A flux constant égal à Φ_r^* , en supposant que le découplage est réalisé, on aura :

$$\frac{I_{ds}(s)}{V'_{ds}(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(1 + \sigma T_s s)} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} \quad (\text{II.13})$$

L'expression du courant de référence est :

$$I_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{M} \quad (\text{II.14})$$

La fonction du transfert en boucle fermée de la Figure (II-6) est donnée par :

$$\frac{I_{ds}(s)}{I_{ds}^*(s)} = \frac{(k_{pd}s + k_{id}) \frac{1}{\sigma L_s}}{s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.15})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{R_s + k_{pd}}{\sigma L_s} \right) s + \frac{k_{id}}{\sigma L_s} \quad (\text{II.16})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 = 0 \quad (\text{II.17})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.16) et (II.17) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{id} = 2\sigma L_s \rho^2 \\ k_{pd} = 2\sigma L_s \rho - R_s \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

II.7.2 Régulation de la vitesse :

Afin de maintenir la vitesse correspondante on détermine le couple de référence grasse au régulateur de vitesse.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{p}{f_v + J \cdot s} \quad (\text{II.19})$$

Avec : $\omega = p\Omega$

En associant à cette fonction un régulateur PI, on obtient la structure donnée dans la Figure II-7) :

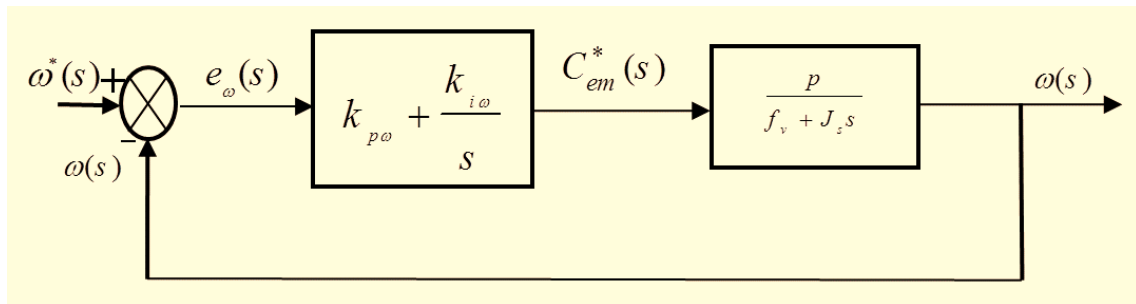


Figure II-7 : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

La fonction du transfert en boucle fermée de la Figure (II-7) est donnée par :

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{(k_{p\omega}s + k_{i\omega}) \frac{p}{J}}{s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}p}{J} \right) s + \frac{k_{i\omega}p}{J}} \quad (\text{II. 20})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{f_v + k_{p\omega}p}{J} \right) s + \frac{k_{i\omega}p}{J} = 0 \quad (\text{II.21})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués et stables $s_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, alors :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{II.22})$$

L'identification terme à terme des deux équations (II.21) et (II.22) entraîne que :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{2.J.\rho^2}{p} \\ k_{p\omega} = \frac{2.\rho.J - f_v}{p} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

II.8 RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :

II.8.1 Régulation classique de la vitesse de la machine asynchrone :

Après les simulations effectuées nous pouvons savoir les performances statiques et dynamiques de la commande vectorielle en utilisant un régulateur classique type PI.

Les coefficients du régulateur de vitesse sont $\rho = 35$ car elle est déterminée par un placement de pôles ce qui donne :

- $K_p = 0.3630$
- $K_i = 6.7215$

On a simulé les cas suivants pour démontrer les performances statique et dynamique de commande vectorielle indirecte imposée à la machine avec un régulateur PI :

- Démarrage à vide suivi d'une application de charge.
- Test d'inversion de vitesse avec charge.
- Robustesse vis à vis la variation de la résistance rotorique.
- Essai à basse vitesse (zéro vitesse).

II.8.2 Démarrage à vide suivi d'une application de charge :

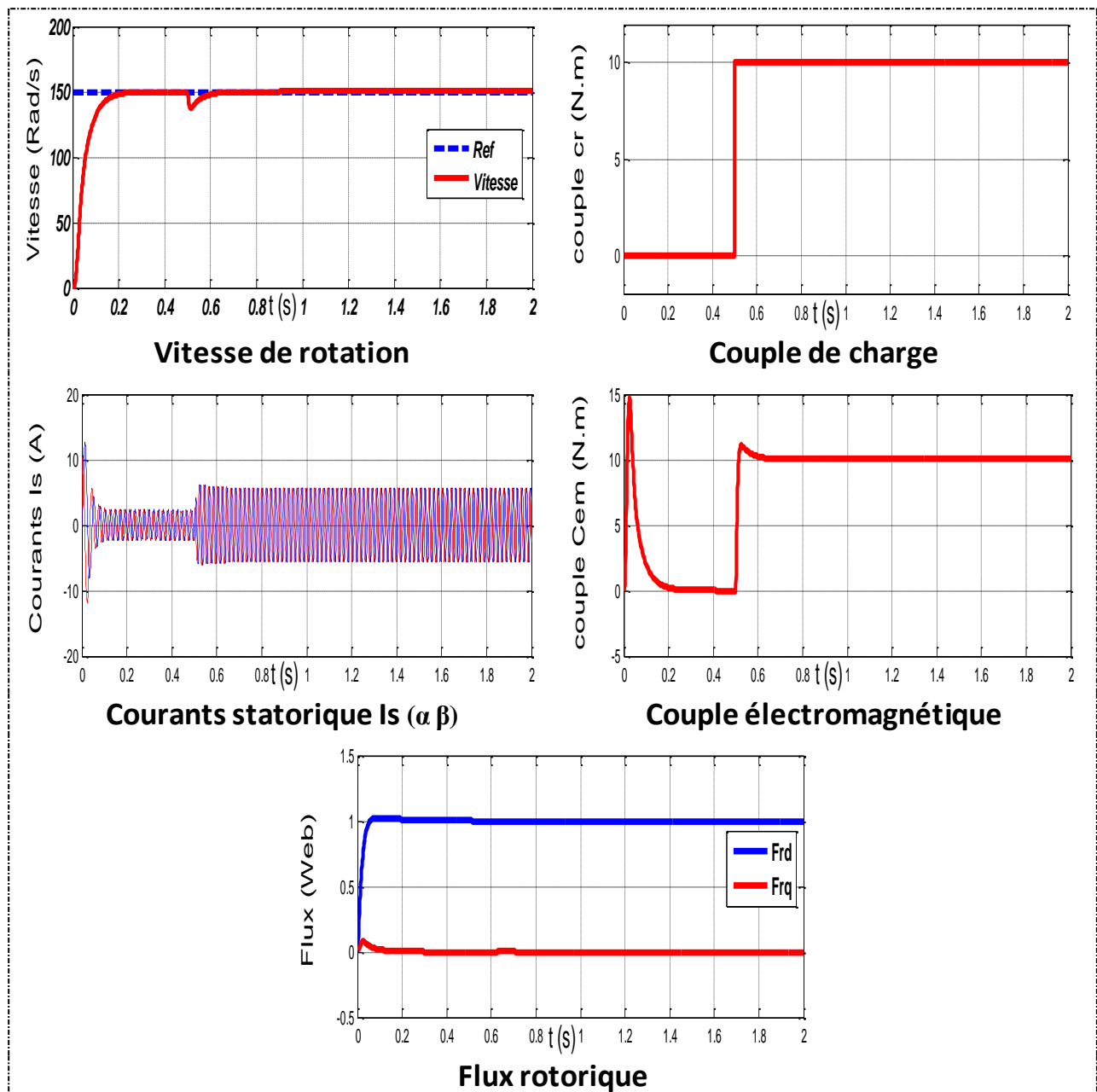


Figure II-8 : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge $C_r = 10 Nm$

Nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence $N = 150$ (Rad/s), suivi d'une application de charge nominale $C_r = 10 Nm$ à l'instant $t = 0.5$ sec, pour tester la robustesse de la régulation. Les résultats de simulation sont présentés par la Figure (II-8) où nous trouvons que la vitesse suit avec de bonnes performances dynamiques et sans erreur statique la vitesse de référence même après application du couple de charge.

Nous constatons qu'il y a un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes I_{ds} et I_{qs} du courant statorique.

Le couple admet une forte valeur avec une oscillation (fort appel de courant au démarrage, Court mais important) et suit parfaitement sa référence. Puis après l'application du couple de charge $C_r = 10 Nm$, le couple électromagnétique se rétablit et atteint sa valeur finale de charge $C_{em} = 10 Nm$.

La Figure (II-8) montre aussi que le courant I_{qs} est l'image du couple C_{em} qui suit également sa référence. Le courant I_{ds} est quasiment stable et suit sa référence.

On trouve aussi dans la Figure (II-8) la courbe de la tension de commande V_{as} , dans laquelle nous constatons que lors de l'application de la charge, la commande augmente dans le but de conserver la vitesse à sa valeur de référence, la même remarque pour le courant statorique I_{as} .

II.8.3 Test d'inversion de vitesse :

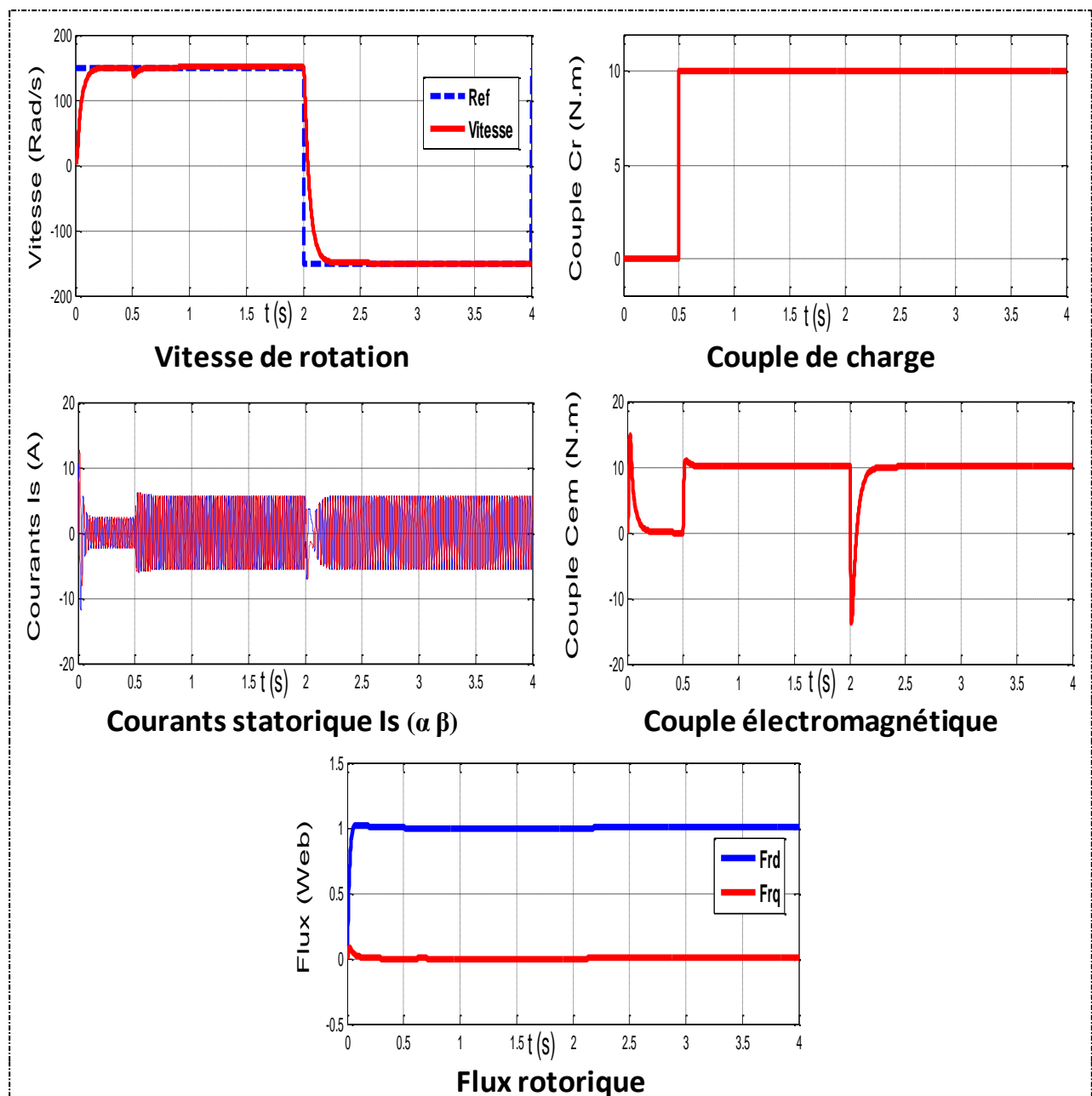


Figure II-9 : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse.

La Figure (II-9) présente le test d'inversion de vitesse de la machine avec charge. Ce test permet d'évaluer davantage les performances de cette commande, dans laquelle nous introduisons un changement de consigne de vitesse de '150 (Rad/s)' à '-150 (Rad/s)' comme suit :

- À $t = 0s$ la machine démarre à vide.
- Don $t=0.5$ on applique une charge $C_r = 10 Nm$.
- don $t > 2s$ on inverse la consigne de vitesse à '-150 (Rad/s)',

D’après la Figure (II-9), on constate que le couple électromagnétique et les composantes du courant marquent des pics lors de l’inversion du sens de rotation, puis se stabilise au régime permanent, la vitesse suit sa référence et le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de cette commande vis-à-vis les variations du sens de rotation avec charge

II.8.4 Robustesse vis à vis à la variation la résistance rotorique :

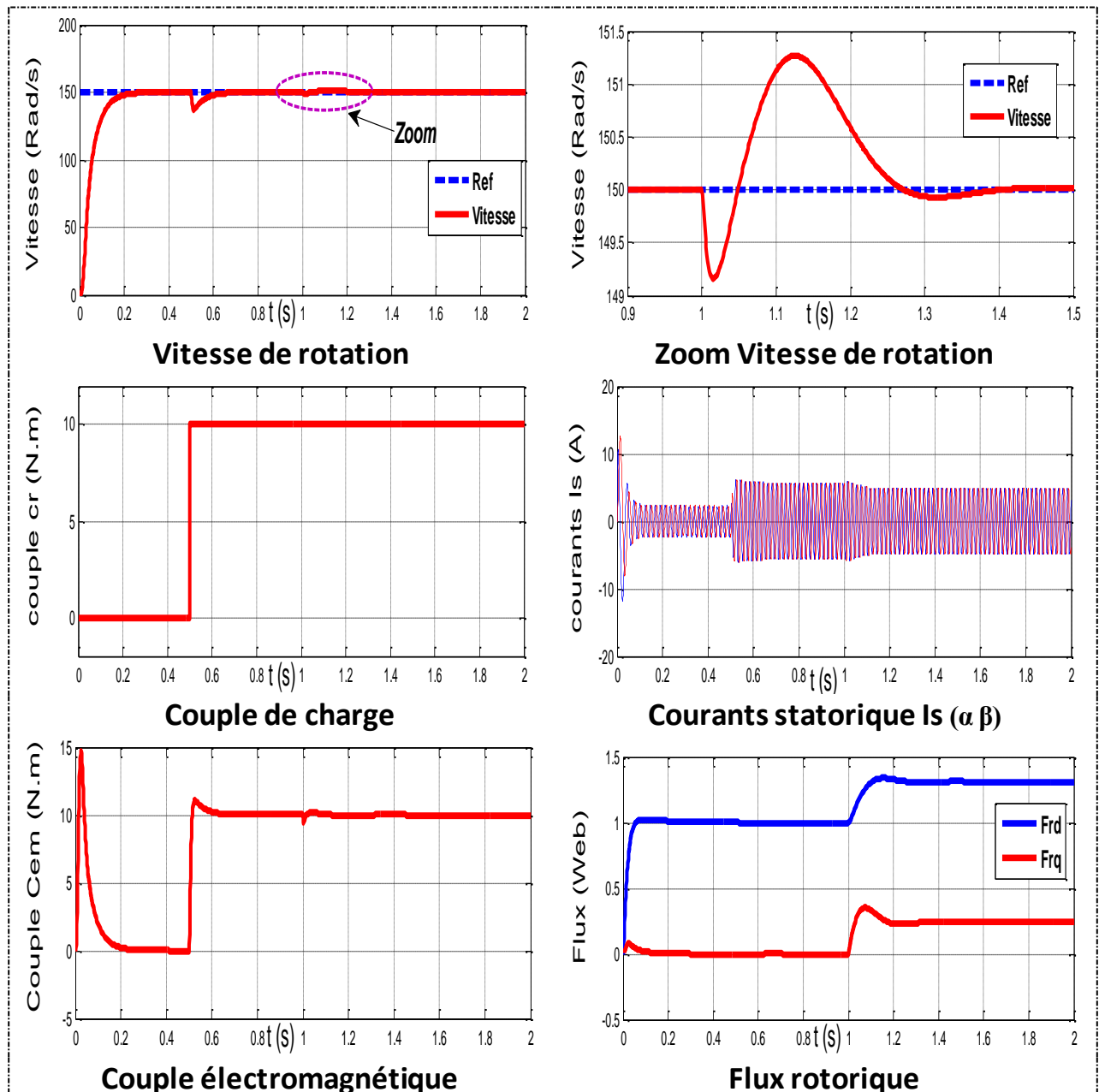


Figure II-10 : Effet de variation paramétrique ($R_r + 150\% R_r$).

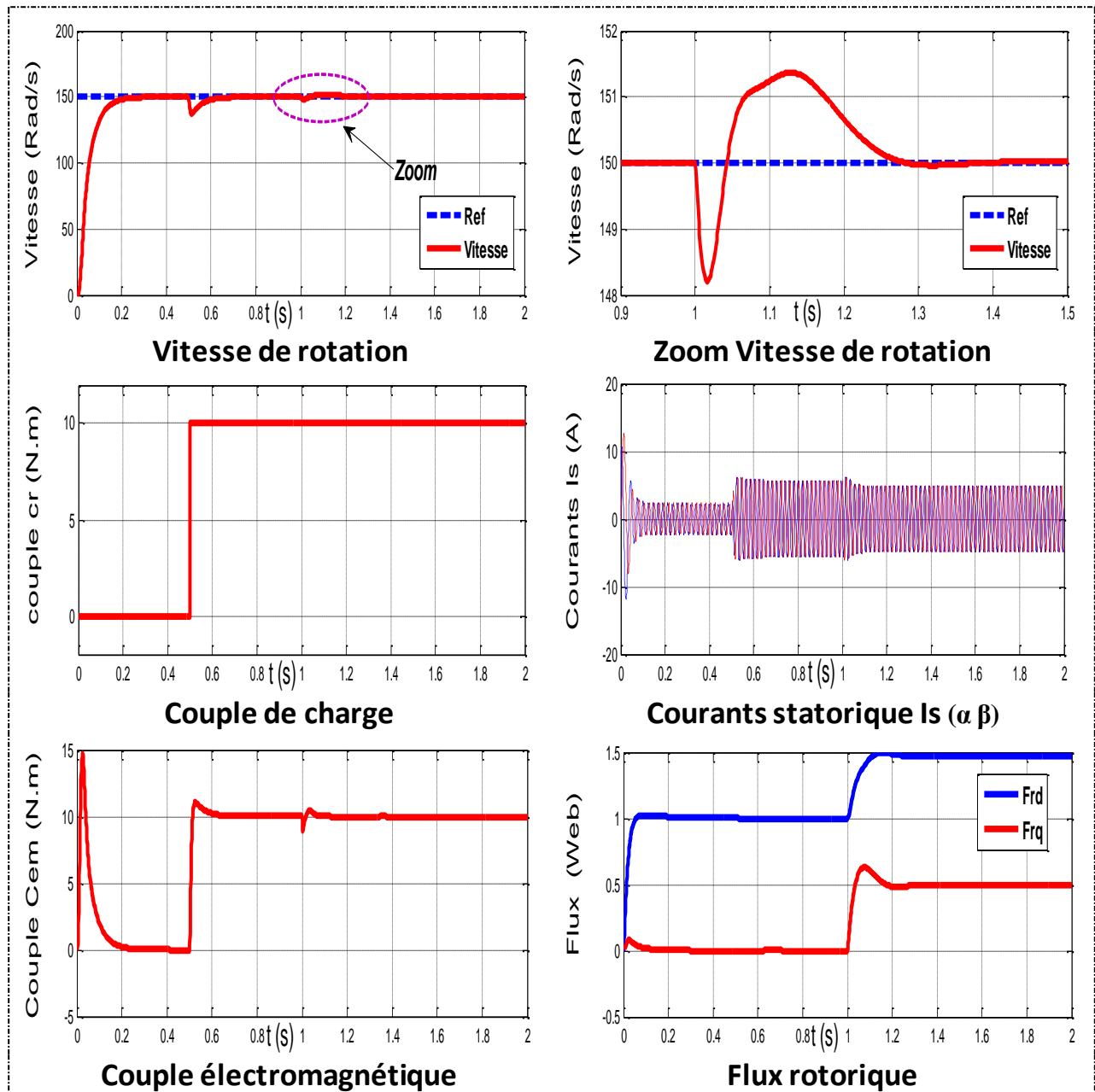


Figure II-11 : Effet de variation paramétrique ($R_r + 200\%R_r$).

Dans cette partie la robustesse de la commande vectorielle sous régulateur PI vis-à-vis de la variation des paramètres électriques du moteur est étudiée. Les Figure (II-10) et (II-11) présentent l'effet de la variation paramétrique de la résistance rotorique R_r , où nous présentons les résultats de simulation lors d'une variation (augmentation) de cette résistance de $R_r + 150\%R_r$ et $R_r + 200\%R_r$, respectivement.

La robustesse de cette commande est conservée pour la première paramètres électriques du moteur (R_s), tandis que pour la deuxième variation paramétrique (très grande), on constate que cette commande devient non robuste (perte de découplage), ce qui provoquera pour des

variations supérieures à 200% une instabilité du système Figure(II-11) et une divergence de la vitesse de rotation par rapport à la vitesse de référence.

II.8.5 Essai à basse vitesse (zéro vitesse) :

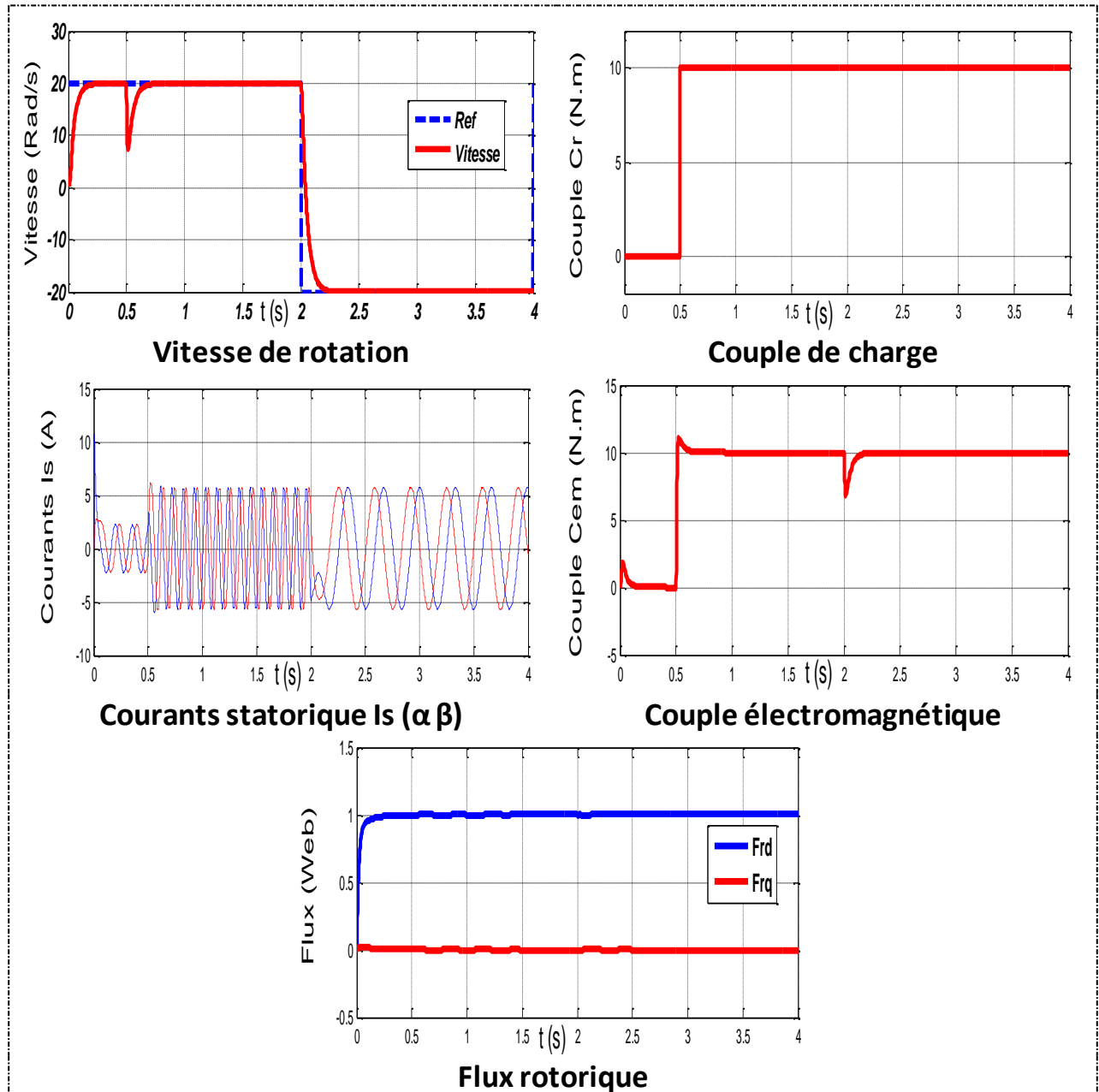


Figure II-12: Résultats d'un fonctionnement à basse vitesse.

Dans cet essai on fait tourner la machine pour deux vitesses de rotations : $N = 20(Rad / s)$ et $N = -20(Rad / s)$. Les résultats de simulation sont illustrés par la Figure (II-12). On note que la qualité de cet essai n'est pas trop satisfaisante, ce qui montre l'incapacité du régulateur PI à commander la machine aux faibles vitesses.

II.9 CONCLUSION :

Dans ce chapitre on a vu l'application de la commande vectorielle sur la machine asynchrone. Cette stratégie qui nous permet de faire un découplage entre le couple et le flux pour assurer une commande efficace et robuste. Cette commande permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continu à excitation séparée. Deux types de commandes vectorielles ont été présentés, directe et indirecte. Les résultats de simulation que nous avons donnés sont relatifs à la commande vectorielle indirecte. Ils montrent clairement la réalisation du découplage.

Une autre fois on a distingué que les régulateurs classiques (PI) donne toujours des meilleurs résultats pour un réglage de vitesse et sans dépassement mais l'inconvénient majeur de ses régulateurs reste la sensibilité pour les changements des paramètres de la machine. Dans le but de surmonter cet inconvénient nous proposons une technique de commande récente plus robuste basée sur la logique floue, elle fera l'objet des deux chapitres suivants.

Chapitre III

La logique floue

III.1 Introduction :

La logique floue est une description mathématique d'un processus basée sur la théorie des ensembles flous. Cette théorie introduite en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh. A cette époque la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), on commence à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement. Son but est, comme en automatique classique, de traiter des problèmes de commande de processus c'est-à-dire de gérer un processus en fonction d'une consigne donnée, par action sur les variables qui décrivent le processus, mais son approche est différente de celle de l'automatique classique. Elle se sert le plus souvent des connaissances des experts ou d'opérateurs qualifiés travaillant sur le processus [16].

Ces techniques de commande ont prouvé leur efficacité dans de nombreux problèmes de régulation industrielle. Les méthodes de commande avancées (Régulateur adaptatif, Commande prédictive, Commande robuste...) permettent de répondre aux exigences d'un certain nombre de systèmes fortement non linéaires. C'est dans ce même créneau que les méthodes de modélisation et de commande floues se positionnent [17].

La majorité des systèmes industriels complexes sont difficiles à contrôler automatiquement. Cette difficulté provient de :

- Leur non-linéarité.
- La variation de leurs paramètres.
- La qualité des variables mesurables.

Ces difficultés ont conduit à l'avènement et au développement de nouvelles techniques telles que la commande floue particulièrement intéressante lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématique précis du processus à commander ou lorsque ce dernier présente de fortes non linéarités ou imprécisions [18].

Le but de ce chapitre est de représenter un premier temps un bref rappel sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue [19].

III.2 La notion d'Ensembles flous :

La notion d'ensemble flou a pour but de permettre à des gradations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à cette classe.

III.3 Ensembles flous [20] :

III.3.1 Définition :

Un ensemble flou 'A' est défini sur l'univers de discours 'X' par sa fonction d'appartenance.

$$A: X \rightarrow [0,1]$$

A : représente le nom de l'ensemble.

$$x \rightarrow \mu(x)$$

x : le nom de l'élément.

Un ensemble flou 'A' peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnées :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (\text{III.1})$$

III.3.2 Variables linguistiques :

On utilise des expressions floues pour la description d'un procédé ou phénomène et parmi ces expressions on trouve :

- Rapide, lente
- Chaud, froid.
- Petit, grand.

Ces expressions forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue. Les systèmes basés sur la logique floue utilisent la connaissance humaine sous forme de règles « si-alors ».

III.4 Principe fondamental de la logique floue [21], [22] :

Afin de mettre en évidence l'idée de base de la logique floue et les principales notions utilisées, je présente un exemple explicatif qui est celui de classification des véhicules selon leurs vitesses sur trois ensembles :

- R=rapide.
- M=moyenne.
- L=lente.

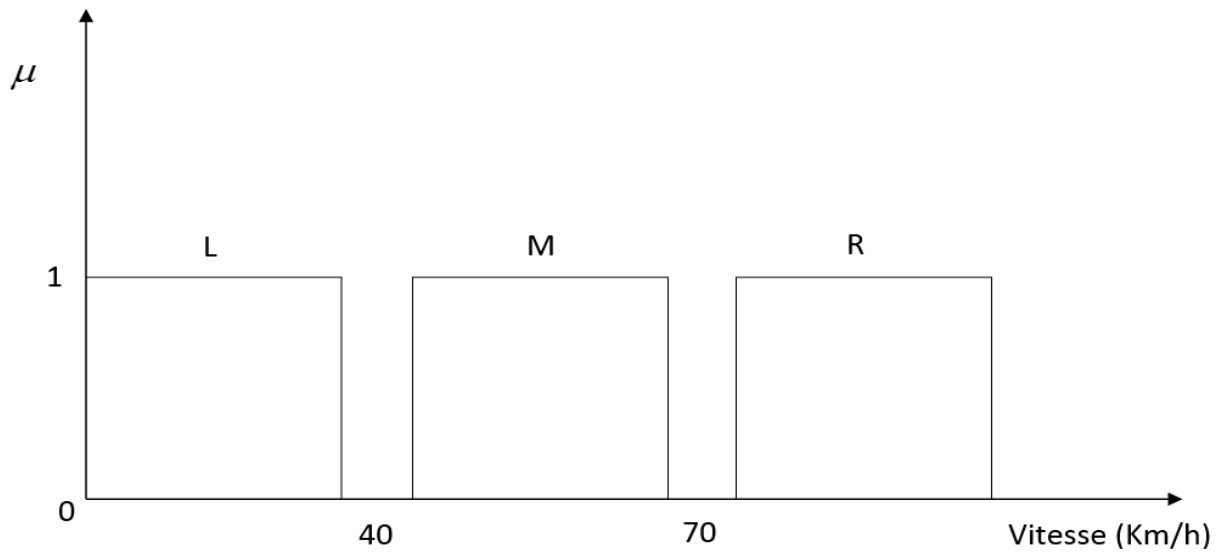


Figure III-1 : Comparaison des logiques floue et classique.

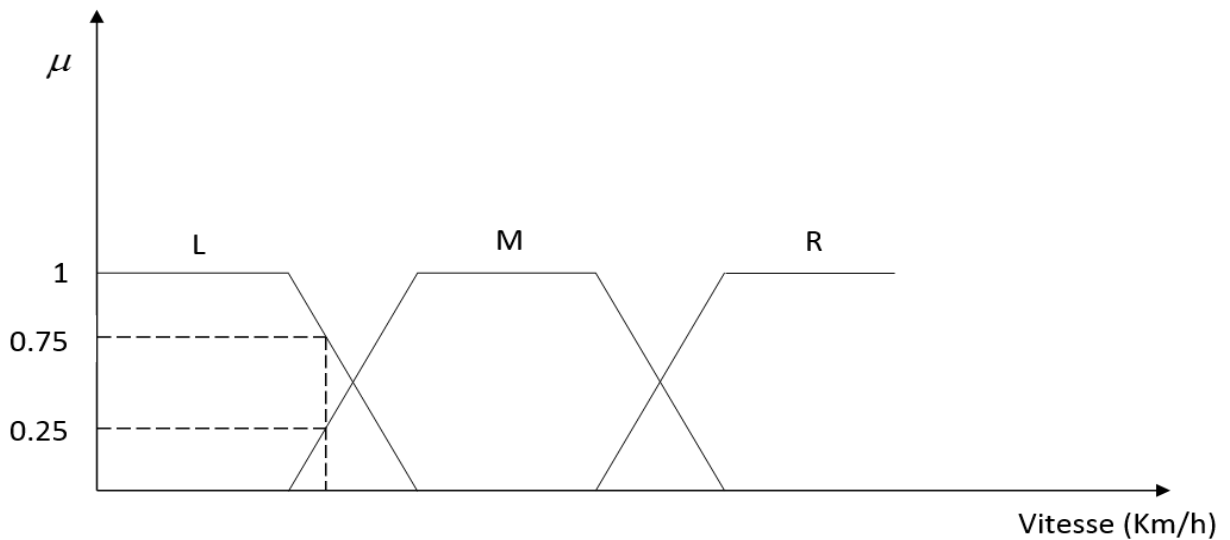


Figure III-2: Comparaison des logiques floue et classique.

La figure (III-1) représente un découpage de type booléen qui entraîne des effets pervers car : une vitesse inférieure à (40 km/h) est traduite 'L' mais pour une vitesse supérieure à 70 km/h, on passe à 'R', donc il n'y a pas de passage progressif comme la pratique.

Dans la deuxième figure (III-2), on remarque que les vitesses variables peuvent prendre des valeurs dans l'intervalle $[0,1]$, on parle donc de fonction d'appartenance μ .

Une voiture qui se déplace à une vitesse de 33km/h, appartient à l'ensemble 'L' avec un facteur d'appartenance $\mu = 0,75$ et l'ensemble 'M' avec un degré d'appartenance $\mu = 0,25$.

III.5 Ensembles flous et fonction d'appartenance :

La théorie des ensembles flous [23] permet d'exprimer l'idée d'une appartenance partielle d'un élément à un ensemble ou plus précisément son degré d'appartenance. Dans la théorie des ensembles classiques, un élément appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Néanmoins, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est distinctement défini.

Un ensemble flou A est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ exprimé entre les valeurs $[0,1]$ et qui quantifie le degré par lequel un élément ' x ' de ' X ' appartient à ' A '.

Plusieurs ensembles flous (par fois appelés sous-ensembles) peuvent être définis sur la même variable, chacune par une fonction d'appartenance, l'ensemble est appelé « Univers de discours X ».

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

III.6 Les Fonctions d'appartenance :

Les formes les plus couramment utilisées pour les fonctions d'appartenance sont les formes triangulaires, trapézoïdales ou Gaussiennes [24], [25].

III.6.1 Fonction d'appartenance trapézoïdale : [26]

$$\mu(x; a, b, c, d) = \max\left(0, \min\left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c}\right)\right) \quad (\text{III.3})$$

Où a, b, c et d sont les coordonnées des apex du trapèze. Si $b=c$, nous obtenons une fonction d'appartenance triangulaire. Figure (III -3)

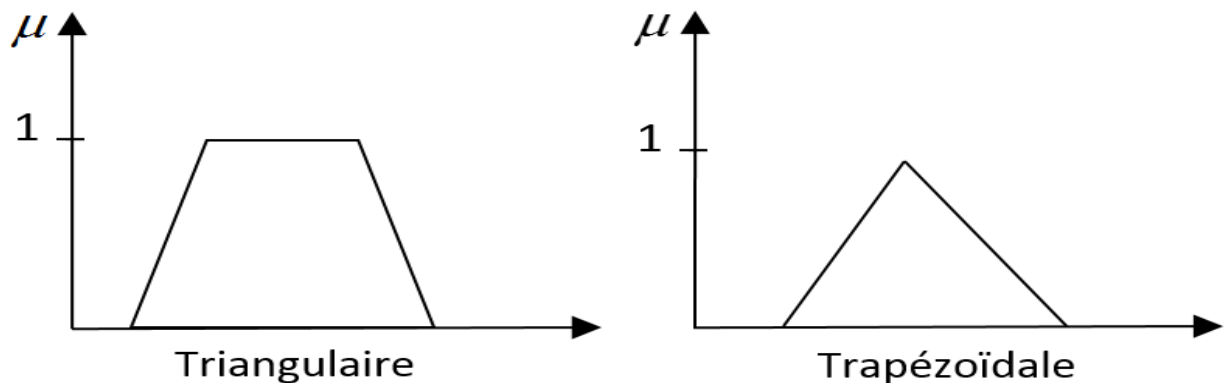


Figure III-3 : Fonction d'appartenance trapézoïdale et triangulaire.

III.6.2 Fonction d'appartenance exponentielle par morceaux :

$$\mu(x; c_g, c_d, w_g, w_d) = \begin{cases} \exp\left(-\left(x - c_g / 2w_g\right)^2\right) & \text{si } x < c_g \\ \exp\left(-\left(x - c_d / 2w_d\right)^2\right) & \text{si } x > c_d \\ 1 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Où c_g et c_d sont les limites gauche et droite, respectivement ; et w_g, w_d sont les largeurs gauche et droite, respectivement. Pour $c_g = c_d$ et $w_g = w_d$, la fonction d'appartenance gaussienne est obtenue. Figure (III-4)

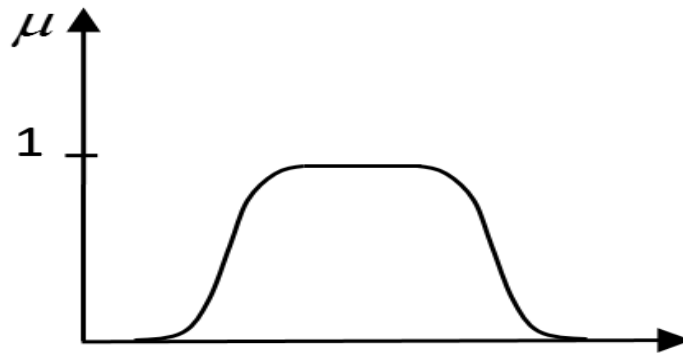


Figure III-4 : Fonction d'appartenance exponentielle par morceaux.

III.6.3 Fonction d'appartenance gaussienne :

$$\mu(x; c, \sigma) = \exp\left(-\left(x - c / 2\sigma\right)^2\right) \quad (\text{III.5})$$

Où c est le centre de la gaussienne et σ sa largeur (variance). Figure (III-5)

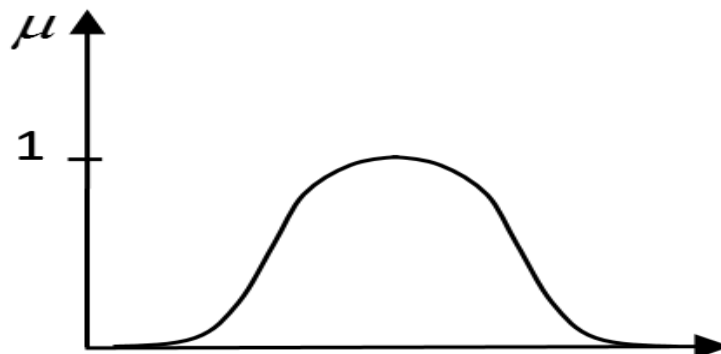


Figure III-5 : Fonction d'appartenance gaussienne.

III.6.4 Fonction d'appartenance singleton :

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

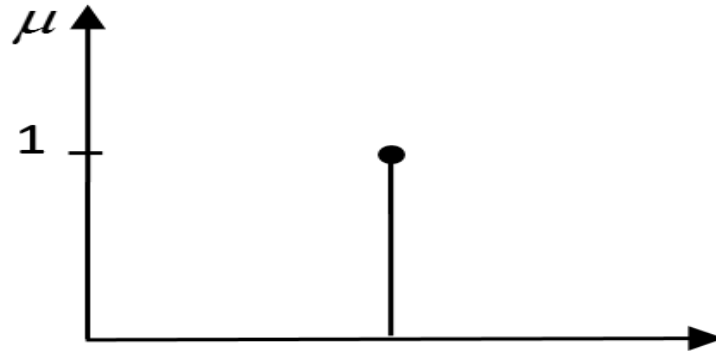


Figure III-6 : Fonction d'appartenance singleton.

En général, on utilise pour les fonctions d'appartenance trois formes géométriques : trapézoïdale, triangulaire et de cloche. Les deux premières formes sont les plus souvent employées en raison de, leur simplicité [27].

III.7 Le fonctionnement d'un système flou :

Le principe d'un système flou, c'est de pouvoir calculer des paramètres de sorties en fournissant au système un ensemble de règles formulés en langage naturel. Pour qu'il y ait comptabilités entre les données capteurs, ces règles et les paramètres de sortie, on doit décomposer un système flou en trois parties.

La première partie qui permettra de traduire une donnée numérique provenant d'un capteur en une variable linguistique s'appelle la 'fuzzification'. Grâce à une fonction d'appartenance créée par le concepteur du système flou, on va pouvoir transformer une donnée capteur quantitative en variable linguistique qualitative (par exemple, une donnée provenant d'un capteur pourrait être distance=10.56 mètre. Après 'fuzzification', on aurait donc distance=30%proche, 50%moyen, 20%loin).

La seconde partie est 'Base de règles & Mécanisme d'inférence' qui se chargera d'appliquer chacune des règles d'inférences. Ces règles d'inférences représentant les connaissances que l'on a du système dû à l'expertise humaine. Chaque règle génèrera une commande de sortie.

Enfin, la troisième étape est la 'défuzzification'. C'est l'étape permettant de fusionner les différentes commandes générées par le moteur d'inférence pour le donner qu'une seule commande de sortie et de transformer cette variable linguistique de sortie en donnée numérique [28].

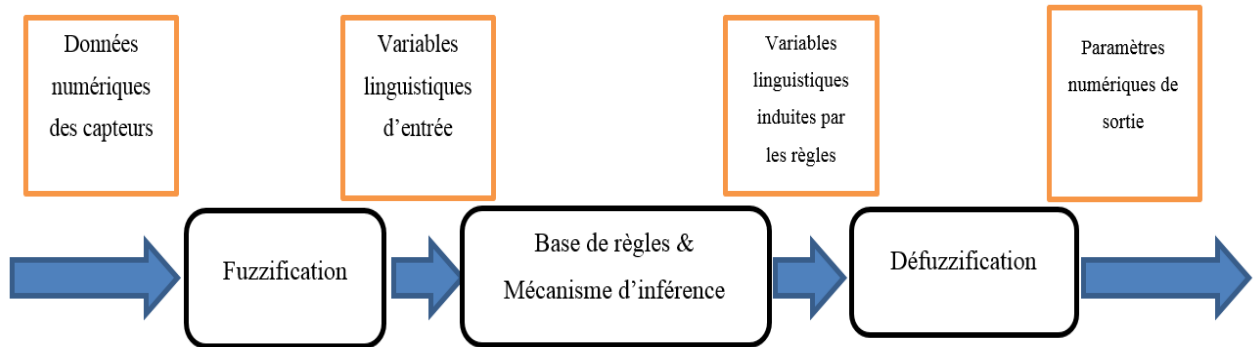


Figure III-7 : Schéma du régulateur flou.

III.7.1 L'interface de fuzzification :

Cette interface accomplit les fonctions suivantes :

- La définition des fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées.
- Le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques qui peuvent être ainsi traitées par les règles d'inférences.

Il existe deux techniques de fuzzification :

- La fuzzification singleton.
- La fuzzification non singleton.

La fuzzification singleton est la plus utilisée en contrôle, elle interprète un point numérique μ_0 comme un ensemble flou 'A' dans 'X', ayant pour fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

Avec :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

III.7.2 La fuzzification :

L'étape de fuzzification a pour but de transformer une donnée numérique en variable linguistique. Pour cela, le concepteur du système flou doit créer des fonctions d'appartenance. Une fonction d'appartenance est une fonction qui permet de définir le degré d'appartenance d'une donnée numérique à une variable linguistique [28].

III.7.3 Base de règles :

Les connaissances de l'expert sur un processus donné sont transformées en un ensemble de règles linguistiques de la forme suivante :

Si prémisses **Alors** conclusion

Les règles peuvent être représentées dans une matrice dite matrice d'inférence.

La prémisses est un ensemble de conditions liées entre elles par des opérateurs flous qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. Les plus communément utilisés sont :

- L'opérateur d'intersection "ET"
- L'opérateur d'union "OU"
- L'opérateur de la négation ou du complément "NON".

En prenant par exemple deux ensembles flous 'A', et 'B', d'où leurs fonctions d'appartenance respectivement, et appartenants à un univers de discours X. Les opérateurs susmentionnés sont définis alors comme suit [29] :

III.7.3.1 Opérateur « OU » :

Il correspond à l'union (C) de deux ensembles flous (A, B) exprimé mathématiquement par :

$$C = A \cup B \quad (\text{III.8})$$

En logique floue l'union est généralement réalisée par la formulation du maximum des fonctions d'appartenance comme suit :

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

III.7.3.2 Opérateur « ET » :

L'intersection $C = A \cap B$ est souvent réalisée par la formulation du minimum suivante :

$$\mu_C(x) = \min \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \} \quad (\text{III.10})$$

III.7.3.3 Opérateur « NON » :

Le complément d'un ensemble flou 'A' est défini par la fonction d'appartenance tel que :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (\text{III.11})$$

III.7.4 Mécanisme d'inférence :

Maintenant, il faut définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses ensembles flous. On parle alors de mécanisme d'inférence ou méthodes d'implication floue, pour les systèmes régulés par la logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes :

- Méthode d'inférence « *max-min* », dite méthode de Mamdani.
- Méthode d'inférence « *max-prod* », dite méthode de Larsen.
- Méthode d'inférence « *somme-prod* ».
- Méthode d'inférence de Sugeno.

À cause de sa simplicité la méthode de Mamdani est la plus utilisée [30], elle réalise l'opérateur "ET" par la fonction "*min*", la conclusion "ALORS" de chaque règle par la fonction "*min*" et la liaison entre toutes les règles (opérateur "OU") par la fonction "*max*".

$$\mu_A(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.12})$$

Enfin vient l'agrégation des règles qui est la dernière étape de l'inférence, elle permet de synthétiser les résultats obtenus en prenant en compte l'influence de l'ensemble des valeurs proposées par la décision floue.

III.7.4.1 Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani) :

La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « *ET* » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « *ALORS* », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « *OU* » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

III.7.4.2 Méthode d'inférence max-produit (méthode de Larsen) :

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur « *ET* » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « *ALORS* » est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « *OU* », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum.

III.7.4.3 Méthode de Sugeno :

L'opérateur « *ET* » est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

III.7.5 Défuzzification :

La défuzzification a pour rôle de fournir une action physique de contrôle à partir d'une action de contrôle flou, il existe plusieurs stratégies de défuzzification [27], les plus utilisées sont :

- La technique du maximum.
- La technique de la moyenne pondérée.
- La technique du centre de gravité.
- La technique des hauteurs pondérées.

III.7.5.1 *La technique du maximum* :

Est la plus simple, elle consiste à ne considérer pour chaque sortie que la règle présentant le maximum de validité cette technique est peu employée car elle représente des inconvénients lorsqu'il y a plusieurs valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance résultante est maximale.

III.7.5.2 *La technique de la moyenne pondérée* :

Le défuzzificateur examine l'ensemble flou qui détermine les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance est maximale, ensuite se fait le calcul de la moyenne des ces valeurs comme résultat de défuzzification.

III.7.5.3 *La technique du centre de gravité* :

Est plus performante et donne les meilleurs résultats. Elle consiste à déterminer le centre de gravité de la fonction d'appartenance de sortie à l'aide de la relation suivante :

$$\bar{x} = \frac{\int_{-1}^{+1} x \mu_B(x) dx}{\int_{-1}^{+1} \mu_B(x) dx} \quad (\text{III.13})$$

L'intégrale au dénominateur donne la surface, tandis que l'intégrale au numérateur correspond au moment de la surface.

III.7.5.4 *La technique des hauteurs pondérées* :

Le défuzzificateur d'abord évalue $\mu_B^k(x)$ en \bar{x}^k et calcul ensuite la sortie du système flou par :

$$x = \frac{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{x}) \bar{x}^k}{\sum_{k=1}^M \mu_B^k(\bar{x})} \quad (\text{III.14})$$

Où : $\overline{x^k}$ dénote le centre de gravité de l'ensemble flou B^k , l'équation ci-dessus est facile à utiliser. Cependant, son inconvénient réside dans le fait qu'elle n'utilise pas la forme entière de la fonction d'appartenance.

Elle n'utilise que le centre $\overline{x^k}$ du support de la fonction d'appartenance de la conclusion, et ceci sans tenir compte du fait que la fonction d'appartenance soit étroite ou large.

III.8 Opérateurs de la logique floue :

Une fois les ensembles flous définis, des opérations mathématiques concernant ce type d'ensembles ont été développées. Les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels. Les opérateurs de l'intersection, l'union, la complémentation et l'implication sont traduites. Par les opérations « ET, OU, NON et ALORS » respectivement. Soit 'A' et 'B' deux Ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont, ' μ_A ', ' μ_B ' respectivement.

Le tableau suivant résume quelques fonctions utilisées pour réaliser les différentes opérations. D'autre part, l'implication floue se construit à partir des propositions floues élémentaires. Pour cette opération, il existe encore plusieurs méthodes. Les plus souvent utilisées sont données par le tableau suivant [31].

<u>Appellation</u>	<u>Implication floue</u>
Zadeh	$\text{Max} \{ \min ((\mu_A(x), \mu_B(y)), 1-\mu_A(x)) \}$
Mamdani	$\text{Min} (\mu_A(x), \mu_B(y))$
Reichenbach	$1-(\mu_A(x)+\mu_A(y). \mu_B(y))$
Willmott	$\text{Max} \{ 1-\mu_A(x), \min (\mu_A(x), \mu_B(y)) \}$
Diènes	$\text{Max} (1-\mu_A(x), \mu_B(y))$
Brown gold1	Si $\mu_A(x) \leq \mu_B(y)$ $\mu_B(y)$ sinon
Lukasiewicz	$\text{Min} (1, 1-\mu_A(x)+\mu_B(y))$
Larsen	$(\mu_A(x), \mu_B(y))$

Tableau III-1:Opérateurs de la logique floue.

III.9 Conclusion :

Les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception. Une simulation à base d'un contrôleur flou saura effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone est l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV

COMMANDE FLOUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

IV.1 Introduction :

Les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système et un traitement analytique à l'aide de fonction de transfert ou d'équations d'état. Par contre le réglage par logique floue donne une approche plutôt programmatique, permettant d'inclure les expériences acquises par les opérateurs. Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur Lotfi Zadeh de l'université de Californie de Berkeley [32].

Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage. A partir de 1985, ce sont les Japonais qui commencèrent à utiliser la logique floue dans les produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

Dans ce contexte on appliquera cette commande (non adaptative) pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone triphasée. Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation, et les tests de robustesse seront aussi effectués.

Le but de ce chapitre est de représenter l'application de la logique floue pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone triphasée par un remplacement du régulateur classique de vitesse de commande par linéarisation entrée sortie par un régulateur flou (non adaptative).

IV.2 La commande par logique floue de la MAS :

Dans cette section, nous présentons un régulateur flou pour le réglage de la vitesse d'une MAS on utilise le régulateur de type Mamdani.

IV.3 Régulateur de type mamdani :

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

IV.4 Structure du régulateur par logique floue :

Le régulateur à logique floue possède en générale deux entrées, l'erreur " e " ($e = r - x$) et la variation de l'erreur " Δe " $\Delta e = e - e_0$. Pour un régime transitoire convenable et un bon réglage de la vitesse. Pour cela on choisit une forme triangulaire pour la fonction d'appartenance distribuée de manière équidistante avec chevauchement ce qui conduit à une caractéristique linéaire ou quasi- linéaire [33].

Le bloc R.L.F (REGULATEUR DE LA LOGIQUE FLOUE) est l'organe principale du régulateur contenant l'interface de fuzzification qui représente l'univers de discours et les

variables linguistiques, puis l'inférence qui fournit l'action (la décision) de la commande, et l'inférence de défuzzification qui transforme la commande floue à une commande non floue pour contrôler notre système.

IV.5 Conception d'un contrôleur flou pour le réglage de la vitesse :

Le choix des variables d'entrée et de sortie est la première étape à mener pour la conception d'un contrôleur flou. Les étapes suivantes : la normalisation de ces variables dans un domaine bien défini, la fuzzification, l'inférence et son traitement et finalement la défuzzification.

IV.6 Le choix des variables d'entrées et de sorties :

Pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone, nous avons choisi comme variables d'entrées l'erreur 'e' qui est la différence entre la vitesse de référence imposée par l'opérateur, et la vitesse de rotation du rotor de la machine. L'autre variable d'entrée est la dérivée de l'erreur qui représente la différence entre l'erreur actuelle et l'erreur précédente ($\Delta e = e - e_0$). Comme variable de sortie une seule variable de commande qui est le couple de référence (C_{em}^*) est choisie [34].

IV.7 Commande floue type-1 :

Le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie est représenté par la figure (IV-1).

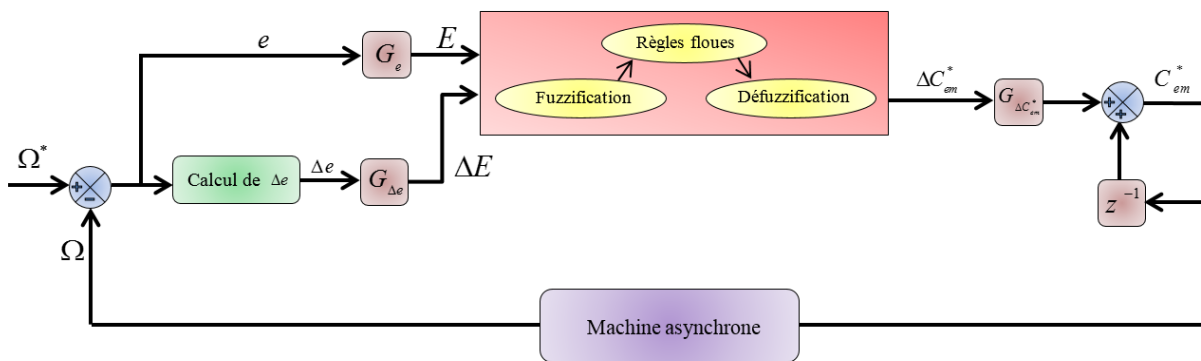


Figure IV-1 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse à gain de commande fixe

D'après le schéma de la figure (IV-1), le régulateur flou est composé de :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur Δe au cours du temps.
- des facteurs d'échelles (normalisation) associés à l'erreur (G_e), à sa variation ($G_{\Delta e}$), et à la variation de la commande ($G_{\Delta C_{em}^*}$).

- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation.

IV.7.1 Fuzzification : [35]

La fuzzification représente d'une part le choix de l'univers de discours des variables linguistique. Ce choix est généralement basé sur l'expérience de l'opérateur. L'intervalle de l'univers de discours de l'erreur est choisi entre $[-1 \ 1]$, pour la dérivée de l'erreur entre $[-1 \ 1]$ et pour la sortie entre $[-2.5 \ 2.5]$. D'autre part la fuzzification consiste à choisi la forme des fonctions d'appartenance. Pour une raison de simplification en vue d'avoir le même effet de réglage dans les sens de rotation, les fonctions d'appartenance de forme triangulaire avec intersection de 50 % placées symétriquement par rapport à zéro sont utilisées. Le nombre des ensembles flous est sept pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement noté :

- NB: Negative Big (Négatif grand).
- NM: Negative Medium (Négatif moyen).
- NS: Negative Small (Négatif petit).
- ZO: Zero (Zéro).
- PS: Positive Small (Positif petit).
- PM: Positive Medium (Positif moyen).
- PB: Positive Big (Positif grand).

La représentation de ces ensembles flous est donnée par les figures (IV-2, IV-3, IV-4).

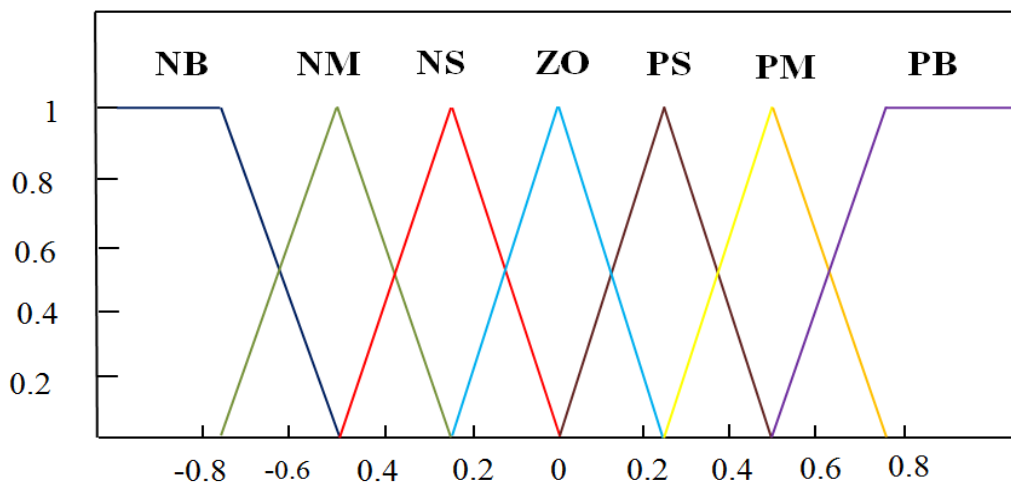


Figure IV-2 : Fonctions d'appartenance d'erreur 'e' du régulateur flou.

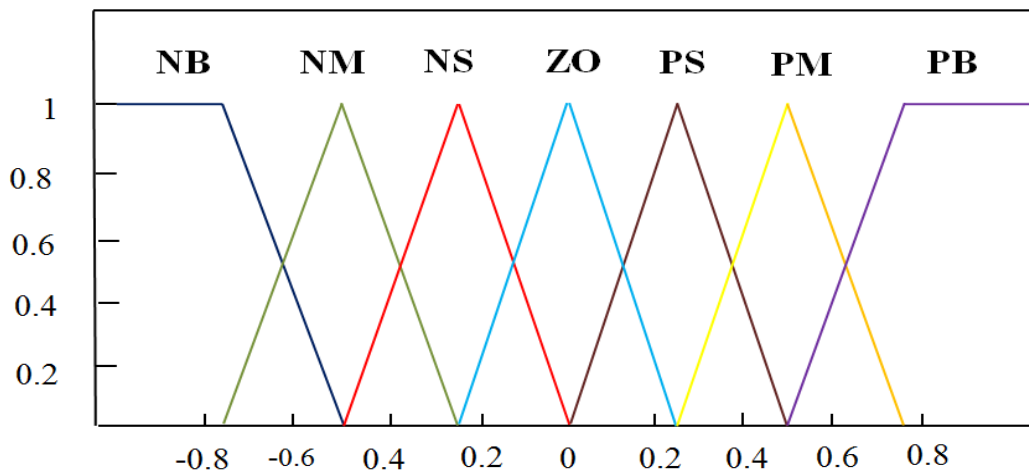


Figure IV-3 : Fonctions d'appartenance de la variation de l'erreur Δe du régulateur flou.

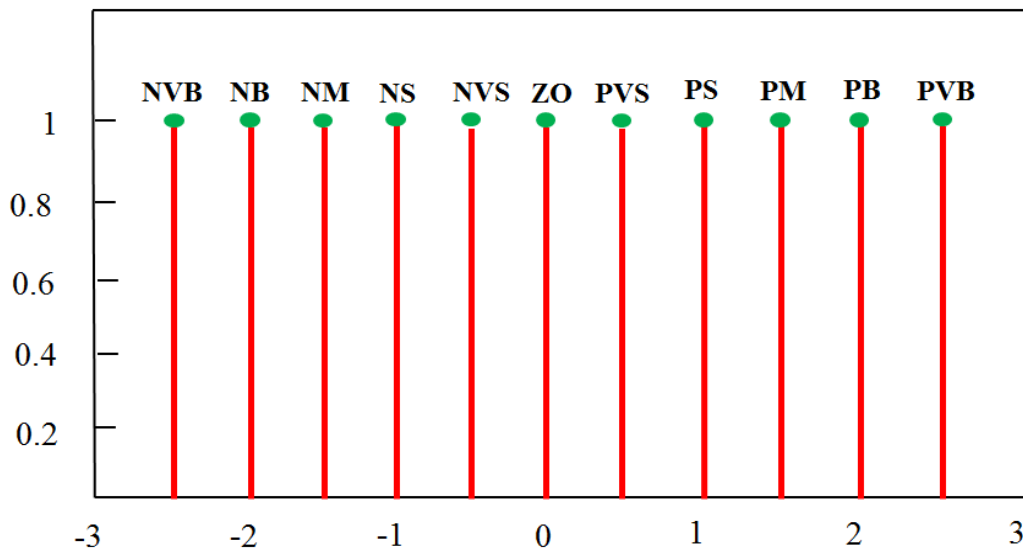


Figure IV-4: Fonctions d'appartenance de la variation du couple de commande du régulateur flou.

IV.7.2 L'inférence : [35]

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence, les règles d'inférence utilisées sont de type :

$$\text{Si } e \text{ est } x_1 \text{ ET } \Delta e \text{ est } x_2 \text{ ALORS } C_{em}^* \text{ est } x_3 \quad (\text{IV.1})$$

Le nombre des ensembles flous pour e et Δe est sept donc il faut $7 \times 7 = 49$ règles d'inférence. Sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important. Les

règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau (2).

- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique.

IV.7.3 Défuzzification : [35]

La défuzzification consiste à transformer la décision de sortie linguistique en une décision numérique connue pour commander le système. Pour notre cas d'étude nous avons utilisé la méthode du centre de gravité. Le nombre des ensembles flous de la sortie est 11 pour toutes les variables linguistiques qui sont successivement noté :

- NVB: Negative Very Big (Négatif très grand)
- NB: Negative Big (Négatif grand).
- NM: Negative Medium (Négatif moyen).
- NS: Negative Small (Négatif petit).
- NVS: Negative Very Small (Négatif très petit)
- ZO: Zero (Zéro).
- PVS: Positive Very Small (Positif très petit)
- PS: Positive Small (Positif petit).
- PM: Positive Medium (Positif moyen).
- PB: Positive Big (Positif grand).
- PVB: Positive Very Big (Positif très grand)

- D'un bloc sommateur qui calcul la valeur intégrale de la commande.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation [36] :

- L'erreur de vitesse notée « e » est définie par :

$$e = \Omega^* - \Omega \quad (\text{IV.2})$$

- La variation de l'erreur de vitesse Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k) \quad (\text{IV.3})$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée ΔC_{em}^* .

Les trois grandeurs, e , Δe et ΔC_{em}^* sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} E = G_e e \\ \Delta E = G_{\Delta e} \Delta e \\ \Delta C_{em}^* = G_{\Delta C_{em}^*} \Delta C_{em}^* \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

Où e et Δe sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

		Variation de l'erreur						
		NB	NM	NS	ZO	PS	PM	PB
Erreur	NB	NVB	NVB	NB	NM	NVS	ZO	PVS
	NM	NVB	NB	NM	NS	NVS	PVS	PS
	NS	NB	NM	NS	NVS	ZO	PS	PM
	ZO	NB	NS	NVS	ZO	PVS	PS	PB
	PS	NM	NS	ZO	PVS	PS	PM	PB
	PM	NS	NVS	PVS	PS	PM	PB	PVB
	PB	NVS	ZO	PVS	PM	PB	PVB	PVB

Tableau IV-1 : Table des règles du régulateur flou.

La sortie du contrôleur flou est la loi de commande, elle est fonction de l'erreur et de sa variation $C_{em}^* = f(e, \Delta e)$. Pour un régulateur flou type PI, l'action de commande C_{em}^* sera considérée comme une variation de commande, donc, l'action à un moment $k+1$ sera l'action précédente à l'instant k plus une proportion de la variation de commande comme le montre l'équation (4) :

$$C_{em}^*(k+1) = C_{em}^*(k) + G_{\Delta C_{em}^*} \Delta C_{em}^* \quad (IV.5)$$

Avec :

- $G_{\Delta C_{em}^*}$: gain associé à la commande $C_{em}^*(k+1)$, en général choisi faible pour assurer la stabilité du système, mais dans notre cas il sera auto-ajusté par un mécanisme d'ajustement flou.
- ΔC_{em}^* : la variation du couple de commande.

IV.8 Avantages Et Inconvénients de La commande par La logique floue [30] :

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages.

IV.8.1 Les avantages essentiels sont :

- Le non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus.
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser).
- La réduction du temps de développement et de maintenance.

- La simplicité de définition et de conception.

IV.8.2 Par contre, les inconvénients sont :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).
- La difficulté de montrer la stabilité dans tous les cas.

IV.9 Résultats de simulation :

Les fonctions d'appartenance de l'erreur et de sa variation sont choisies identiques de formes triangulaires et sont définies sur l'intervalle $[-1, 1]$ comme le montre la figure (IV-2, IV-3). Les fonctions d'appartenance de la variation du couple de commande sont choisies de formes singleton sur l'intervalle $[-2.5, 2.5]$ figure (IV-4).

La table des règles correspondante utilisée pour l'inférence floue est donnée dans la table (IV -1). Les facteurs d'échelle sont choisis comme suit :

$$\begin{cases} G_e = 1/|\Omega^*| \\ G_{\Delta e} = 1 \\ G_{\Delta C_{em}^*} = 0.9 \end{cases} \quad (IV.6)$$

Trois cas de simulation ont été testés (similairement aux tests réalisés avec le régulateur PI dans le chapitre (II), à savoir :

- Démarrage à vide suivi d'une application de charge.
- Test d'inversion de vitesse.
- Robustesse vis à vis la variation de la résistance rotorique.
- Essai à basse vitesse.

IV.9.1 Démarrage à vide suivi d'une application de charge :

La Figure (IV-5) donne les réponses du système lors d'un démarrage à vide avec une référence de (150 Rad/s), puis avec l'application d'une charge de (10N.m) à l'instant de (0.5s).

Les résultats obtenus montrent que les performances de poursuite de la consigne sont satisfaisantes. Le découplage de la machine est réalisé avec succès. La chute de la vitesse est de l'ordre de 3.5%, elle est éliminée en un temps de 0.25s.

On remarque que nous avons de bonnes performances dynamiques avant et après l'application de la charge. Le découplage Couple-Flux est assuré, ainsi que nous avons une très bonne réponse en couple.

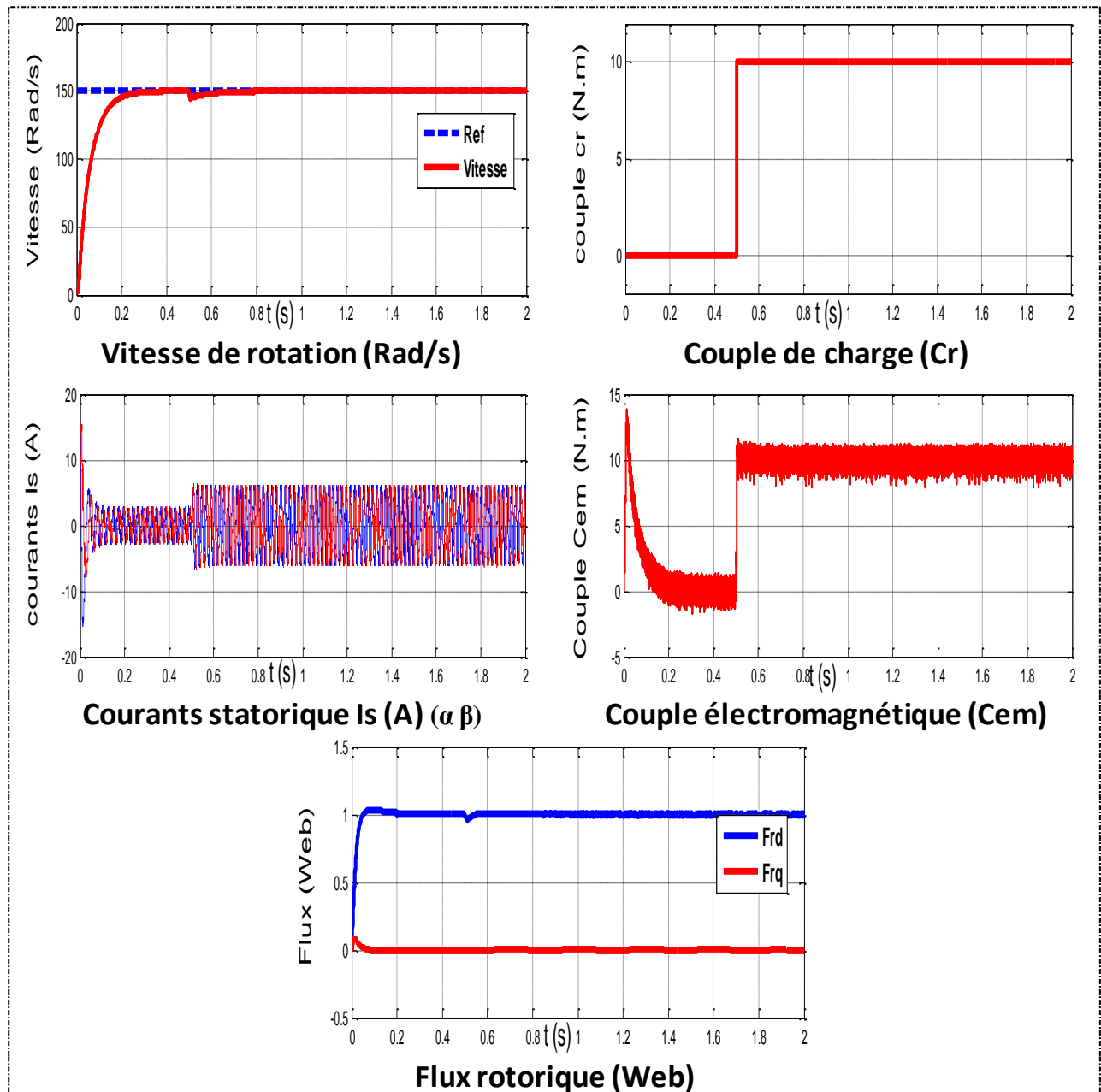


Figure IV-5 : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge $C_r = 10Nm$

IV.9.2 Inversion de vitesse :

Après le démarrage à vide de la machine avec une vitesse de référence de $150 (Rad / s)$, on applique une charge avec $C_r = 10Nm$ au moment $t = 0.5s$. A l'instant $t = 8s$ on inverse la

vitesse de rotation -150 (Rad/s). Les résultats de ce teste sont présentées dans la Figure (IV-6) qui montre la robustesse de cette commande vis-à-vis la variation du sens de rotation.

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement et l'application d'un couple résistant invoque une Légère chute de la vitesse de rotation.

L'application du couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal.

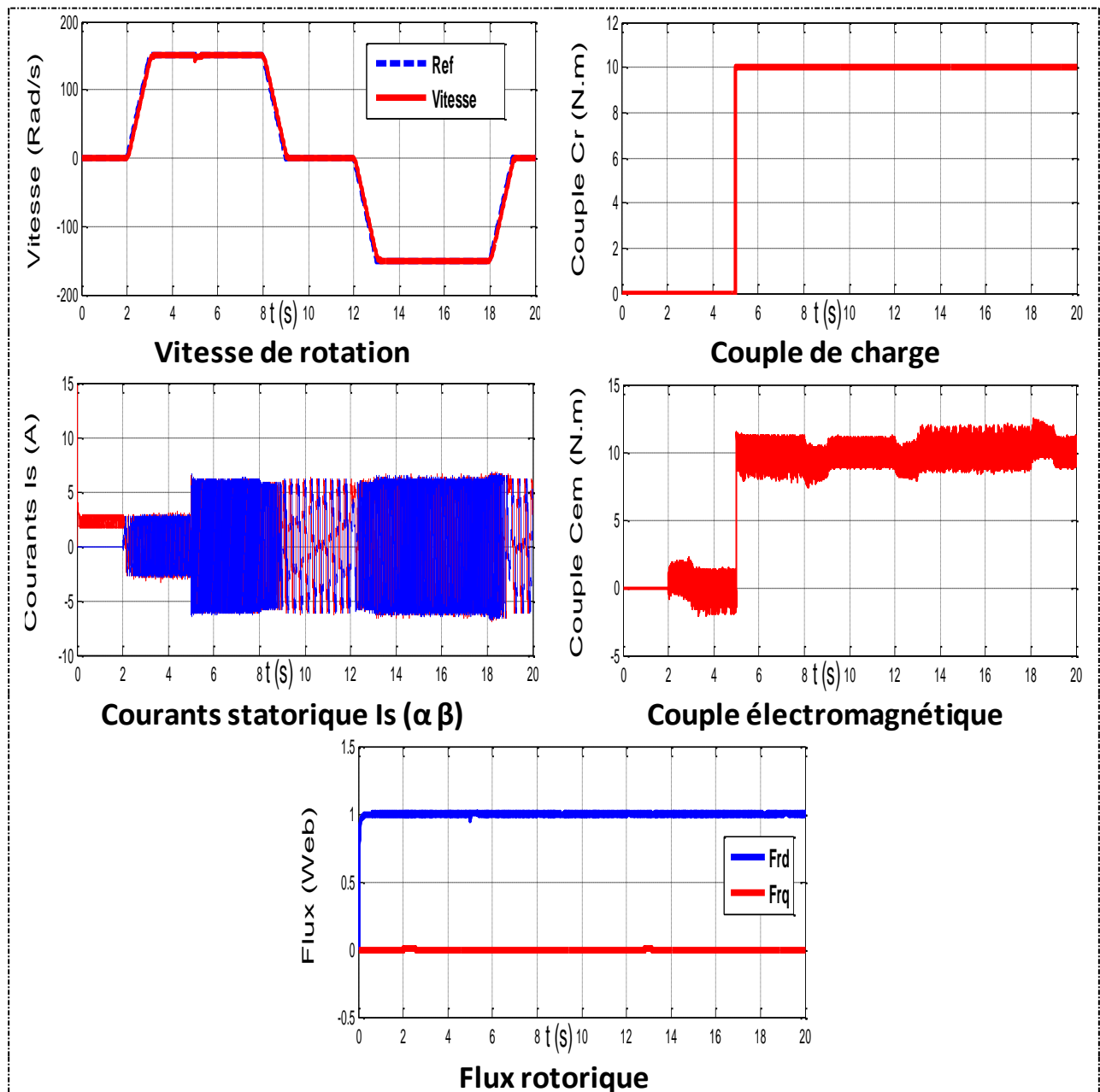


Figure IV-6 : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse.

IV.9.3 Robustesse vis à vis la variation de la résistance rotorique :

Pour tester la robustesse de cette commande vis-à-vis du changement de la résistance rotorique figure (IV-7,IV-8), nous avons provoqué une variation de $(R_r +150\%R_r)$ et $(R_r +200\%R_r)$ de R_r à l'instant de (2 s) ; et cela après, l'application d'une charge de 10 N.m à $t=1s$. Les résultats montrent que la vitesse subit une légère diminution à l'instant de la variation qui sera vite éliminée.

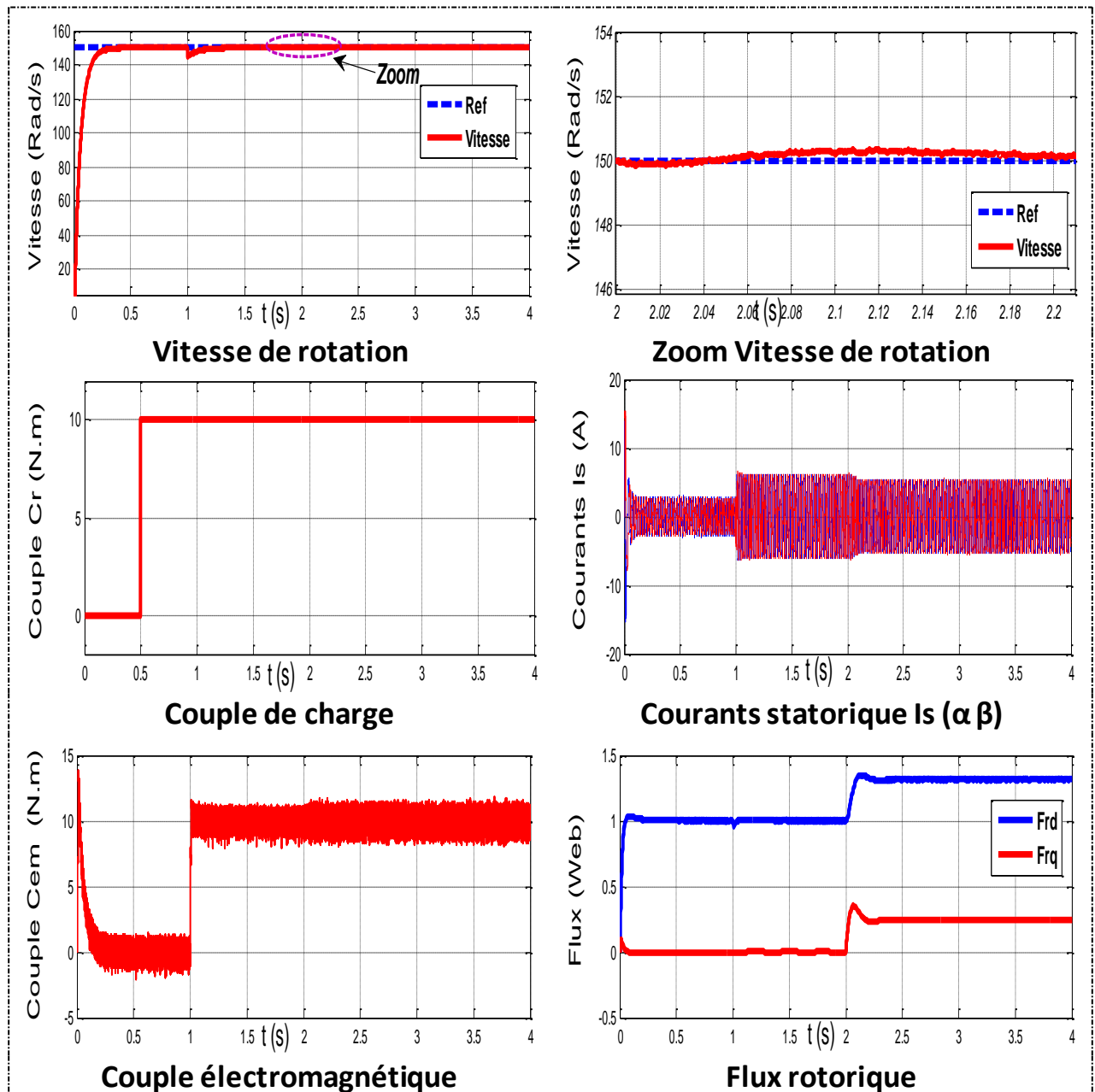


Figure IV-7 : Effet de variation paramétrique ($R_r +150\%R_r$).

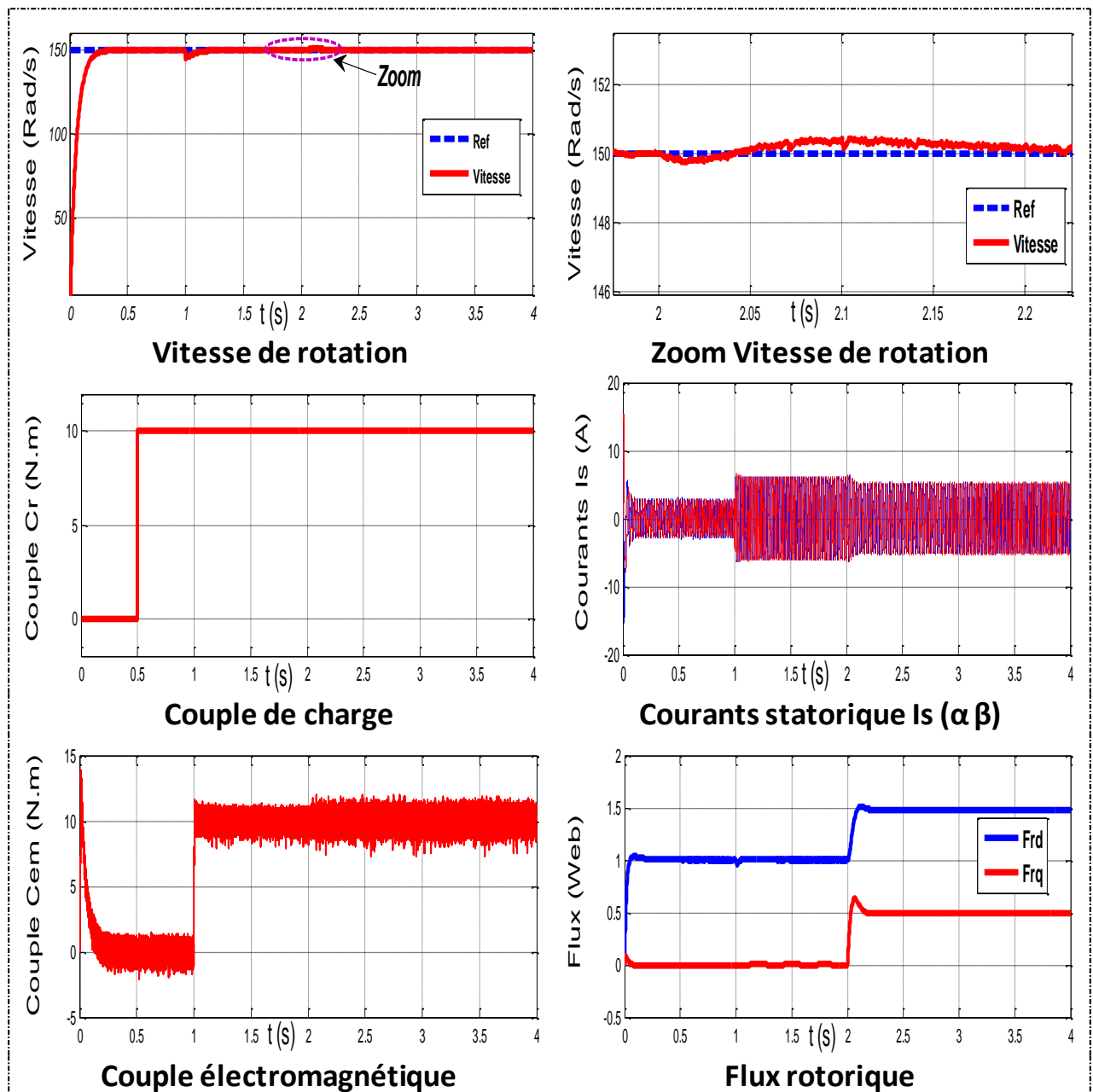


Figure IV-8 : Effet de variation paramétrique ($R_r + 200\%R_r$).

IV.9.4 Essai à basse vitesse (zéro vitesse) :

Dans cet essai on fait tourner la machine pour deux vitesses de rotations :

- $N = 20$ (Rad / s)
- $N = -20$ (Rad / s)

Avec une application de charge de $C_r = 10 Nm$ au moment $t = 5s$. Les résultats de simulation sont illustrés par la figure (IV.9), ou nous constatons que la qualité de cet essai n'est pas satisfaisante Parce que la vitesse subit une chute de 25%.

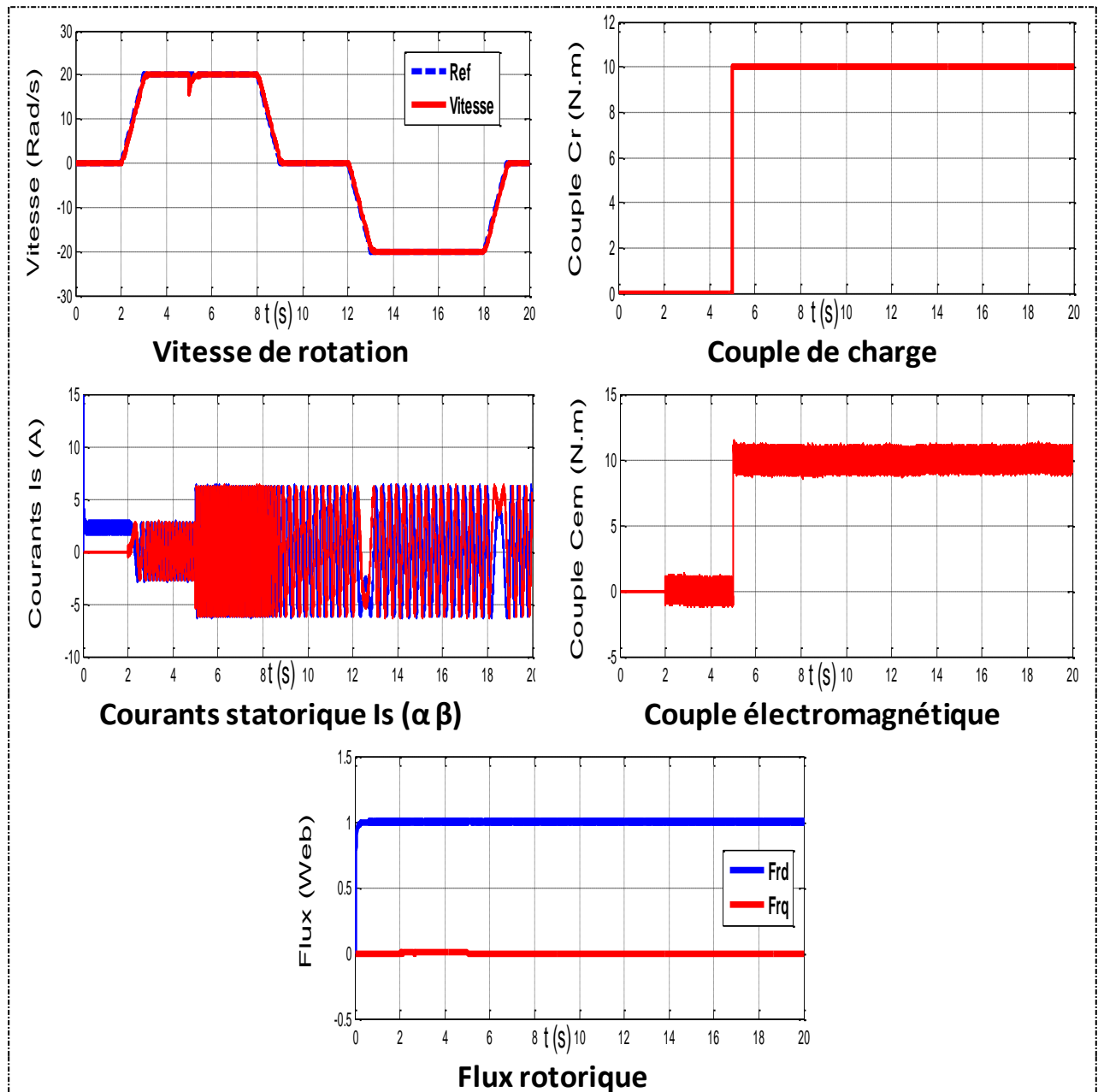
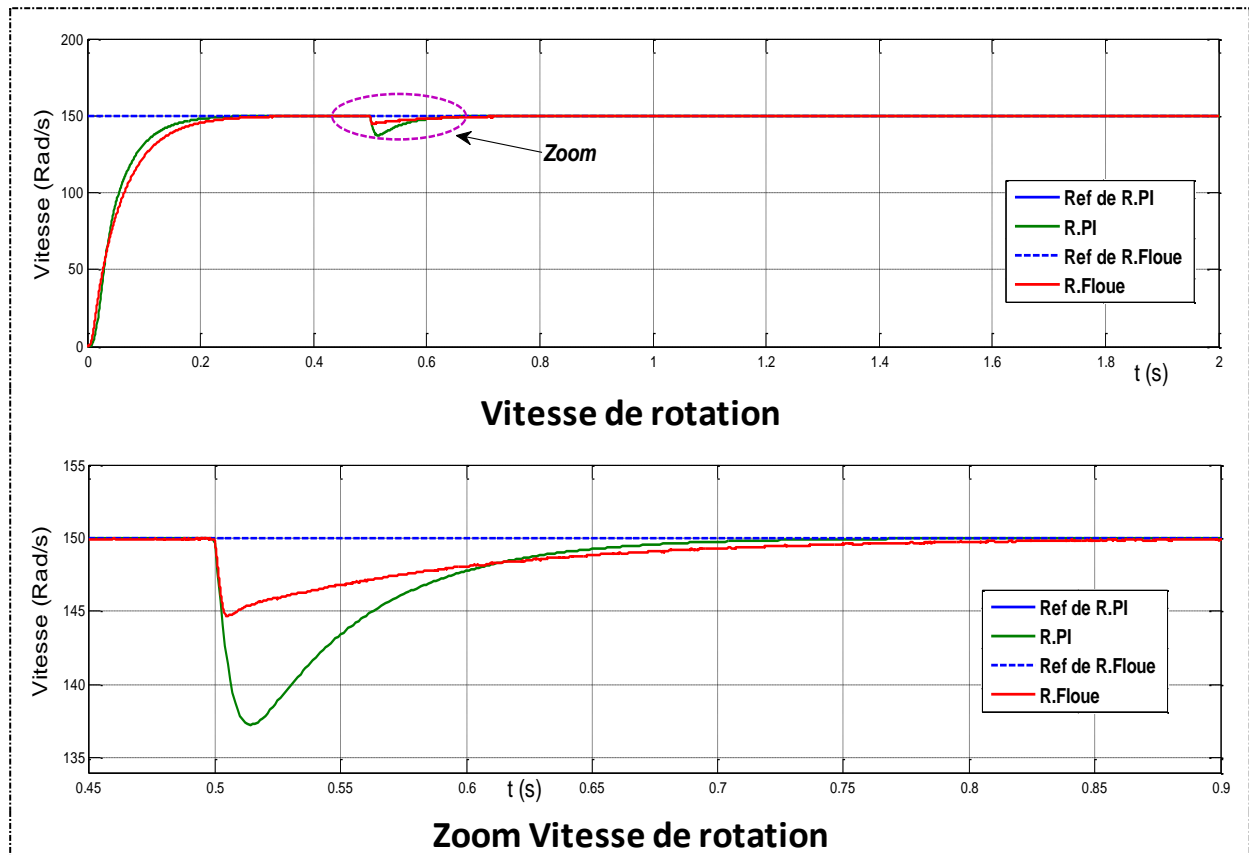


Figure IV-9 : Résultats de simulation lors d'un fonctionnement à basse vitesse.

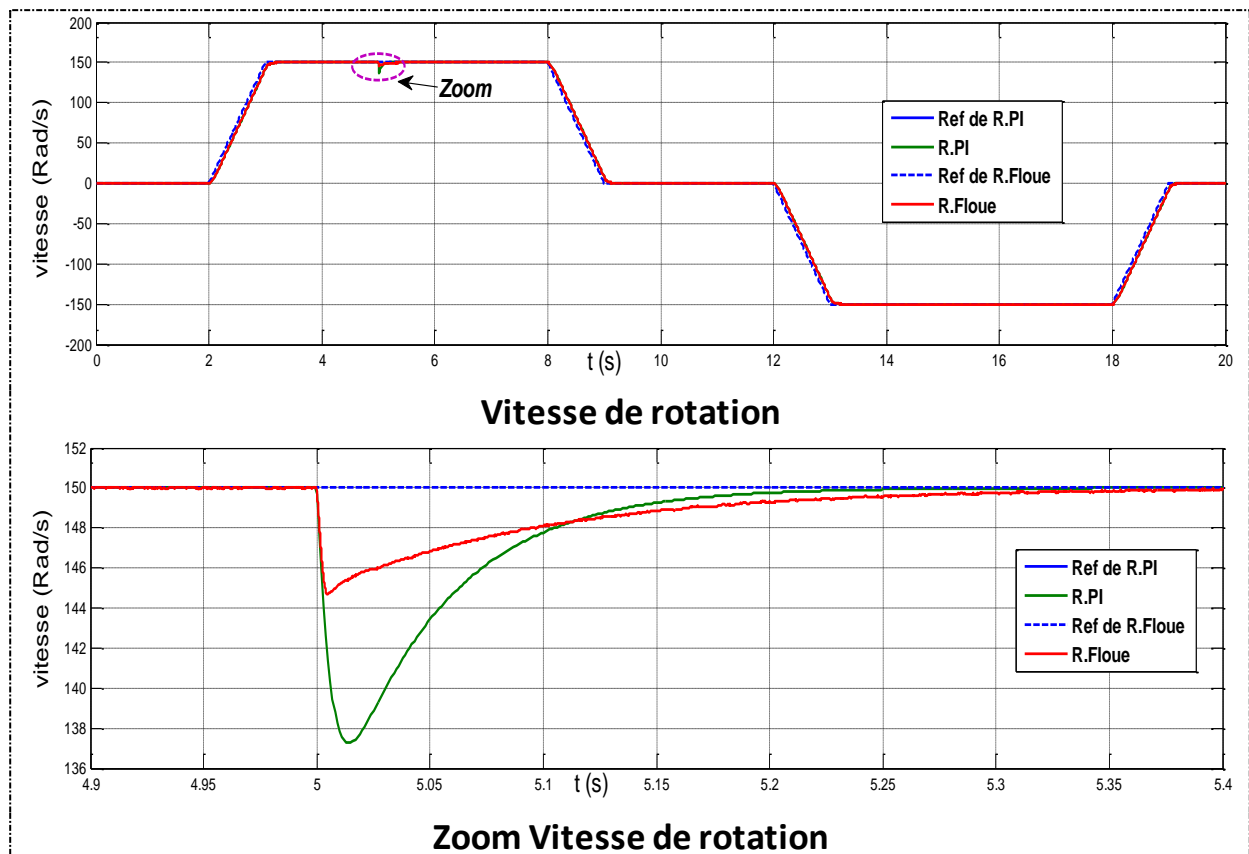
IV.9.5 La comparaison :

Afin de valider les performances du régulateur flou proposé les mêmes tests cités en haut ont été réalisés entre les deux régulateurs.

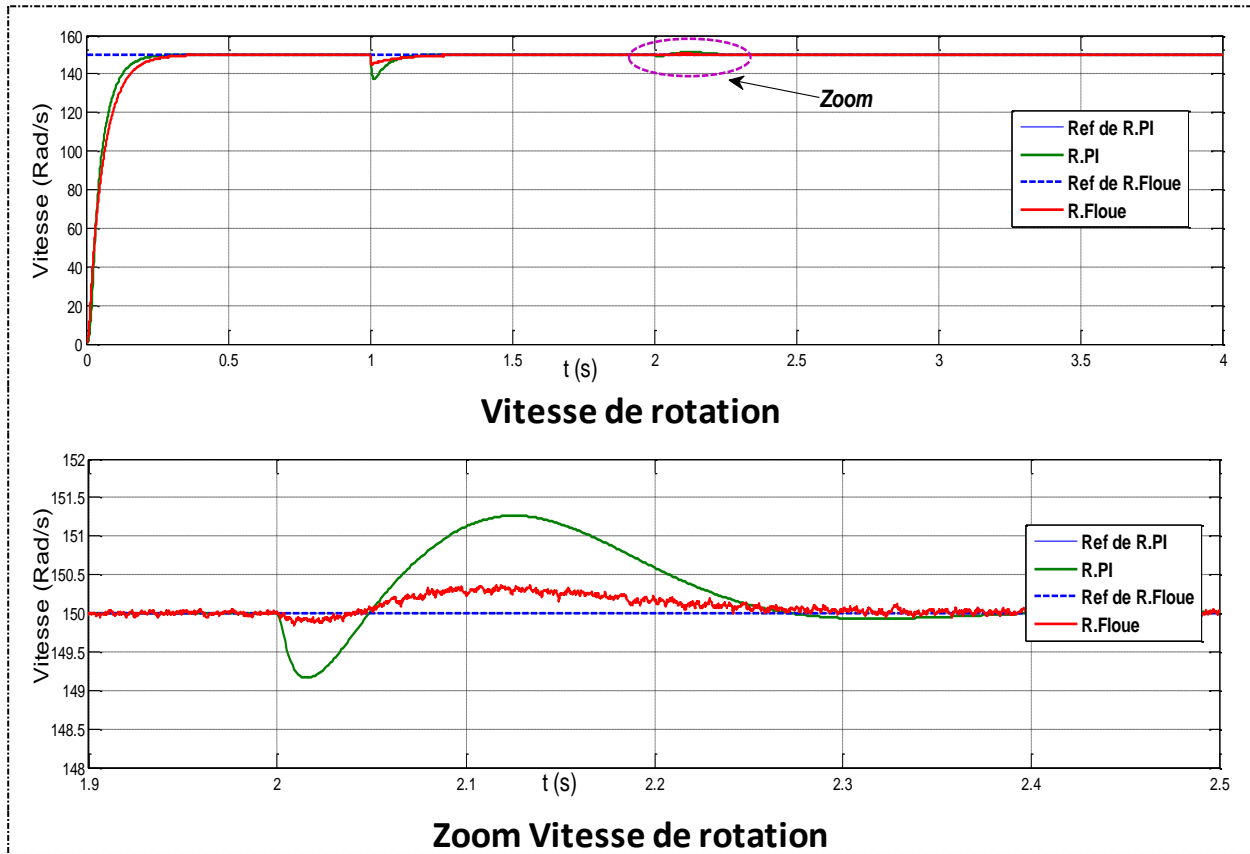
IV.9.5.1 Démarrage à vide suivi d'une application de charge :



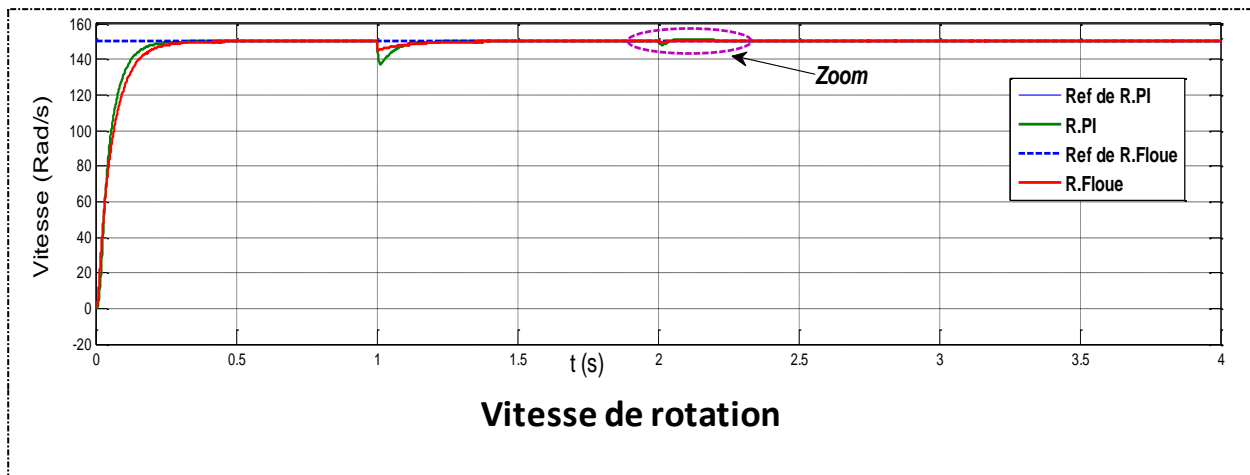
IV.9.5.2 Test d'inversion de vitesse :

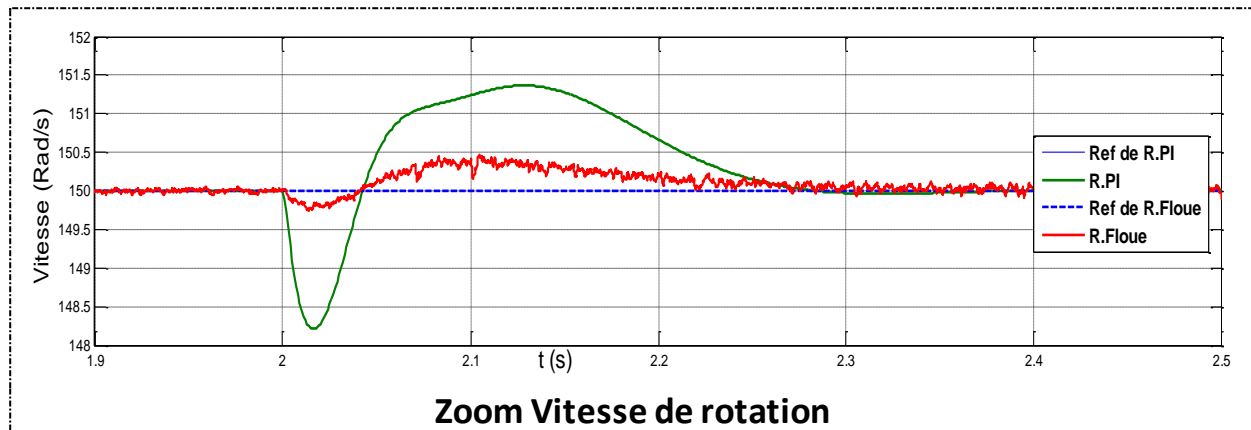


IV.9.5.3 Robustesse vis à vis la variation de la résistance rotorique ($R_r + 150\%R_r$) :

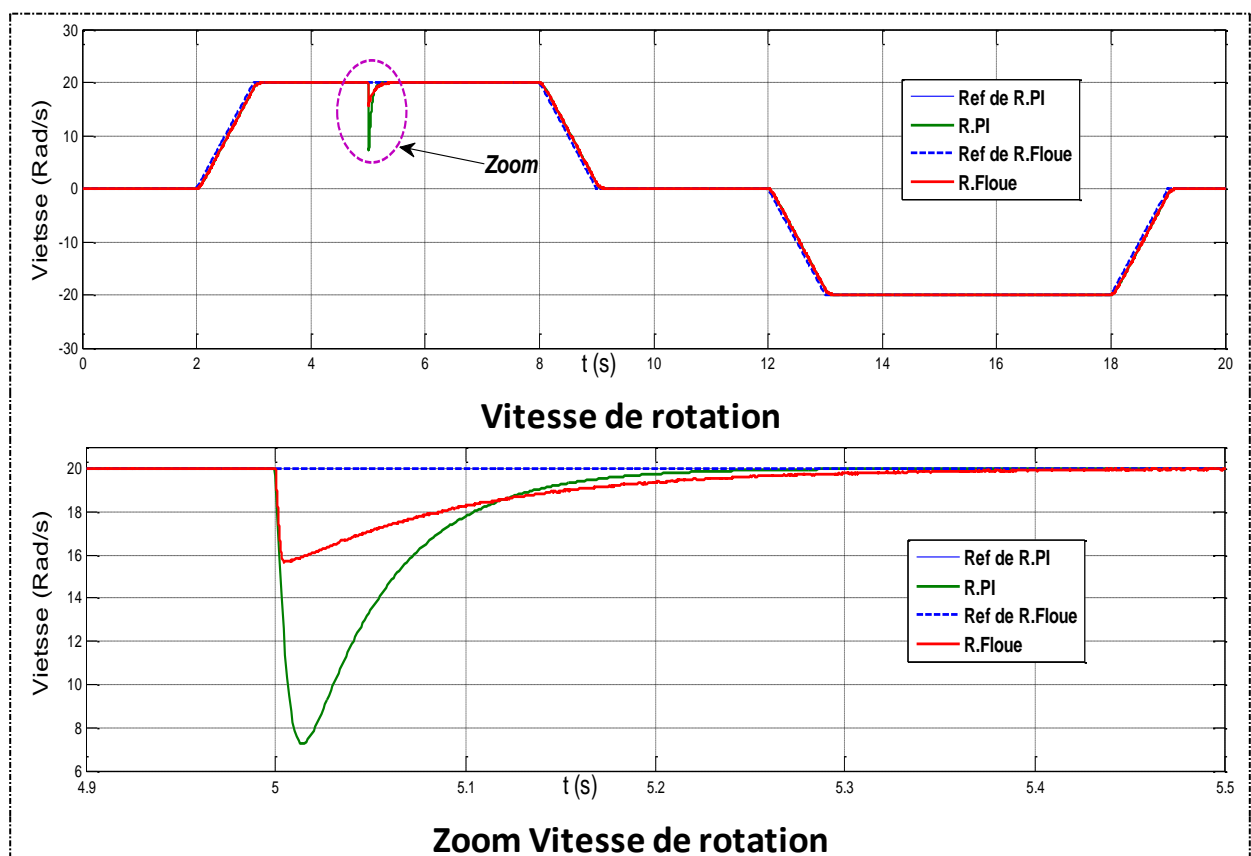


IV.9.5.4 Robustesse vis à vis la variation de la résistance rotorique ($R_r + 200\%R_r$) :





IV.9.5.5 Essai à basse vitesse :



Des résultats obtenus on peut conclure que :

- Le régulateur flou est moins sensible à la variation paramétrique que le régulateur classique.
- Le rejet de la perturbation est mieux que celui du régulateur classique.
- Les résultats obtenus pour l'essai à basse vitesse est très satisfaisant en comparaison avec un régulateur classique.

IV.10 CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons présenté une commande par logique floue toute en détaillant ses modules principaux tels que la Fuzzification, Règles, Inférences, et Déffuzification. Pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone dont le but d'obtenir de bonnes performances.

D'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que le régulateur PI floue pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone est plus performant qu'un régulateur classique, surtout pour les faibles vitesses et les variations paramétriques.

Conclusion générale :

Avec nos travaux de recherche présentés dans ce mémoire, nous avons voulu donner :

- Une introduction détaillée sur la logique floue.
- La méthode de conception d'un contrôleur PI-flou toute en détaillant ses modules Principaux tels que la Fuzzification, Règles, Inférences, et Déffuzification.
- L'application de cette logique à la commande d'une machine asynchrone.

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.

Ensuite, nous avons donné les principes de bases la commande vectorielle indirecte par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu a 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 indirecte 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, une étude comparative entre les performances des deux régulateurs a été réalisée.

Finalement, dans ce travail nous avons montré l'efficacité de la logique floue dans la commande des machines. Les résultats de simulation ont montré la supériorité des régulateurs flous par rapport au régulateurs PI classique et surtout en présence des incertitudes (variation paramétrique et basse vitesse).

Références
bibliographiques :

- [1] prototypage rapide à base de fpga d'un algorithme de contrôle avancé pour le moteur à induction mémoire présenté à l'université du Québec.
- [2] mémoire commande de la machine asynchrone par la cascade hypo synchrone à base des logiciels s'imploré et matlab.
- [3] Théodore WILDI « Electrotechnique » Edition DEBOECK Université, année 2009.
- [4] Thèse de Magister modélisation de la machine asynchrone.
- [5] modélisation et simulation d'une machine asynchrone à cage à l'aide du logiciel... <https://www.researchgate.net/publication/237508249>.
- [6] Laroche Jacques « L'électronique de puissance, cours et exercices corrigés » Edition DUNOD, année 2005.
- [7] https://fr.wikipedia.org/wiki/Filtre_passe-bas.
- [8] mémoire modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche bond graph.
- [9] onduleur de tension : mise en œuvre et structures-principes-applications. Techniques d'ingénieur, traité de génie électrique d.3176-3177.
- [10] Onduleurs et harmoniques, Cahiers techniques Merlin Gerin N°159.
- [11] T. Wild : Electrotechnique, 3eme édition, éditions de Boeck université (1999).
- [12] A. Maasoum "Commande à la commande singulièrement perturbée d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro-Floue", Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.
- [13] Malika Benaissa " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple « DTC »" d'une machine asynchrone ; université de Batna 2012.
- [14] BEZZOUH NABIL ' Commande Robuste du Moteur Asynchrone Sur la Théorie de Lyapunov' Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie. 2010
- [15] THESE POUR DOCTORAT NATIONAL contribution au développement et à l'implantation des stratégies de commandes évoluées des machines asynchrones.
- [16] F. Chevie et F. Guely, "cahier technique n° 191 : la logique floue", groupe Schneider, 1998.
- [17] C. MINH "commande numérique de machines asynchrones par logique floue" Université Laval.
- [18] O. Maamri I. Khalil "Développement d'une commande vectorielle DTC d'une machine Asynchrone par la logique floue" Mémoire De fin d'étude d'ingénieur d'état en électronique Université Kadi Mer bah Ouargla2007.
- [19] C. MINH "commande numérique de machines asynchrones par logique floue" Université Laval.
- [20] Thème Commande de la machine asynchrone (Etude et Comparaison) université de Bejaïa.

- [21] J. Marie Flaus « La régulation industrielle, régulateurs PID, prédictifs et flous » 1994.
- [22] H. Buhler « Réglage par logique floue » presse polytechnique et universitaires Romandes 1994.
- [23] L. A. Zadeh, "Fuzzy sets, Information and Control", vol. 8, 1965, pp. 338-353.
- [24] K. Chafaa, « Structure d'Identification et de Commande des Systèmes non Linéaires Basées sur les Techniques Floues », Thèse de doctorat, Université de Batna ,2006.
- [25] A. Tlemçani, « La commande adaptative par les systèmes flous : application de la machine synchrone a aimants permanents », Thèse de magister, ENP, 1995.
- [26] M. Ghanai, « commande adaptative par logique floue type-2 », Thèse de magister, Université de Setif ,2006.
- [27] O. Maamri I. Khalil "Développement d'une commande vectorielle DTC d'une machine Asynchrone par la logique floue" Mémoire De fin d'étude d'ingénieur d'état en électronique Université Kasdi Merbah Ouargla2007.
- [28] <http://www.ferdinandpiette.com/blog/2011/08/les-systemes-flous-le-fonctionnement/>.
- [29] P. Borne, J. Rozinoer, J.-Y., Dieulot, L. Duboit, "INTRODUCTION À LA COMMANDE FLOUE", Edition Technip, 1998, ISBN : 2-7108-0721-1.
- [30] Baghli L., "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques", Thèse de Doctorat, Nancy, France, 1999.
- [31] M. Khami, "Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique Neuro-flou", Mémoire de master, université de ouargla, 2013.
- [32] Yannis L. Karnavas, Demetrios P. Papadopoulos, " Excitation Control of a Synchronous Machine Using Polynomial Neural Networks," Journal of Electrical Engineering, Vol. 55, No. 7-8, 169-179, 2004.
- [33] Roboam X, Hapiot J.C, de Fornel B. et Andrieux C. « contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse », Journal de physique III.2 : 439-453,1992.
- [34] J. C de Barros, « Application de la logique floue à la commande optimale du moteur asynchrone », thèse de doctorat, université Aix- Marseille III, France, 2003.
- [35] Memoire Application Des Techniques De Commandes Intelligentes Pour Le Controle d'une Machine Asynchrone Universite Badji Mokhtar-Annaba.
- [36] Mémoire Application de la logique floue type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone Université Mohamed Khider – Biskra.

[37] Chekima Djamel, « Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue », Mémoire de Fin d'Etudes En vue de l'obtention du diplôme de MASTER ACADEMIQUE Domaine : Sciences et de la Technologie Université d'EL-Oued 2014

Annexe :

Paramètres De La Machine Asynchrone :

Paramètres électriques :

$R_s = 5.72\Omega$	Résistance statorique
$R_r = 4.2\Omega$	Résistance rotorique
$L_m = 0.4402H$	Inductance mutuelle
$L_s = 0.462H$	Inductance statorique
$L_r = 0.462H$	Inductance rotorique

Paramètres mécaniques :

$J = 0.0049 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie
$f_v = 0.008 \text{ Kg.m}^2 / s$	Coefficient de frottement

Plaque signalétique:

$P_n = 1.5 \text{ Kw}$	Puissance nominale
$U_n = 220/380V$	Tension nominal
$p = 2$	Nombre de pair de pôles
$N_n = 150 \text{ tr / min}$	Vitesse nominal
$f = 50 \text{ Hz}$	Fréquence nominal

Résumé :

Le domaine de la variation de vitesse des machines asynchrones s'est développé d'une manière spectaculaire lors des dernières années. Par conséquent, le recours au développement des techniques intelligentes à susciter un intérêt de plus en plus croissant, dans l'industrie, afin de satisfaire des cahiers des charges de plus en plus sévères. Nous avons utilisé deux stratégies de commandes, la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (PI) classique et la commande par logique floue.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste en la mise au point de cette approche intelligente et à analyser leur performance par rapport au régulateur conventionnel (PI). Les résultats de simulation obtenus sont montrés et interprétés. Nous remarquons que la commande par régulateur logique floue présente une robustesse par rapport aux variations paramétriques de la machine et vis-à-vis des perturbations introduites par le couple résistant.

Mots clés : machines asynchrone, Commande vectorielle, logique floue.

Abstract :

The field of speed variation of asynchronous machines has developed dramatically in recent years. Therefore, the use of intelligent technology development to attract an increasing interest in the industry, to meet increasingly stringent specifications. We used two control strategies, the indirect vector control by conventional rotor flow orientation (PI) and fuzzy logic control.

The work presented in this thesis consists in developing this intelligent approach and analyzing their performance against the conventional regulator (PI). The simulation results obtained show and interpret. We note that the control by fuzzy logic controller have a robustness compared to the parametric variations of the machine and vis-à-vis the disturbances introduced by the resistant torque.

Key words : asynchronous machines, vector control, fuzzy logic.

ملخص:

ان تقنية تغيير سرعة المحركات اللااتزامنية تطورت خلال السنوات الاخيرة بصورة كبيرة وهذا من خلال تطور التقنيات الذكية وتطبيقها في الميدان الصناعي على غرار التقنيات العادية نذكر منها التحكم الشعاعي. بالإضافة الى تقنيات اخرى نخص بالذكر تقنية المنطق الغامض العمل المنجز في هذه المذكرة يتضمن محاكات ومقارنة بين طريقة التحكم بشعاع الفيض الموجه بالطريقة الغير مباشرة باستعمال المنظم (PI) وطريقة المنطق الغامض وقد بينة النتائج ان منظم التحكم الغامض قام بتحسين الأداء الديناميكي تحسنا واضحا.

الكلمات المفتاحية: المحرك اللااتزامني، التحكم الشعاعي، المنطق الغامض.