

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département Electromécanique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : électromécanique

Spécialité : commande électrique

Par

➤ **MILOUDI ABDERAOUF**

➤ **ASSES LALOUANI**

Intitulé

ETUDE DE LA COMMANDE INTRLLIGENTE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Soutenu le : 17 09 2023

Devant le Jury composé de :

M^r BOUCHAMA ZIYD	MCA	Univ-BBA	Président
M^r BENHENICHE A/HAK	MCA	Univ-BBA	Examineur
M^{me} NACIB LEILA	MCB	Univ-BBA	Encadreur
M^r SAKHARA SAADI	MCB	Univ-BBA	Co- Encadreur

Année Universitaire 2023/2024

Remerciements

Nous tenons tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant et miséricordieux, qui nous a donné la force et la patience d'accomplir ce Modeste travail.

En second lieu, nous tenons à remercier notre Co-encadreur Dr. SAKHARA SAADI son précieux conseil et son aide durant toute la période du travail. Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à tous les professeurs qui nous ont enseigné et qui par leurs compétences nous ont soutenu dans la poursuite de nos études.

Enfin, on remercie tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail.

Résumé

Résumé

La machine asynchrone (MAS), en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour réaliser des variations de vitesse. En fait, le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge des opérations industrielles. Malgré tout les commandes classiques restent la plus utilisées jusqu'à ce jour. Ce projet de fin d'études concerne l'élaboration d'une commande performante de la machine asynchrone en utilisant la commande vectorielle. Afin de synthétiser cette commande récente, il faut passer par l'étape de modélisation mathématique de la machine asynchrone dans le repère (d,q), le modèle élaboré sera utilisé pour la synthèse d'une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté. Les résultats de simulations ont été réalisés afin de montrer l'importance de cette commande classique très récente

Enfin, nous avons abordé l'étude de la technique de contrôle par logique floue, considérée comme plus efficace que la technique de commande vectorielle

Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale	14
-----------------------------	----

CHAPITRE I

Modélisation de La machine asynchrone

I-1 Introduction	17
I-2 Description de la machine asynchrone.....	17
I-2-1 Stator	18
I-2-2 Rotor	18
I-2-2-1 Rotor bobiné :.....	18
I-2-2-2 Rotor à cage.....	19
I-3 Principe de fonctionnement.....	19
I-4 Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone.....	20
I-5 Modélisation de la machine asynchrone	21
I-5-1 Modèle triphasé	21
I-5-1-1 Equations électriques :	22
I-5-1-2 Equation magnétique	23
I-5-1-3 Equation mécanique	23
I-6 Modèle biphasé	24
I-6-1 Transformation de PARK	24
I-6-1-1 Les équations électriques	25

I-6-1-2 Les équations magnétiques	26
I-6-1-3 L'équation électromagnétique.....	26
I-7 Représentation d'état dans Machine Asynchrone.....	27
I-8 Modélisation de l'onduleur de tension.....	28
I-8 -1 Modèle mathématique de l'onduleur de tension.....	29
I-8 -2 Etude de la commande de l'onduleur	30
I-9 Simulation de la machine asynchrone triphasée	31
I-9-1 Interprétations des résultats	32

CHAPITRE II

Commende vectorielle de la machine asynchrone

II-1 Introduction	35
II-2 La commande vectorielle par orientation du flux.....	35
II-3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique	37
II-3-1 commande vectorielle directe	38
II-3-2 commande vectorielle indirecte.....	39
II-4 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique	39
II-4-1 Description	39
II-4-2 Système d'équations liées au flux rotorique.....	39
II-4-3 Découplage entré-sortie	41
II-4-5 Schéma fonctionnelle de la commande	43
II-4-6 Calcul des régulateurs.....	43
II -4-6-1 Régulation de la vitesse	44
II-4-6-2 Régulateurs de courants.....	45
II-5 les résultats de simulation de la commende vectorielle	49
II-5-1 Essais à vide et en charge.....	46
II-5-2 Test de robustesse pour l'inversion de vitesse	49
II-5-3 Changement de consigne et inversion du sens de rotation	51

II-6 Conclusion.....	54
----------------------	----

CHAPITRE III

Etude de la commande par logique floue de la machine asynchrone

III-1 Introduction.....	56
III-1-1 Historique de la logique floue.....	56
III-1-2 Principes de la logique floue.....	57
III-2- 3 Théorie des ensembles flous	57
III-2-3 Opérateurs de la logique floue	58
III-2-3-1 Opérateur ''NON''	58
III-2-3-2 Opération ET	59
III-2-3-3 Opérateur OU.....	59
III.2.3.6 Opérateurs ET flou et OU flou	60
III.3 Contrôleur à logique floue	61
III-3-2-1 Etape du fuzzification	62
III-3-2-2 Etape d'établissement des règles d'inférence.....	63
III-3-2-3 Défuzzification.....	65
III-4 Application de la logique floue à la commande de la vitesse de la MAS	71
III-4-1 Synthèse du régulateur	71
III-4-2 Loi de commande.....	72
III-4-1-2 Principe et structure de commande	72
III-4-1-3 Les entrées floues.....	72
III-4-1-4 Les fonctions d'appartenances.....	73
III-4-1-5 Les règle d'inférence.....	73

CONCLUSION GENERALE

Conclusion général.....	76
-------------------------	----

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	78
-----------------------------------	----

Liste des figures

Figure II- 1:Orientation du flux	36
Figure II- 3: Schéma-bloc de découplage par flux orienté.....	41
Figure II- 4: Reconstitution des tensions	42
Figure II- 5: Bloc de défluxage	42
Figure II- 6: Schéma de simulation de la Commande vectorielle <i>directe</i>	43
Figure II- 7: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	44
Figure II- 8:Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sd}	45
Figure II- 9:Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sq}	45
Figure II- 10: Test à vide et en charge.....	48
Figure II- 11: test de l'inversion de vitesse.....	51
Figure II- 12: Simulation de Changement de consigne et inversion du sens de rotation	53
Figure III- 11comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.....	58
Figure III- 2 Les opérateurs ET OU	60
Figure III- 3 Synoptique d'un contrôleur flou	62
Figure III- 4: La défuzzification par la méthode du centre de gravité.....	65
Figure III- 5: les centres de gravités par la méthodes de sommets.	66
Soit le schéma de la figure (III- 6) suivant :.....	66
Figure III- 7:Schéma du FLC.....	66
Figure III- 8: les fonctions d'appartenance de l'erreur e	67
Figure III- 10: les fonctions d'appartenance de la commande U	68
Figure III- 11:La base des règles.....	68
Figure III- 9: les fonctions d'appartenance de la dérivée de l'erreur Δe	67
Figure III- 12:la fuzzification.....	69
Figure III- 13: Schéma bloc de régulation par régulateur flou	71
Figure III- 14:Schéma bloc d'un régulateur flou	72
Figure III- 15:Création d'entrées et sortie	72
Figure III- 16:Fonctions d'appartenances du contrôleur flou (entrées, sorties)	73

List de tableaux

Tableau III- 1:Table de règles pour le RLF de vitesse	64
Tableau III- 2: Tableau de décision floue (inférence) cinq ensembles	64
Tableau III- 3: Tableau de décision floue (inférence) trois ensembles	64
Tableau III- 4: matrice d'inférence type MAMDANI.....	68
Tableau III- 5: Règles floues relative au contrôleur flou	73

Notation et symbole

MAS	Machine Asynchrone.
MCC	Machine à Courant Continu
DFOC	Direct Field Oriented Control
FC	Fuzzy Controller
CV	Commande Vectorielle
PI	Correcteur Proportionnelle Intégrateur
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases
s, r	Indices relatif au stator et rotor respectivement.
d, q	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.
θ	Position du rotor par rapport au stator [rad].
θ_s	Angle électrique entre l'axe d et le stator (S) lié au stator [rad].
θ_r	Angle électrique entre le rotor et l'axe «d» [rad].
F	Coefficient de frottement [N m s ² /rad ²].
R_s	Résistance statorique [ohm (Ω)].
R_r	Résistance rotorique [ohm (Ω)]
L_s	Inductance cyclique statorique [Henry (H)].
L_r	Inductance cyclique rotorique [Henry (H)].
σ	Coefficient de dispersion.
ω_r, ω_s	Pulsations statorique et rotorique [rad /s].
Ω	Vitesse de rotation mécanique [tr /min]. Ω
C_e	Couple électromécanique [Nm].
C_r	Couple résistant [Nm].
P	Nombre de pair de pôle.
J	Moment d'inertie [Kg ² m].
M_{sr}	Inductance cyclique mutuelle [Henry (H)].
$[\theta(p)]$	Matrice de transformation de Park.
$[V_{as} V_{bs} V_{cs}]$	Tension statorique triphasées [V].
$[V_{ar} V_{br} V_{cr}]$	Tension rotorique triphasées [V].
$[I_{as} I_{bs} I_{cs}]$	Courant statorique triphasées [A].

$[I_{ar} I_{br} I_{cr}]$	Courant rotorique triphasées [A].
$[\varphi_{cs} \varphi_{bs} \varphi_{as}]$	Flux statorique triphasées [Wb].
$[\varphi_{cr} \varphi_{br} \varphi_{ar}]$	Flux rotorique triphasées [Wb].
ω	Vitesse de rotation électrique [rad/s]
T_s	Constante de temps statorique[s]
T_r	Constante de temps rotorique[s]
φ_r	Flux rotorique [Wb].
φ_s	Flux statorique [Wb]
V_{ds}	Tension statorique instantanée dans l'axe d [V]
V_{qs}	Tension statorique instantanée dans l'axe q [V].
I_{ds}	Courant statorique instantanée dans l'axe d [A].
I_{qs}	Courant statorique instantanée dans l'axe q [A].
K_i	Constante du gain intégrateur.
K_p	Constante du gain intégrateur

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

L'énergie électrique et la conversion électromécanique représentent une des priorités Les plus Importantes de l'homme. Dans les pays industrialisés, 65% de l'énergie électrique est consommée par des moteurs dont la plupart sont asynchrones. [1]

Les moteurs asynchrones ou moteurs à induction sont actuellement des moteurs le plus utilisé dans l'industrie. Son principal avantage est qu'il n'y a pas Contacts électriques glissants, ce qui se traduit par une construction simple et robuste pour une Faire des réserves.

Seuls les moteurs asynchrones présentent un jeu d'équations très complexe et des structures fortement non linéaires à étudier. Il est donc nécessaire de développer une Modèle plus simple. Le modèle mathématique d'un moteur asynchrone est un système à six Équations différentielles, même en utilisant Outil d'information. Utiliser la transformation PARK sous certaines hypothèses simplification, qui permet de contourner cette difficulté. Il permet une représentation en deux phases Équivalent à un moteur triphasé, réduisant fortement la complexité du modèle Commande. [2]

Il existe plusieurs techniques de contrôle des moteurs asynchrones (commandes scalaires, commandes vectorielles...etc). Chaque technologie de contrôle S'assurer que la stabilité du système pose problème, on essaie de faire Utilisez d'autres types de régulateurs pour un contrôle plus efficace que Régulateurs PI classiques tels que FLC. [3]

Les techniques de réglage de la logique floue permettent au contrôle d'être insensible à ce Aux variations, la vitesse est moins affectée par les perturbations et suit sa consigne. Méthode de commande la logique floue associée au contrôle vectoriel est idéale pour régler la vitesse Machine asynchrone. Il assure une bonne orientation du flux statorique et donc un bon découplage entre flux et couple. [4]

L'objectif principal de ce travail est d'appliquer des techniques logiques floues pour contrôler machine asynchrone. La structure de travail est la suivante :

Dans le premier chapitre, nous présenterons la modélisation des moteurs à induction Et le principe de la transformation de Park. Appliquer cette transformation à MAS permettra au modèle à deux axes de représenter l'image du modèle triphasé, Ceci est ensuite formulé

comme une simulation de l'équation d'état et de la MAS dynamique Directement via le réseau sous MATLAB/SIMULINK.

Le deuxième chapitre est consacré à l'application du contrôle vectoriel directionnel. Flux du rotor, nous aborderons également la régulation de la vitesse du MAS via la régulation PI Classique et validé par des résultats de simulation et des tests de robustesse.

Le chapitre 3 a pour but d'introduire les aspects théoriques de la logique floue et ses Application dans les systèmes de contrôle. Nous allons également construire un Logique floue La deuxième partie du chapitre est consacrée à la robustesse de la logique floue Commande.

La performance de la méthode sera démontrée par des résultats de simulation. Finalement une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce mémoire.

CHAPITRE I

Modélisation de

La machine asynchrone

I-1 Introduction

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent. La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On les retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, train, propulsion des navires), de l'industrie (machine-outil), dans l'électroménager. Elles étaient à l'origine uniquement utilisées en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, sont de plus en plus souvent utilisées en génératrice. C'est par exemple le cas dans les éoliennes [5].

Dans ce chapitre, nous décrirons la composition et le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone ainsi que ses avantages et ses inconvénients, sa transformation en système biphasé et sa représentation d'état. Nous présenterons ensuite des résultats de simulation pour un moteur asynchrone alimenté directement par un réseau diphasé.

I-2 Description de la machine asynchrone

On se propose, dans cette partie, de donner quelques précisions sur les éléments de constitution des machines asynchrones. Cette description va nous permettre de comprendre de quelle façon le système est réalisé physiquement. Les machines asynchrones triphasées peuvent se décomposer, du point de vue mécanique, en trois parties distinctes [6] :

- Le stator : partie fixe de la machine où est connectée l'alimentation électrique,
- Le rotor : partie tournante qui permet de mettre en rotation la charge mécanique,
- Les paliers : partie mécanique qui permet la mise en rotation de l'arbre moteur.

I-2-1 Stator

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans les quelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. [7]



Figure I- 1: Stator de la machine asynchrone .

I-2-2 Rotor

Constitué de conducteurs mis en circuit fermé. On rencontre deux types de rotor : [8]

I-2-2-1 Rotor bobiné :

L'enroulement, semblable à celui du stator, comporte p paires de pôles par phase. Les trois paires sont reliées à trois bagues qui permettent d'accéder au rotor.



Figure I- 2: Rotor bobiné

I-2-2-2 Rotor à cage

Le rotor est constitué de barreaux de cuivre ou d'aluminium reliés aux deux extrémités par deux couronnes conductrices. Ce modèle (en forme de cage d'écureuil) peu coûteux et très robuste est le plus répandu mais il ne permet pas l'accessibilité.



Figure I- 3:Rotor à cage

I-3 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction. La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court-circuit. [7]

La vitesse de rotation N_s du champ tournant d'origine sinusoïdale, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

$$N_s = 60 \frac{f_s}{p} \left(\frac{tr}{min} \right) \quad (I-1)$$

Avec:

N_s : La vitesse de rotation du champ tournant;

f_s : la fréquence de la tension d'alimentation triphasée;

P : Le nombre de paires de pôles de la machine.

On désigne par "P" le nombre de paires de pôles de la machine.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de *Faraday* aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques.

D'après la loi de LENZ, ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s , tel que :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I-2})$$

Cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r , avec :

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{I-3})$$

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo-synchrone) ou supérieure (hyper-synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , où un couple résistant tendant à réduire Ω_r . De toute évidence, le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse.

L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (\text{I-4})$$

Avec :

g : Le glissement,

Ω_s : La vitesse de synchronisme,

Ω_r : La vitesse rotoriques,

p : Nombre de pair de pôles.

1-4 Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone

Les avantages et les inconvénients de la machine asynchrone sont assez nombreux mais les principaux sont résumés dans [9] ;

Les avantages

- Structure simple
- Alimenté directement en courant alternatif,
- Robuste et facile à construire.
- Coût réduit.
- Absence d'un système bagues balais.

Les inconvénients

- Non découplage naturel
- Faible de possibilité de réglage de la vitesse,
- Appel de courant important au démarrage,
- Ne supporte pas le démarrage de longue durée,
- zone de la La stabilité étroite.
- Non linéarités

I-5 Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation est la description mathématique d'un processus technique d'un système, c'est une étape primordiale dans l'étude des machines électriques. Les phénomènes électromagnétiques dans la machine asynchrone sont généralement très complexes et leurs formulations mathématiques est difficile, la mise en équation d'une machine est basée sur les outils mathématiques simplificateurs représentés par la transformation de Park, Clark et Concordia. [10]

I-5-1 Modèle triphasé

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou formé de trois bobines

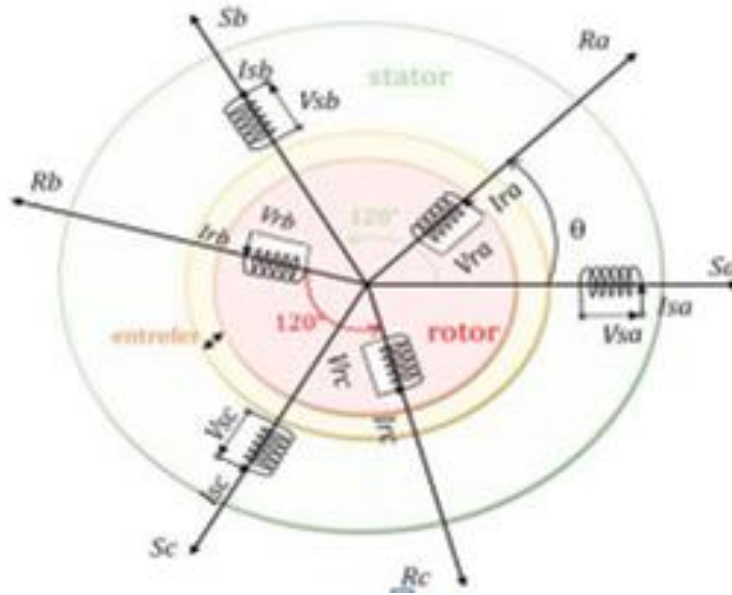


Figure I- 4: Représentation spatiale des enroulements de la MAS triphasé

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs S_a, S_b, S_c , sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor. En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit :[11]

I-5-1-1 Equations électriques :

On écrit Sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \tag{I-5}$$

Les matrices de tension, de courant, des flux, des résistances statoriques et rotoriques sont données par :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad [i_s] = \begin{bmatrix} I_{ras} \\ I_{rbs} \\ I_{rcs} \end{bmatrix} \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}$$

(I-6)

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} \quad [i_r] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

I-5-1-2 Equation magnétique

Les matrices des inductances s'écrivent :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}] [i_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{rs}] [i_s] \end{cases} \quad (\text{I - 7})$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I - 8})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I - 9})$$

M_s : L'inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.

l_s : Inductance propre d'une phase statorique.

l_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

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

I-5-1-3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f.\Omega \quad (\text{I - 10})$$

Avec :

C_{em} : le couple électromagnétique ;

C_r : le couple résistant ;

f : coefficient de frottements;

J : moment d'inertie du rotor ;

Ω : vitesse rotorique mécanique.

I-6 Modèle biphasé

Transformations qui nous permettent de transformer les enroulements de la machine originale en deux enroulements équivalents, appelée transformation de **Park** [6].

I-6-1 Transformation de PARK

La transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé, dans ce dernier référentiel, les paramètres sont représentés. Cette transformation est considérée comme une substitution au passage du système triphasé au système biphasé. Donc on peut avoir un système à coefficients constant [11].

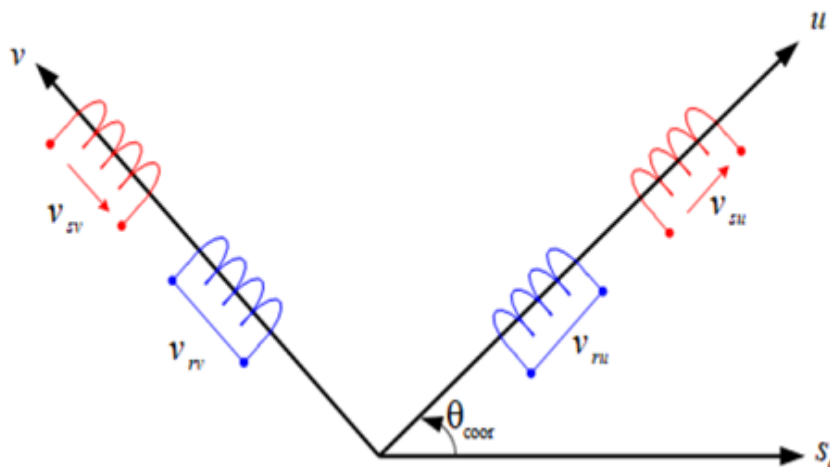


Figure I- 5:Modèle biphasé équivalent au modèle triphasé de la MAS

Physiquement, l'application de la transformation de Park à la MAS correspond à une transformation des trois bobines (statorique et rotorique) à deux bobines équivalentes reprenant la même considération la matrice de passage du système triphasé au système biphasé (u, v) est donnée par [5]

$$\begin{bmatrix} X_U \\ X_V \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-11})$$

La variable x peut être une tension, un courant ou un flux.

Où :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

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

Avec :

θ : Angle entre l'axe magnétique et l'axe longitudinale.

L'application de la transformation de PARK aux modèles matriciels électrique et magnétique permet d'obtenir les équations suivantes

I-6-1-1 Les équations électriques

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé au système biphasé (u, v) se fait en utilisant la transformation de Park. [11]

$$V_{su} = R_S i_{su} + \frac{d}{dt} \varphi_{su} - \omega_{coor} \varphi_{sv} \quad (\text{I-14})$$

$$V_{sv} = R_S i_{sv} + \frac{d}{dt} \varphi_{sv} + \omega_{coor} \varphi_{su} \quad (\text{I-15})$$

$$V_{ru} = R_r i_{ru} + \frac{d}{dt} \varphi_{ru} - (\omega_{coor} - \omega) \varphi_{rv} = 0 \quad (\text{I-16})$$

$$V_{rv} = R_r i_{rv} + \frac{d}{dt} \varphi_{rv} + (\omega_{coo} - \omega) \varphi_{ru} = 0 \quad (\text{I-17})$$

I-6-1-2 Les équations magnétiques

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines. Sont exprimées par les expressions suivantes :

$$\varphi_{su} = L_S i_{su} + M i_{ru} \quad (\text{I-18})$$

$$\varphi_{sv} = L_S i_{sv} + M i_{rv} \quad (\text{I-19})$$

$$\varphi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{su} \quad (\text{I-20})$$

$$\varphi_{su} = L_r i_{ru} + M i_{sv} \quad (\text{I-21})$$

Avec :

$L_S = I_S - M$; Inductance cyclique propre du stator.

$L_r = I_r - M$; Inductance cyclique propre du rotor.

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

I-6-1-3 L'équation électromagnétique

Le couple électromagnétique développé par le champ tournant est exprimé par la relation :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\varphi_{ru} i_{sv} - \varphi_{rv} i_{su}) \quad (\text{I-22})$$

I-7 Représentation d'état dans Machine Asynchrone

La représentation d'état est la représentation moderne la plus adaptée pour la commande des machines électriques. La présence de la vitesse mécanique dans les expressions électriques conduit à un système de cinq équations différentielles non linéaires. Si l'on suppose que la vitesse est un paramètre lentement variable vis-à-vis des grandeurs électriques, on obtient un modèle d'état d'ordres quatre, linéaires mais non stationnaires.

Il existe plusieurs représentations de la machine asynchrone. Elles se différencient entre elles par un choix du vecteur définissant les variables d'états du système et par un choix du référentiel dans lequel la modélisation est faite [5]. On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme ;

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + BU(t) \\ Y(t) = CX(t) + DU(t) \end{cases} \quad (I - 23)$$

Avec

$$X = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \varphi_{rd} \quad \varphi_{rq}]^T \quad \text{Vecteur d'état,}$$

$$U = [v_{sd} \quad v_{sq}]^T \quad \text{Vecteur de commande}$$

$$y = [i_{sd} \quad i_{sq}]^T \quad \text{Vecteur de sortie}$$

Après tout calcul fait on trouve :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} & \left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right)\omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r\sigma}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M\sigma}\right)\omega & \frac{1-\sigma}{MT_r\sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-24)$$

Et la matrice de commande :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-25)$$

la matrice de sortie ;

$$[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-26)$$

Avec :

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

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

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

I-8 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC).

Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques. L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard 230/400V, 50Hz [12].

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, contrôlé ou pas. Après redressement, la tension (Étage continu) est filtrée par des composants passifs C ou LC, pour être finalement appliquée à l'onduleur.

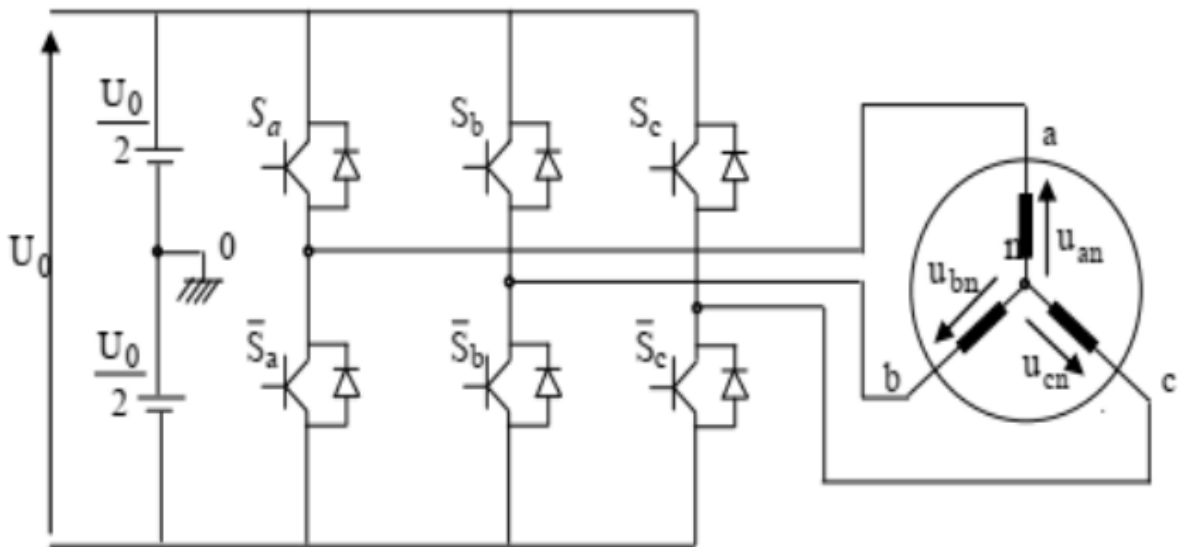
I-8 -1 Modèle mathématique de l'onduleur de tension

Figure I- 6: Schéma d'un onduleur triphasé

Pour simplifier l'étude de l'onduleur, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Les tensions composées à la sortie du pont de l'onduleur triphasée (figure (I-6)) sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (\text{I-27})$$

U_{ao} , U_{bo} , U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continue) Soit "n" l'indice du point neutre du coté alternatif, on a :

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} - U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} - U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} - U_{no} \end{cases} \quad (\text{I-28})$$

U_{an} , U_{bn} , U_{cn} sont les tensions simples de la machine et U_{no} est la tension entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est considérée équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{I-29})$$

La substitution de (I-22) dans (I-10) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad (\text{I-30})$$

En remplaçant (I-23) dans (I-10), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{2}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{2}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (\text{I-31})$$

Peut écrire le système d'équation (I-24), on utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2.S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b - 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I-32})$$

I-8 -2 Etude de la commande de l'onduleur

Le choix d'une technique de commande dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme .

Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI

L'utilisation de techniques de commande à fréquences de découpage supérieures permet de repousser les harmoniques de tension à des fréquences plus élevées et plus faciles à filtrer, ce qui permet un spectre de la tension de sortie de meilleure qualité et faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie [11]

I-9 Simulation de la machine asynchrone triphasée

La figure (I-7) représente la simulation de la machine asynchrone en MATLAB/SIMULINK basé sur le model d'état:

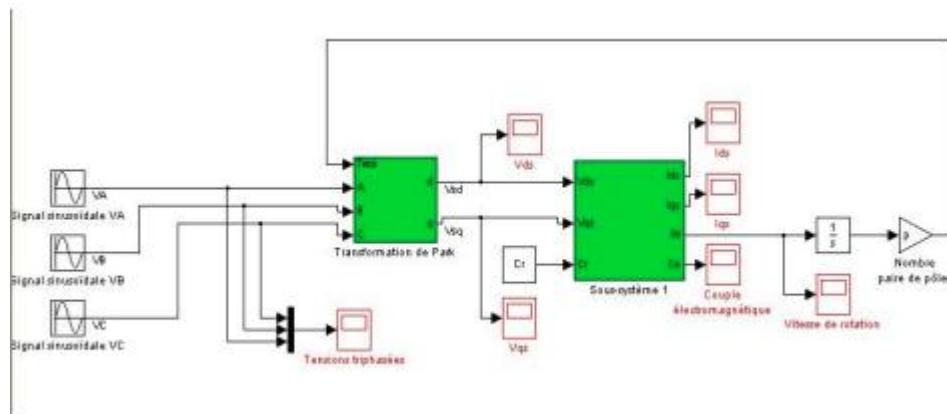


Figure I- 7: Schéma de la MAS

Pour vérifier le modèle obtenu nous alimentons directement le moteur avec une tension sinusoïdale, en appliquant un couple résistant ($C_r = 5N$) au moment ($t = 2s$) pour observer le comportement de la vitesse et du couple électromagnétique.

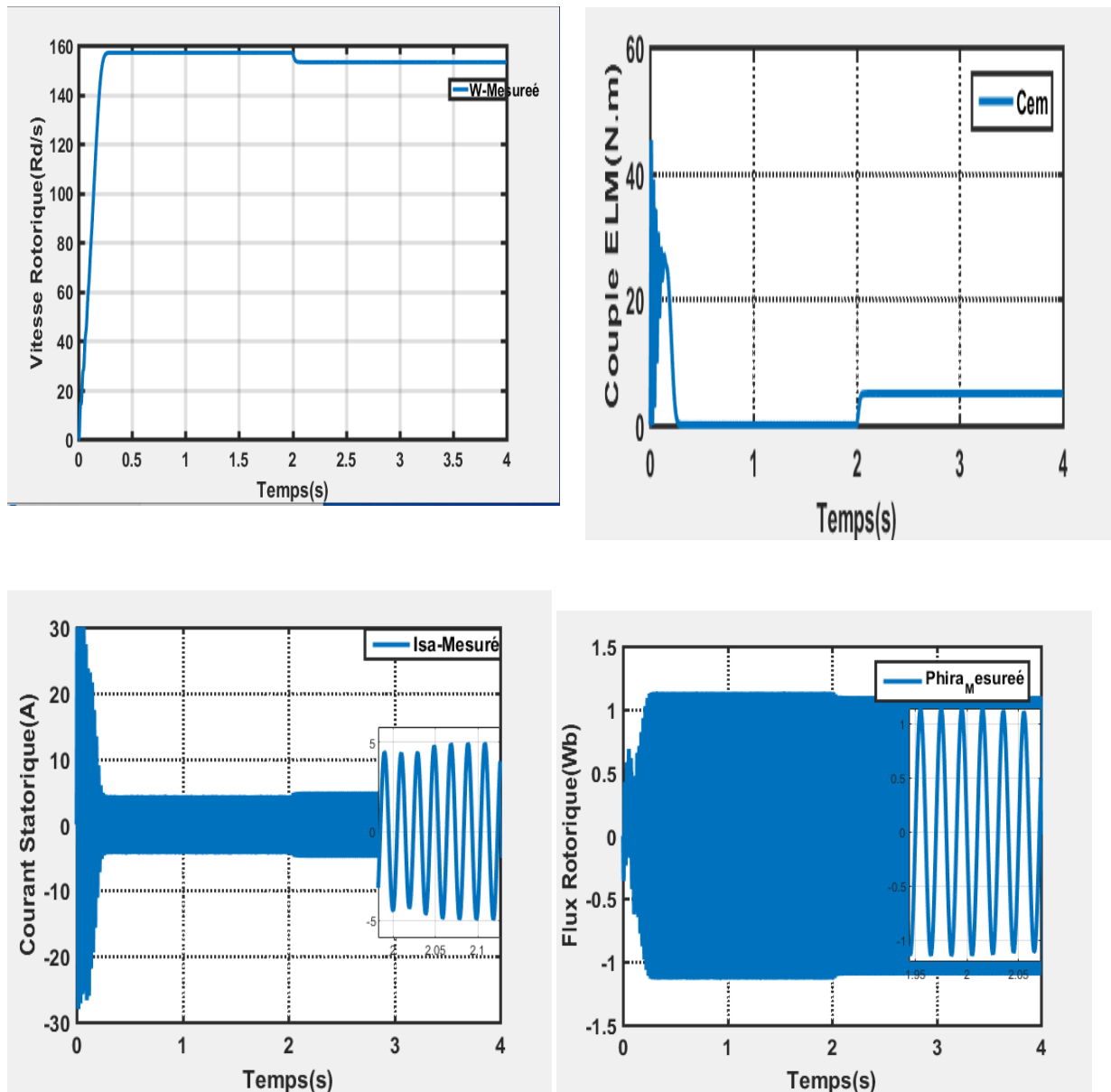


Figure I- 8: Résultats de simulation du modèle en tension de la MAS avec une charge

I-9-1 Interprétations des résultats

Les résultats obtenus dans la figure (I-4) représentent les performances de la machine asynchrone alimentée en tension. La vitesse de rotation se stabilise presque à 157 rad/s. Le couple électromagnétique fait un pic de 40 N.m à l'instant de démarrage et des oscillations, puis il atteint une valeur constante de 5 N.m.

Les flux rotoriques réagissent aussi à cette charge et nous pouvons voir le couplage avec le couple, les courants statoriques augmentent à l'application de la charge se qui est évidant pour compenser le couple résistant.

I-9 Conclusion

Nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone en mode moteur. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équations d'état de la machine que nous avons validée à travers une simulation numérique. Ensuite on a étudié les performances de l'association machine asynchrone avec un onduleur de tension. Puis nous avons interprété les résultats obtenus.

CHAPITRE II

Commende vectorielle de la machine asynchrone

II-1 Introduction

Contrairement au modèle de la machine à courant continu, le modèle de la machine Asynchrone présente un couplage naturel entre le courant qui crée le couple Électromagnétique et le courant qui crée le flux magnétique, ce qui va rendre la Commande plus difficile.

La commande vectorielle abrégée FOC, avec ses deux formes, directe DFOC et indirecte IRFOC, elle dépasse largement par ses capacités la commande scalaire lorsqu'il s'agit de contrôle à hautes performances, et reste très compétitive dans le domaine de la commande des machines électriques, car depuis son développement en Allemagne à la fin des années soixante et début soixante-dix par Hasse (IRFOC) et Blaschke (DFOC), elle est toujours mises à jour avec les nouveaux techniques qui se présentent .

En 1972, Blaschke a proposé la théorie de commande par orientation du flux, ce travail a permis de rendre le modèle de la machine asynchrone semblable au modèle de la machine à courant continu ce qui peut simplifier sa commande. Après plusieurs années , et après le développement considérable de la micro électronique, cette technique a permis de faire une énorme révolution au niveau de la commande des Machines asynchrones, et aujourd'hui les moteurs asynchrones ont remplacés les Moteurs à courant continu dans plusieurs applications qui demandent de hautes Performances où ce dernier était le seul qui peut satisfaire ce type d'applications.

Dans le présent chapitre, nous allons présenter la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur de tension commandé en courant par la technique MLI, en utilisant des régulateurs classiques de type PI

II-2 La commande vectorielle par orientation du flux

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (d, q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de

référentiel. On se place donc dans un référentiel (d, q) lié au champ tournant tel que l'axe d coïncide avec la direction désiré du flux. Figure (II-1)

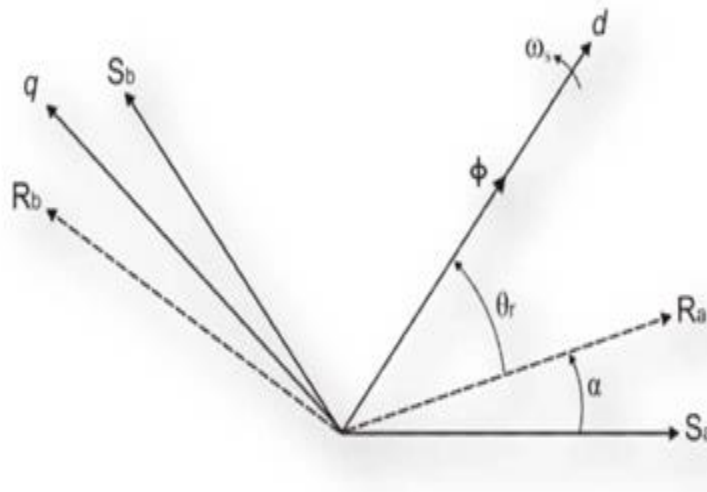


Figure II- 1:Orientation du flux

Il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit :

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

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle permet d'obtenir un couple de démarrage important, ainsi elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

Pour cette raison, dans notre étude nous avons choisi l'orientation du flux rotorique. D'après la condition (I-22) l'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot i_{sq} \tag{II-1}$$

$$T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M \cdot i_{ds} \tag{II-2}$$

Nous pouvons remarquer d'après les relations (II-1) et (II-2) que seule la composante directe i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne

dépend que de la composante en quadrature i_{qs} si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, nous avons réalisé la décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple, et par conséquent, nous avons obtenu une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

La régulation de flux peut être soit directe ou indirecte :

contrôle directe : le flux est régulé par une contre-réaction. Il doit donc être mesuré (rarement) ou estimé. La pulsation statorique ω_s position du flux dans le repère lié au *stator*.

contrôle indirecte : le flux n'est ni mesuré ni reconstruit. Il est fixé en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire.

II-3 Principe de la commande vectorielle par orientation flux rotorique

L'intérêt de la commande vectorielle est de rapprocher de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée qui offre comme principale avantage d'être facilement commandable, le couple et le flux sont découplés et contrôlable indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple par le courant induit.

Cependant pour la machine asynchrone le flux et le couple ne sont pas naturellement découplés. La commande vectorielle vient de régler ce problème de découplage entre le réglage du flux et celui du couple. [16]

k : constant

I_a : Courant d'induit

I_f : le courant d'excitation

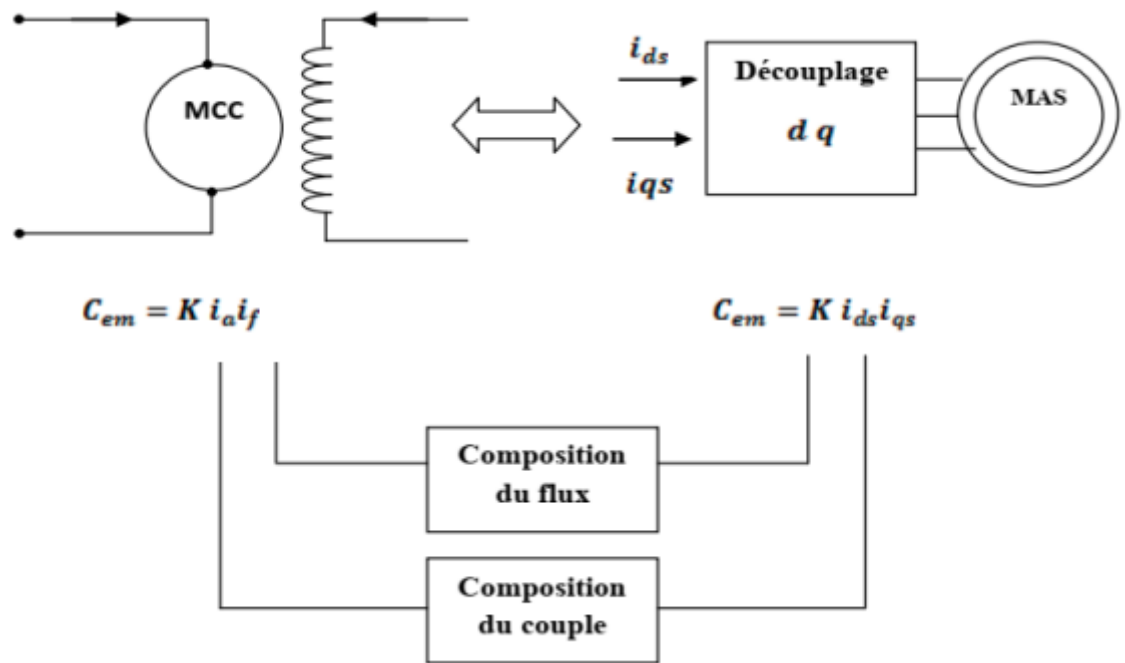


Figure II- 2: schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec MCC

II-3-1 commande vectorielle directe

Pour déterminer la position et la norme du flux (contrôler par contre réaction) il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteur spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et. les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- La non fiabilité de la mesure du flux
- problème de filtrage du signal mesuré.
- précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre) .

Afin de pouvoir utiliser une machine standard les capteurs de flux doivent être remplacés par estimateur de flux. [17]

II-3-2 commande vectorielle indirecte

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position.

Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux, dont le premier le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statorique mesurées. Mais dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statorique et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique . [18]

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

Dans ce qui suit, on va étudier la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

II-4 Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II-4-1 Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statorique et la vitesse du champ tournant. [19]

II-4-2 Système d'équations liées au flux rotorique

le flux devient :

$$\text{A partie de: } \phi_{rd} = \phi_r = L_r \cdot I_{rd} + L_m \cdot I_{sd} \quad (\text{II-3})$$

$$\text{On obtient : } \phi_r = -\tau_r \frac{d\phi_r}{dt} + L_m \cdot I_{sd} \quad (\text{II-4})$$

$$\text{Après la transformation de la place: } \phi_r = \frac{L_m}{1+s\tau_r} \cdot I_{sd} \quad (\text{II-5})$$

les tensions statoriques :

$$\begin{cases} u_{sd} = R_S I_{sd} + \sigma L_S \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_S I_{sq} \\ u_{sq} = R_S I_{sq} + \sigma L_S \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_S I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II-6})$$

Après la transformation de la place:

$$\begin{cases} u_{sd} = (R_S + \sigma L_S) I_{sd} + S \frac{L_m}{L_r} \Phi_r - \omega_s \sigma L_S I_{sq} \\ u_{sq} = (R_S + \sigma L_S) I_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_r + \omega_s \sigma L_S I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

La pulsation et la position du flux par rapport au stator sont calculées par les formules suivantes :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m}{\tau_r \Phi_r} \cdot I_{sq} \quad (\text{II-8})$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{II-9})$$

on obtient la pulsation de glissement :

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \frac{L_m}{\tau_r \Phi_r} \cdot I_{sq} \quad (\text{II-11})$$

Nous avons vu que le couple en régime quelconque s'exprime dans le repère d,q comme un produit croisé de courants ou de flux :

$$C_e = \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II-12})$$

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant alors le couple devient :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_r I_{sq}) \quad (\text{II-13})$$

A l'examen de ces dernières relations, on constate que : [3]
la composante I_{sd} joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation Φ .

la composante I_{sq} joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple.

On retrouve à partir de (II) la configuration des machines à courant continu, constituant la base de la commande à flux rotorique orienté.

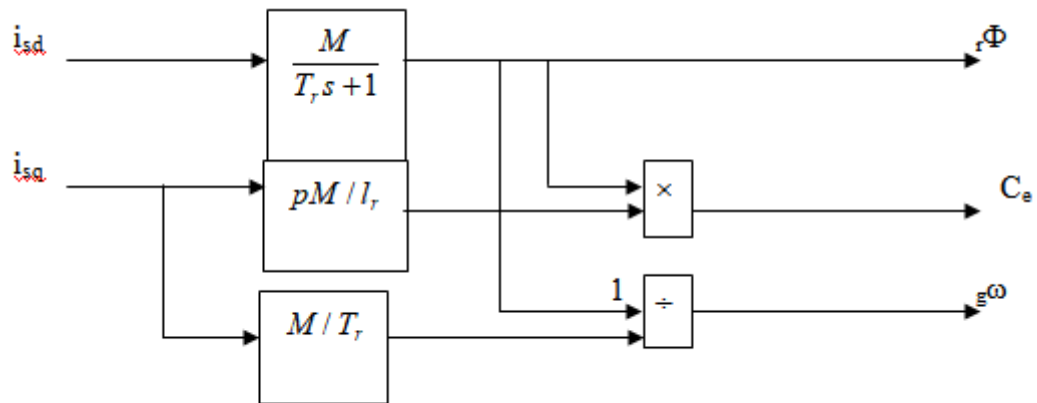


Figure II- 2: Schéma-bloc de découplage par flux orienté

II-4-3 Découplage entré-sortie

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [2].

II-5-3-1 Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que:

$$: \text{Et } V_{sd} = V_{sd1} - e_d$$

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \tag{II-14}$$

$$\text{Avec : } e_d = \omega_s \sigma l_s i_{sq} + \frac{M}{l_r} r_r \Phi_r \tag{II-15}$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (figure (II-04))

Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sd} \tag{II-16}$$

$$V_{sq1} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} \tag{II-17}$$

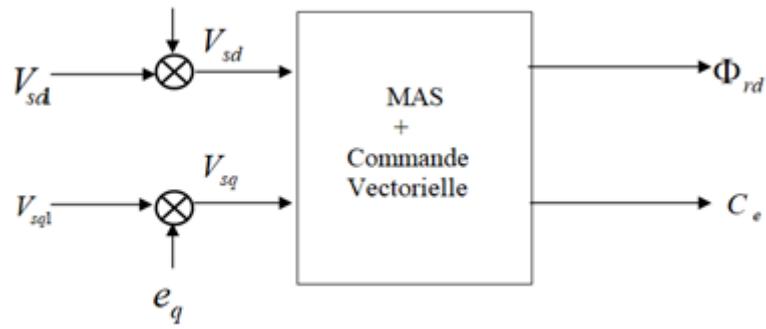


Figure II- 3: Reconstitution des tensions

II-4-4 Bloc de dé fluxage

Les opérations à toutes vitesses caractérisant le fonctionnement optimal de la machine à induction sont réalisées pratiquement par un bloc de dé fluxage, voir figure (II-5).Ce dernier est définit par la fonction non-linéaire suivante : [19]

$$|\Omega_r| \leq \Omega_{rnom} \quad \text{Pour } \Phi_r = \Phi_{rnom}$$

- sur -vitesse :

$$|\Omega_r| \geq \Omega_{rnom} \quad \text{Pour } \Phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} \cdot \Phi_{rnom}$$

Avec :

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : flux rotorique nominale .

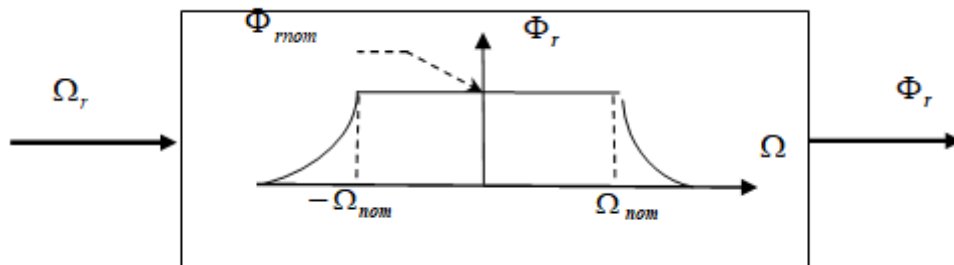


Figure II- 4: Bloc de défluxage

II-4-5 Schéma fonctionnelle de la commande

La figure (II.6) représente le schéma bloc d'une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone

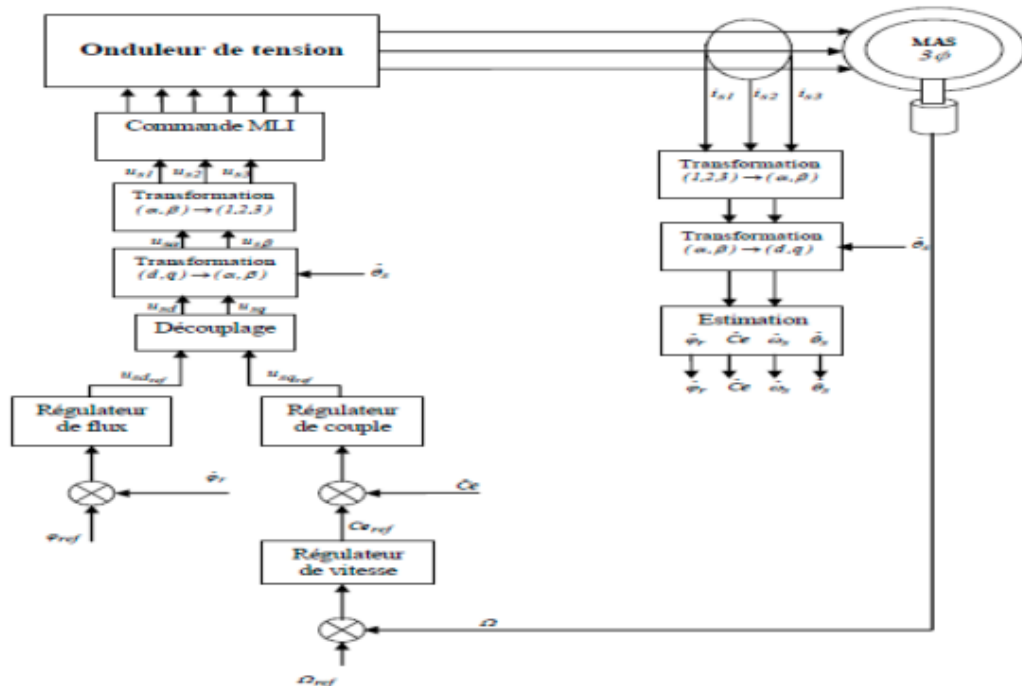


Figure II- 5: Schéma de simulation de la Commande vectorielle *directe*

II-4-6 Calcul des régulateurs

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation seront du type proportionnel et intégral (PI), car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues.

A fin de contrôler le couple électromagnétique et effectuer la régulation de la vitesse. [19]

II-4-6-1 Régulation de la vitesse

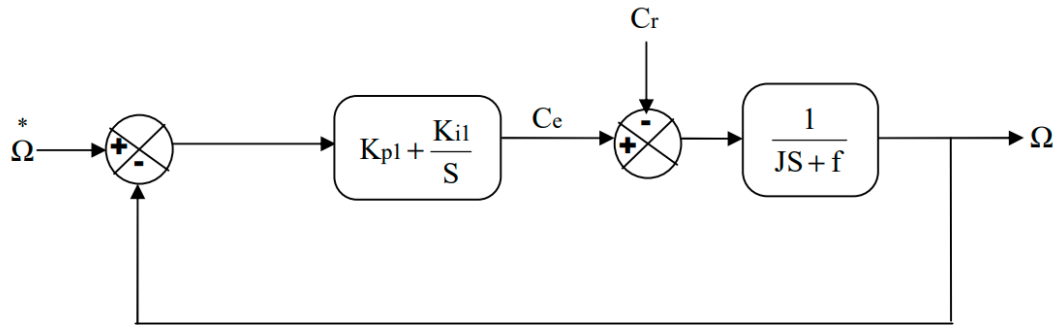


Figure II- 6: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la figure suivante :

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma bloc est donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{\left(\frac{1}{JS+f}\right)\left(K_{P1} + \frac{K_{i1}}{S}\right)}{1 + \left(\frac{1}{JS+f}\right)\left(\frac{K_{i1}}{S} + K_{i1}\right)} = \frac{1 + \tau_1 S}{1 + \left(\tau_1 + \frac{f}{K_{i1}}\right)S + \frac{J}{K_{i1}}S^2} \quad (II-18)$$

Avec:

$$\tau_1 = \frac{K_{P1}}{K_{i1}} \quad (II-19)$$

La fonction de transfert du système peut être exprimée sous la forme d'un polynôme du deuxième ordre en utilisant la forme canonique suivante :

$$H(s) = K / (S^2 + 2\xi s + \omega_n^2) \quad (II-20)$$

Où H(s) est la fonction de transfert, K est le gain statique, ξ est le coefficient d'amortissement et ω_n est la pulsation naturelle du système.

Cette formulation simplifiée permet de représenter la dynamique du système de manière concise.

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\varepsilon}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (II-21)$$

Pour un amortissement critique $\varepsilon = 1$ on obtient

$$\begin{cases} K_{P1} = \tau_1 K_{i1} \\ K_{i1} = \frac{4J}{\tau_1^2} \end{cases} \quad (II-22)$$

II-4-6-2 Régulateurs de courants

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables, nous nous intéressons au dimensionnement des régulateurs. Donc les deux régulateurs sont identiques. La boucle de régulation du courant I_{sd} (respectivement I_{sq}) peut être représenté par la figure (II-8) (resp figure (II-9)) :

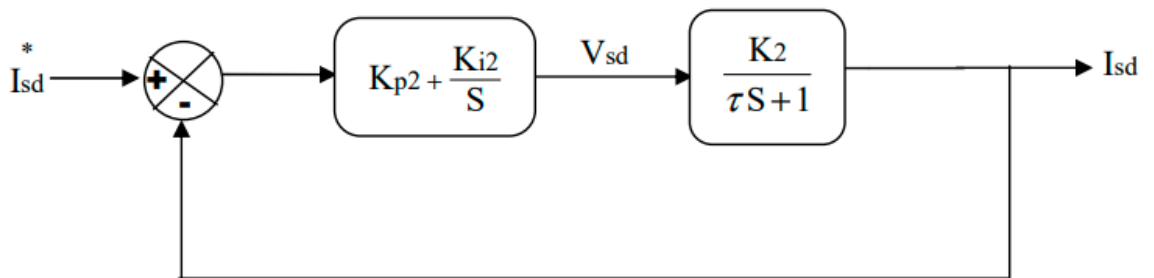


Figure II- 7:Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sd}

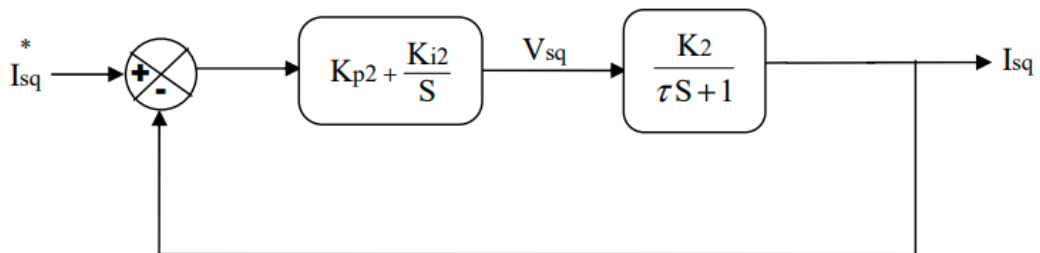


Figure II- 8:Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sq}

Avec:

$$K_2 = \frac{1}{R_S + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} \tag{II-23}$$

$$\tau = \frac{\sigma L_S}{R_S + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} \tag{II-24}$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$\frac{Isd}{Isd^*} = \frac{\left(k_{P2} + \frac{k_{i2}}{S}\right) \left(\frac{k_2}{\tau S + 1}\right)}{1 + \left(k_{P2} + \frac{k_{i2}}{S}\right) \left(\frac{k_2}{\tau S + 1}\right)} = \frac{\left(\frac{k_{P2}k_2}{\tau}\right) S + \frac{k_{i2}k_2}{\tau}}{S^2 + \left(\frac{k_{P2}k_2 + 1}{\tau}\right) S + \frac{k_{i2}k_2}{\tau}} \quad (\text{II} - 25)$$

D'où l'équation caractéristique en boucle fermée est de la forme suivante :

$$S^2 + 2\varepsilon\omega_0 S + \omega_0^2 = 0$$

L'équation terme à terme des deux équations (II-24) et (II-25) entraîne que :

$$\begin{cases} 2\varepsilon\omega_0 = \frac{k_{P2}K_2 + 1}{\tau} \\ \omega_0 = \frac{K_{i2}K_2}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II-26})$$

Donc, les paramètres du régulateur sont :

$$\begin{cases} k_{P2} = \frac{2\varepsilon\omega_0\tau - 1}{K_2} \\ K_{i2} = \frac{\omega_0^2\tau}{K_2} \end{cases} \quad (\text{II-27})$$

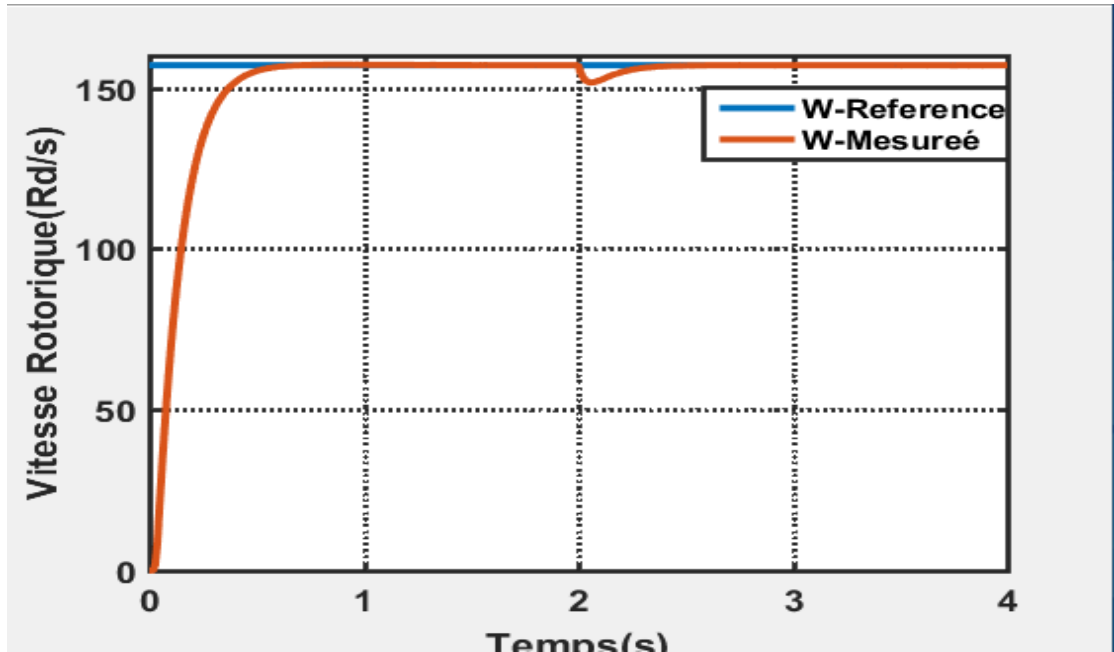
II-5 les résultats de simulation de la commende vectorielle

II-5-1 Essais à vide et en charge

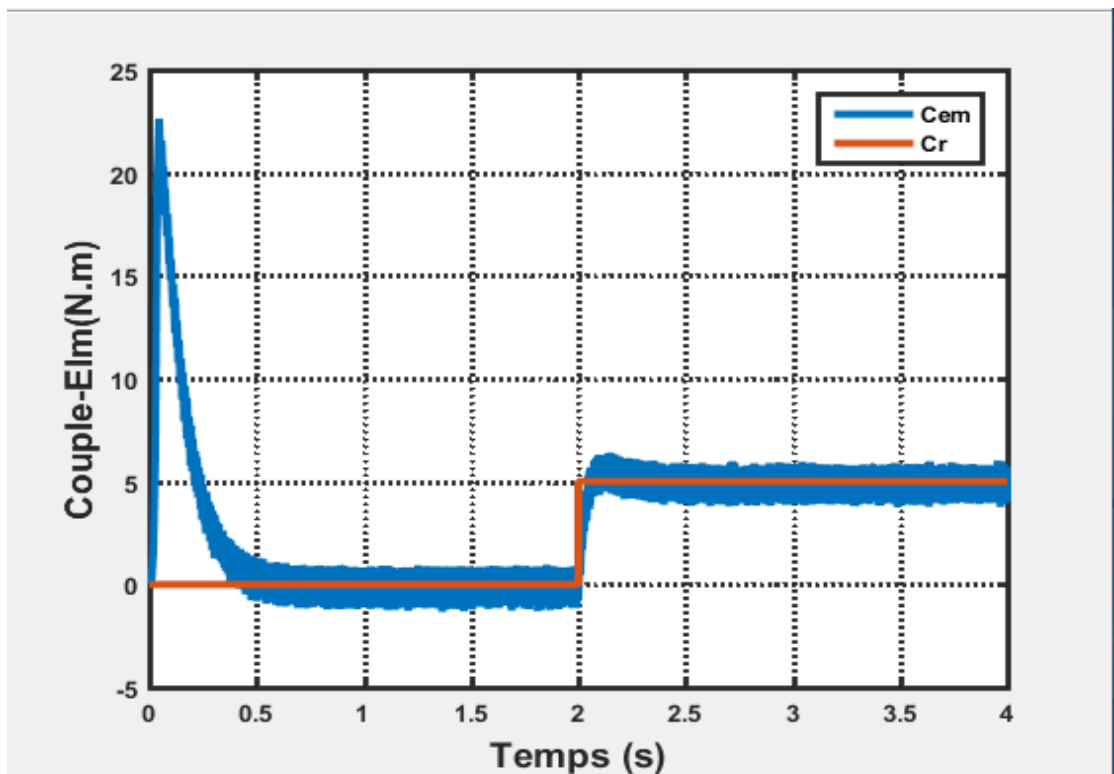
La figure (II-10) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilise par la valeur de vitesse de référence .A prés l'application de charge ($C_r = 5\text{N.m}$ à $t = 2\text{ s}$), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (157 rad/s), le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteinte la valeur de couple résistant avant et a prés l'application de charge.

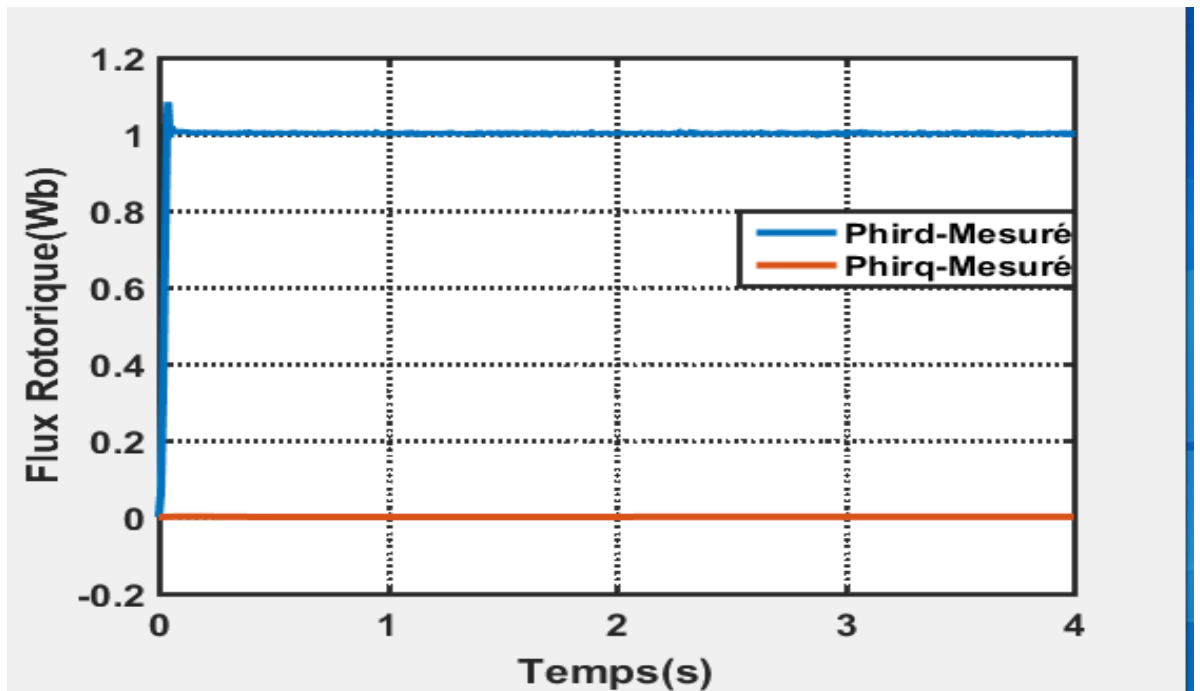
Les composantes du flux rotorique subit une chute au moment de l'application de la charge puis stabilisent à la valeur désiré,



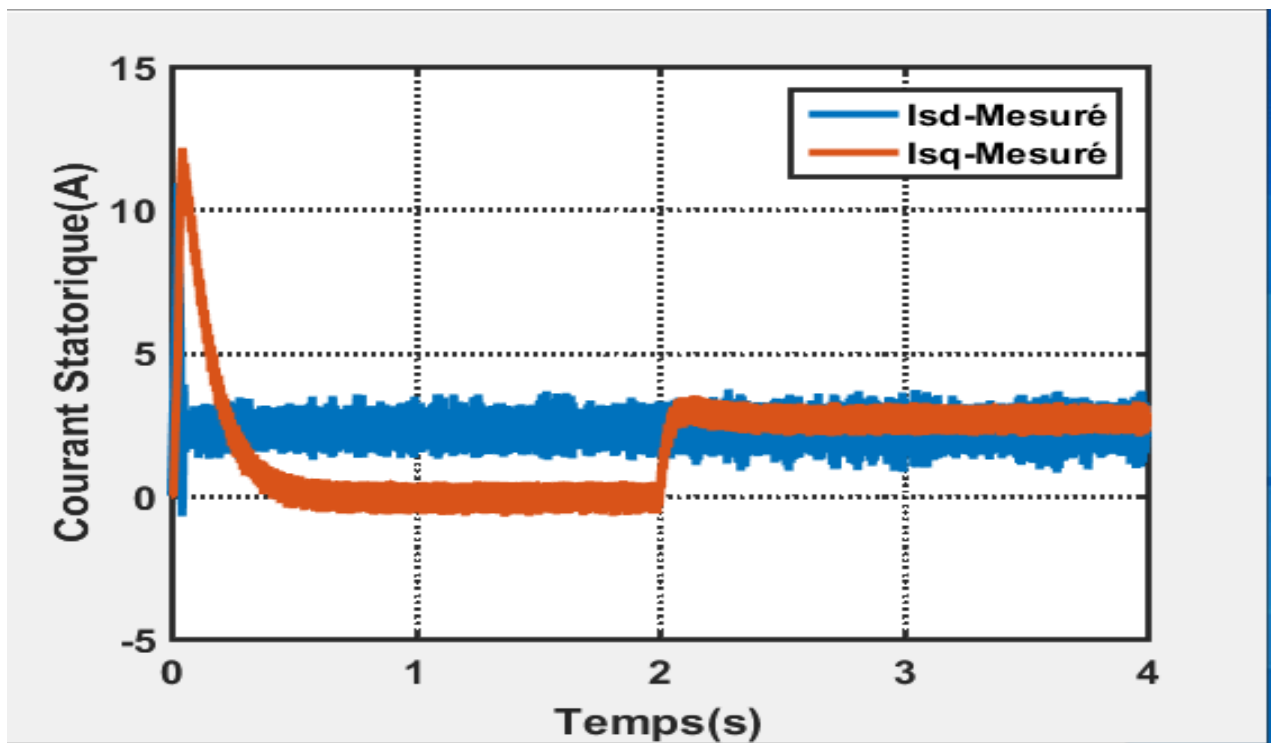
Vitesse rotorique



Couple ELM



flux rotorique



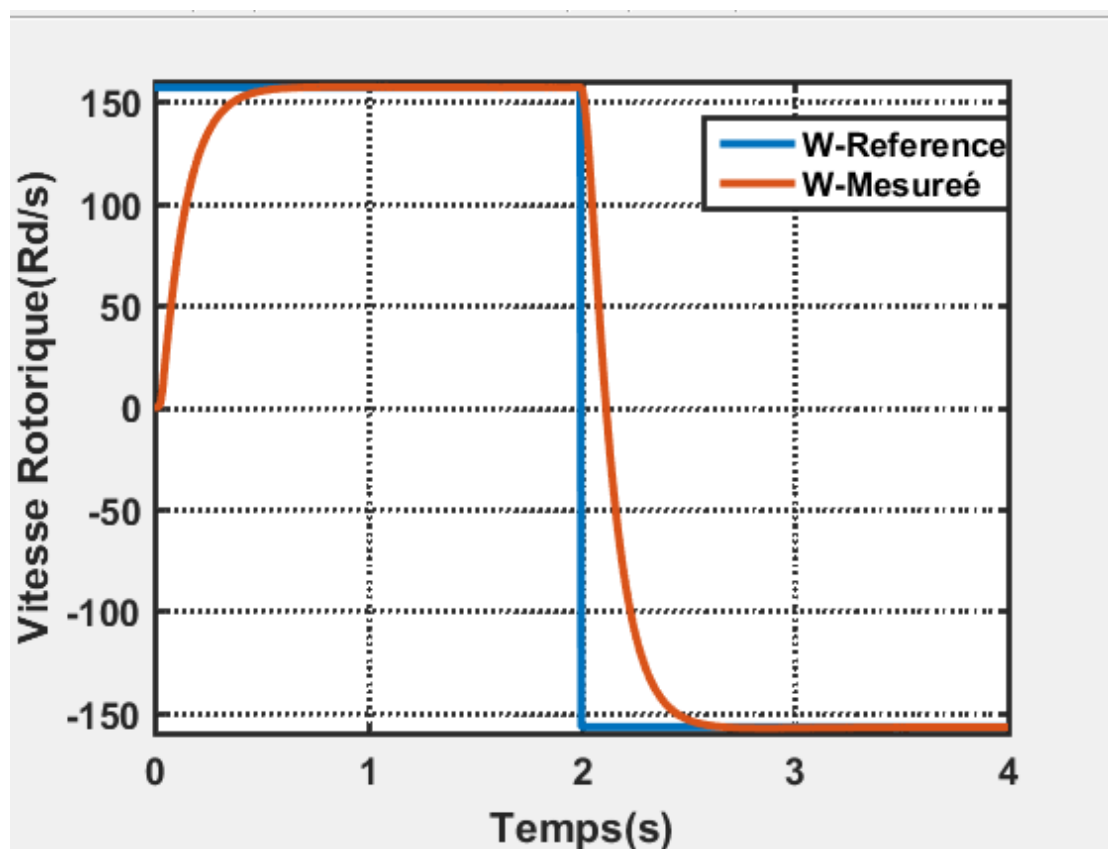
Courant statorique

Figure II- 9: Test à vide et en charge.

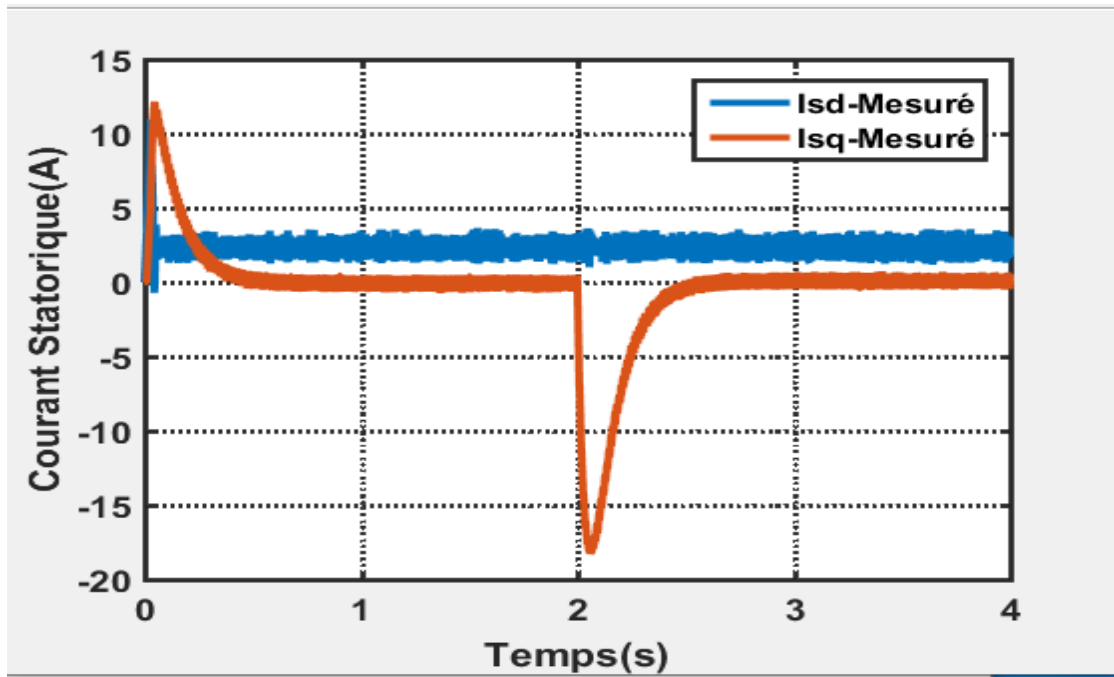
II-5-2 Test D'inversion de vitesse

Ce test est fait pour montrer l'efficacité de la Commande Vectorielle directe à la variation de la vitesse, en appliquant un couple de charge $C_r=5$ N.m à $t=2$ s puis l'inversion du sens de rotation (157 rad/s à -157 rad/s) à l'instante $t=2$ s .

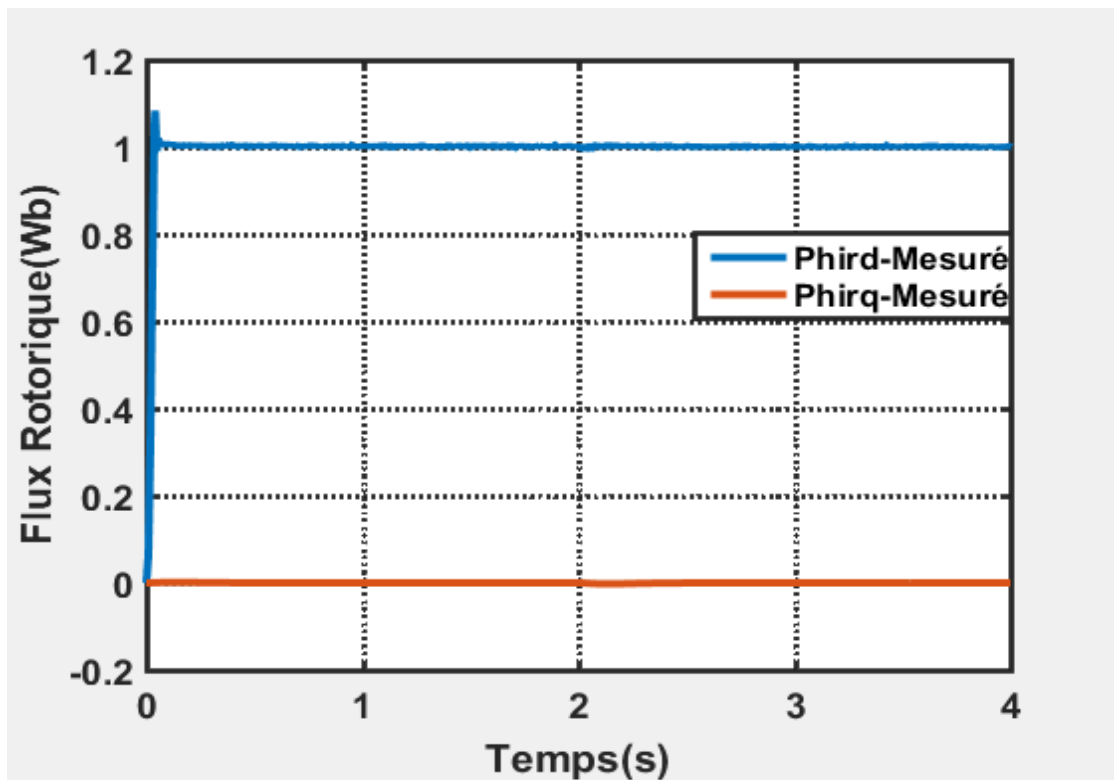
la figure (II-11) montre que la réponse de la vitesse suit parfaitement la consigne sans dépassement, Le couple électromagnétique et le courant I_{sq} ont la même allure et le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre. Le découplage entre le flux et le couple est intact lors de ce test.



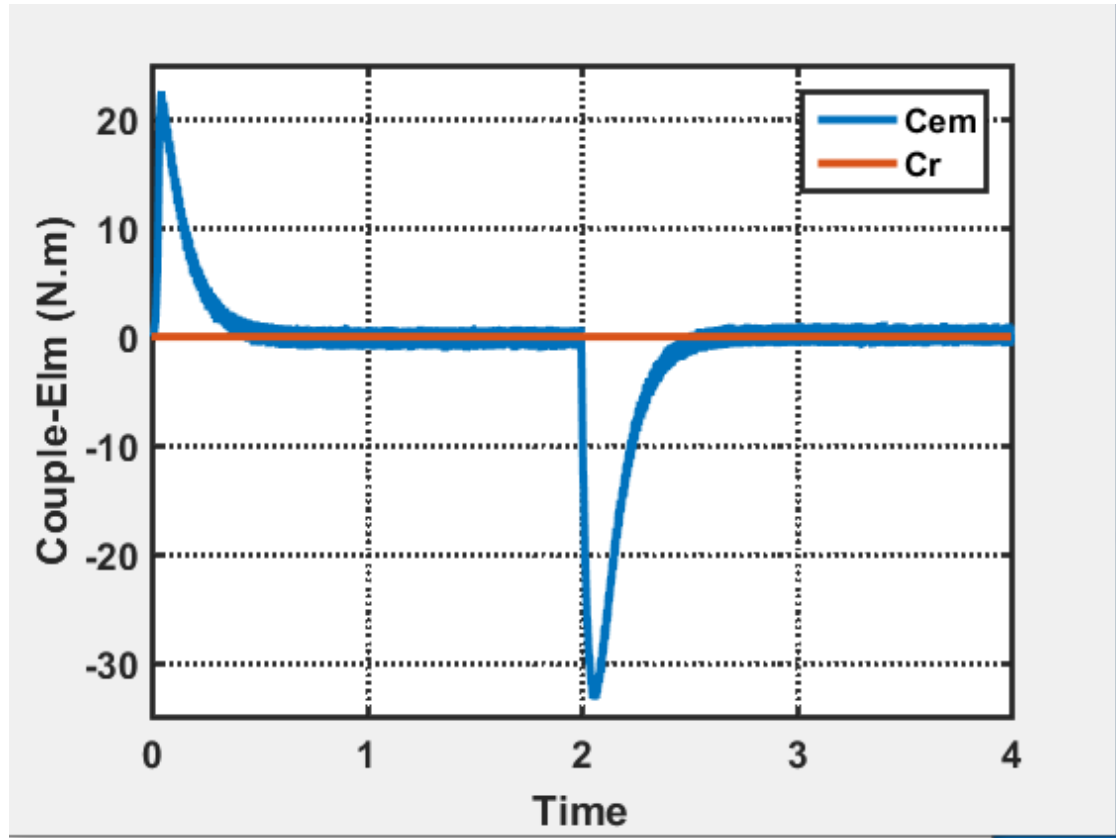
Vitesse rotorique



Courant Statorique



flux rotorique



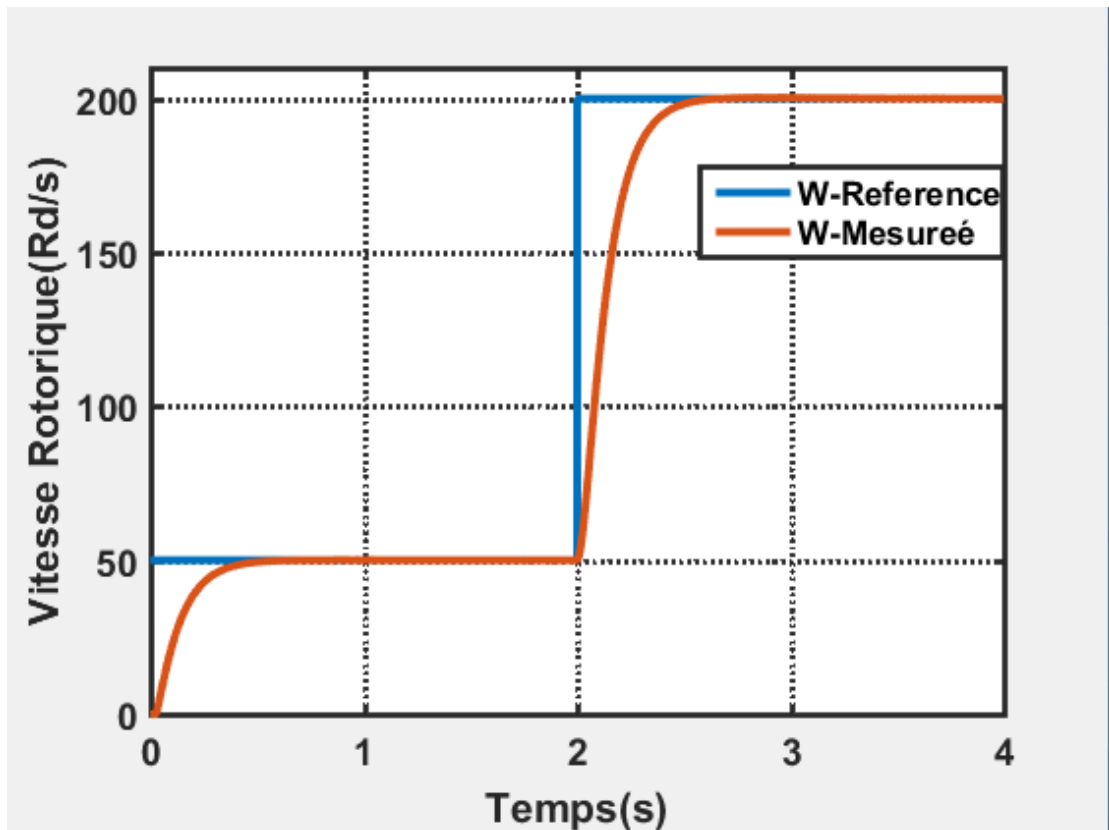
Couple Elm

Figure II- 10: test de l'inversion de vitesse.

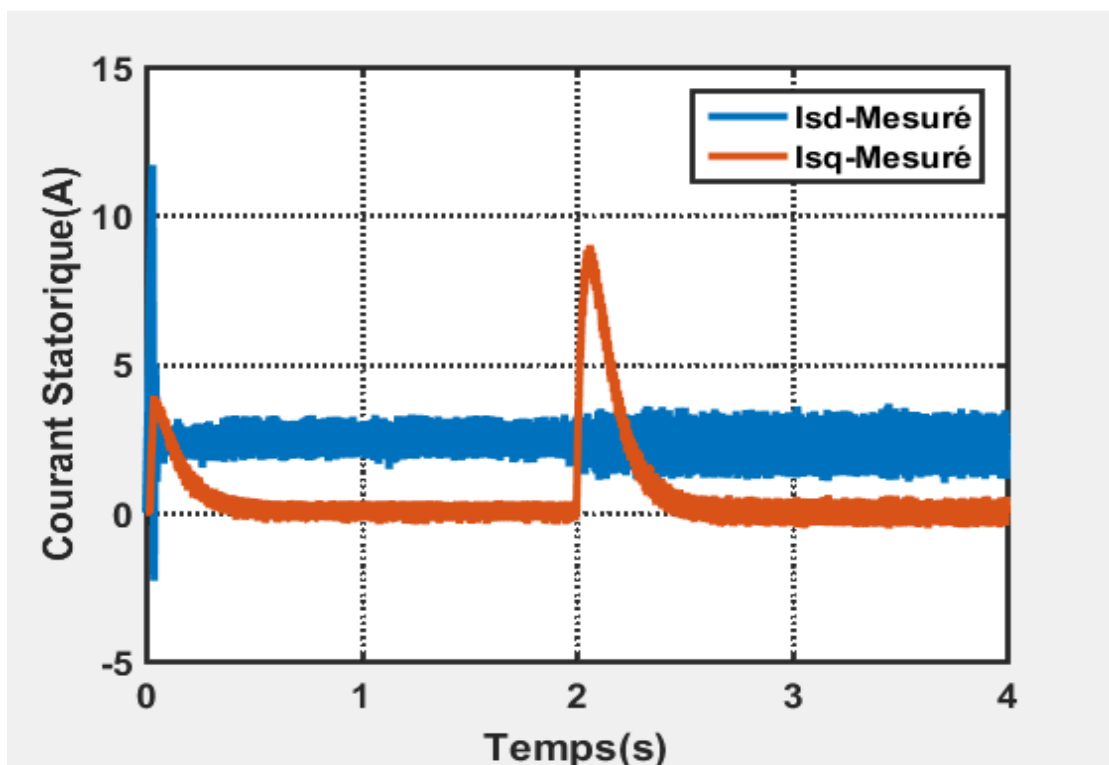
II-5-3 Changement de consigne et inversion du sens de rotation

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ($\Omega_{ref_{t=(0-2)}} = 50 \text{ rad/s}$, $\Omega_{ref_{t=(2-4)}} = 200 \text{ rad/s}$) de la figure (II-13) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple. On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur avec une petite erreur.

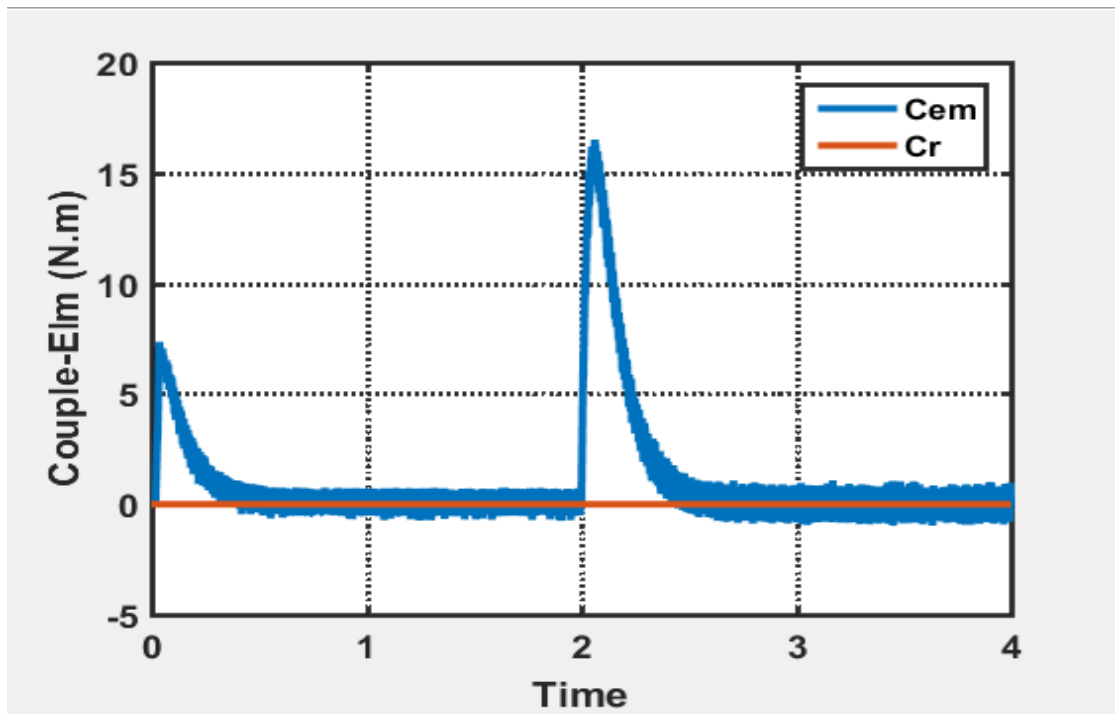
Aussi on remarque une variation en module des composantes du flux rotorique, le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.



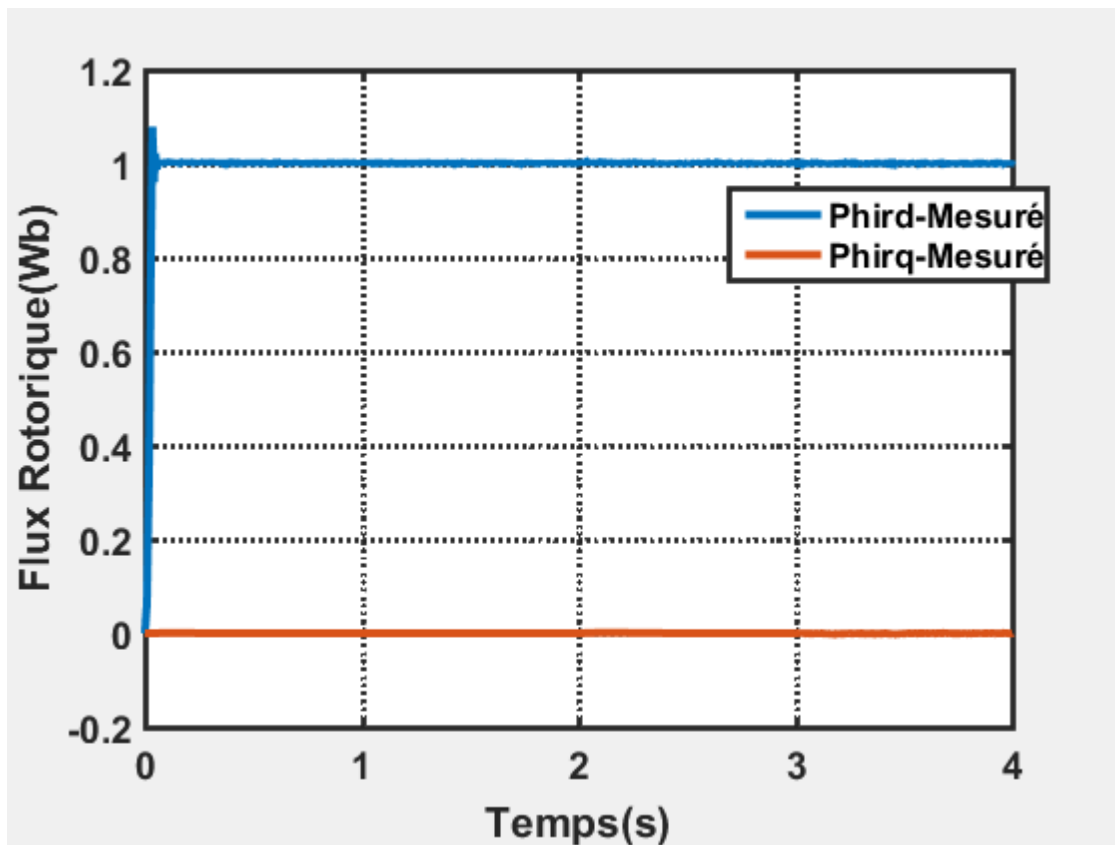
Vitesse rotorique



Courant Statorique



Couple Elm



flux rotorique

Figure II- 11: Simulation de Changement de consigne et inversion du sens de rotation

II-7 Conclusion

Particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple. Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus. On a commencé par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectué le test de robustesse pour la variation de vitesse, la charge et la variation. Les résultats montrent que la commande vectorielle est sensible à la variation..

CHAPITRE III

Etude de la commande par logique floue de la machine

asynchrone



III-1 Introduction

La logique floue (fuzzy logic) est une branche de l'intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps. Cette méthode de réglage a été introduite à large échelle au Japon. Cependant, plus récemment elle est de plus en plus appliquée en Europe.

Les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système et un traitement analytique à l'aide de fonction de transfert ou d'équations d'état. Par contre le réglage par logique floue donne une approche 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 [20].

Cette nouvelle théorie a été appliquée initialement dans des domaines non techniques, tel que le commerce ou la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts. Les premières applications de la logique floue au niveau des systèmes de réglage ne parurent que dès 1975. Ce sont les Japonais qui commencent à l'utiliser dans des produits industriels pour résoudre les problèmes de réglage et de commande, et récemment en Europe, une intense activité de recherche a été introduite afin d'exploiter ce principe de réglage [21]

Le contrôleur flou apparaît utile pour tous systèmes complexes et non linéaires dans lesquels la modélisation est difficile ou impossible. Son intérêt réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague.

A travers ce chapitre, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un réglage par logique floue. Suit auxquels nous allons introduire les bases et constituants du régulateur flou.

III-1-1 Historique de la logique floue

Depuis longtemps l'homme cherche à maîtriser les incertitudes et les imperfections inhérentes à sa nature. La première réelle manifestation de la volonté de formaliser la prise en compte des connaissances incertaines fut le développement de la

théorie des probabilités à partir du XVII^e siècle. Mais les probabilités ne peuvent maîtriser les incertitudes psychologiques et linguistiques. On a donc assisté aux développements des théories de probabilité subjective (dans les années 50) puis de l'évidence (dans les années 60) [22]

Puis la Logique Floue est apparue en 1965 à Berkeley dans le laboratoire de Lotfi Zadeh avec la théorie des sous-ensembles flous puis en 1978 avec la théorie des possibilités. Ces deux théories constituent aujourd'hui ce que l'on appelle Logique Floue [23]

La Logique Floue permet la formalisation des imprécisions dues à une connaissance globale d'un système très complexe et l'expression du comportement d'un système par des mots.

Elle permet donc la standardisation de la description d'un système et du traitement de données aussi bien numériques qu'exprimées symboliquement par des qualifications linguistiques [24]

III-1-2 Principes de la logique floue

Les domaines d'applications de la logique floue concernant principalement les problèmes où les données ne peuvent être formulées de manière explicite, ainsi que des techniques de contrôle et de réglages, lorsque les moyens classiques atteignent leurs limites (Exemples systèmes non linéaires, etc.).

La logique floue est bien connue par des automaticiens pour ses applications dans le contrôle et commande de procédés, appelé alors couramment « contrôle flou ». Tout comme un contrôleur (ou correcteur) classique [25],

Son but est de traiter les problèmes de commande de processus avec une approche différente de l'automatique classique

III-2- 3 Théorie des ensembles flous

Dans la théorie des ensembles, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble. La notion d'ensemble est à l'origine de nombreuses théories mathématiques. Cette notion essentielle ne permet cependant pas de rendre compte de

situations pourtant simples et rencontrées fréquemment. Parmi des fruits, il est facile de définir l'ensemble des pommes. Par contre, il sera plus difficile de définir l'ensemble des pommes mûres. On conçoit bien que la pomme mûrit progressivement... la notion de pomme mûre est donc graduelle. C'est pour prendre en compte de telles situations qu'a été créée la notion d'ensemble flou. La théorie des ensembles flous repose sur la notion d'appartenance partielle : chaque élément appartient partiellement ou graduellement aux ensembles flous qui ont été définis. Les contours de chaque ensemble flou (cf. fig. 1) ne sont pas « nets », mais « flous » ou « graduels ».

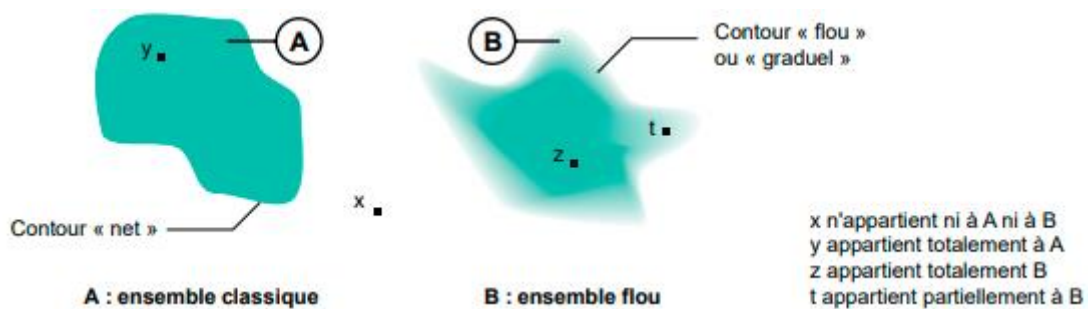


Figure III- 11 comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou

III-2-3 Opérateurs de la logique floue

Une fois les ensembles flous définis, des mathématiques concernant ce type d'ensemble ont été développées. Les mathématiques élaborées ressemblent beaucoup à celles reliées à la théorie des ensembles conventionnels. Les opérateurs d'union, d'intersection et de négation existent pour les deux types d'ensemble. Les opérateurs habituels, soit l'addition, la soustraction, la division et la multiplication de deux ou plusieurs ensembles flous existent aussi. Toutefois, ce sont les deux opérateurs d'union et d'intersection qu'on utilise le plus souvent dans la commande par la logique floue [26]

III-2-3-1 Opérateur "NON"

Le complément d'un ensemble flou A, dénoté par :

$$C = \bar{A} \text{ (ou en anglais not A)}$$

est défini comme :

$$\mu_C(x) = 1 - \mu_a(x) \tag{III-1}$$

III-2-3-2 Opération ET

L'opération ET correspond à l'intersection de deux ensembles A et B , ou écrit :

$$C = A \cap B$$

Ou (A et B), l'opérateur ET de la logique floue est réalisé par la formulation du minimum, appliquée aux fonctions d'appartenances $\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$ des deux ensembles A ET B qui s'écrit par :

$$\mu_c(x) = \min[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad \text{(III-2)}$$

.III-2-3-3 Opérateur OU

L'opération OU correspond à l'union de deux ensembles A et B , on écrit :

$$C = (A \cup B)$$

ou (A ou B), la réalisation de l'opérateur Ou de la logique floue se fait par la formation du maximum, appliqué aux fonctions d'appartenance $\mu_a(x)$ et $\mu_b(x)$ des deux ensembles A et B qui s'écrit par:

$$\mu_c(x) = \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] \quad (\text{III-3})$$

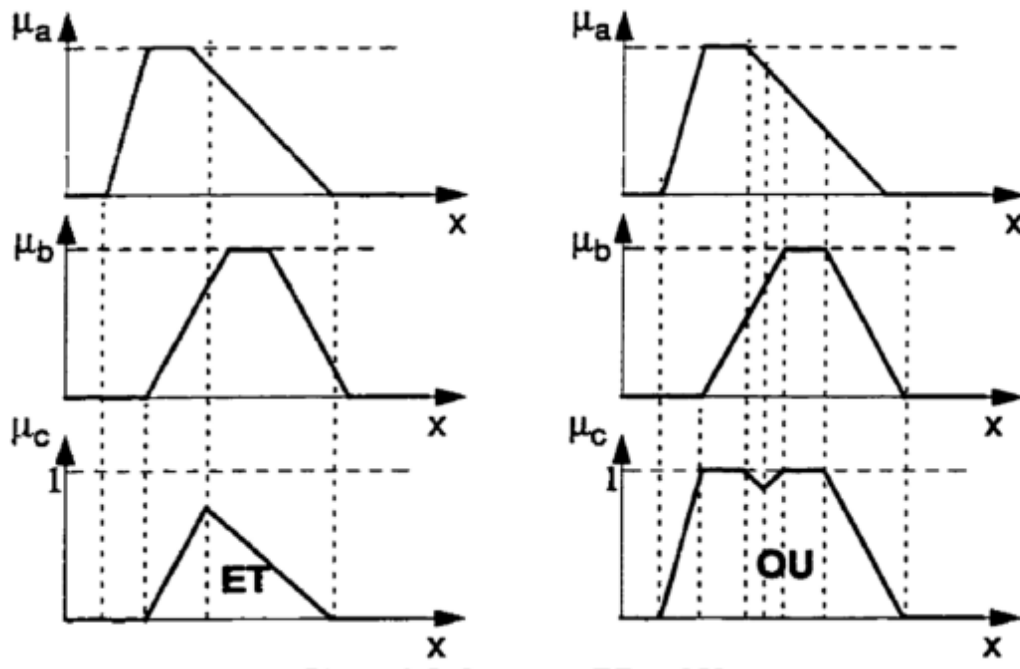


Figure III- 2 Les opérateurs ET OU

III.2.3.6 Opérateurs ET flou et OU flou

Les opérateurs sont obtenus par combinaison entre l'opérateur minimum et l'opérateur maximum et la moyenne arithmétique.

• L'opérateur ET flou est défini par :

$$\mu_c(x) = x \min[\mu_a(x), \mu_b(x)] + 1 - x [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (\text{III-4})$$

• L'opération OU flou est défini par :

$$\mu_c(x) = x \max[\mu_a(x), \mu_b(x)] + 1 - x [\mu_a(x) + \mu_b(x)] \quad (\text{III-5})$$

avec :

$[0,1]$, il est possible de prendre l'influence des deux termes

(ET flou, OU flou).

Pour $\alpha = 1$, on aboutit respectivement aux opérateurs min et max,

Et pour $\alpha = 0$, on aboutit à la moyenne arithmétique correspondante à l'opérateur somme.

Donc : le ET flou et le OU flou se confondent.

III.3 Contrôleur à logique floue

L'avis essentiel de la commande logique floue est la règle de la commande linguistique. Qui peut prendre plusieurs formes. Cependant, elle indique invariablement quelle action de commande prendre face à une condition donnée. Cette condition peut être une diminution ou augmentation de la grandeur à régler, comme par exemple le cas du réglage de la vitesse d'une machine électrique.

La conjoncture peut être une augmentation ou une diminution de la vitesse ou du couple, face aux variations paramétriques de la machine ou une variation du moment d'inertie de la partie tournante [25]

Ces actions de commande peuvent avoir la forme : «si l'erreur de vitesse est assez grande», «si la variation de l'erreur est trop petite» .

Les variables floues dans ce cas sont l'erreur et la variation de l'erreur, la sortie est la commande c'est la tension d'alimentation. Les mots clés sont « assez grande», « beaucoup», «trop petite»...qui représentent des informations imprécises mais utiles et sont représentées par un sous ensemble flou d'un univers de discours. Une règle de commande dans ce cas est la combinaison d'une condition et d'une action [25].

Le contrôleur à logique floue est un algorithme de conversion d'une stratégie de commande linguistique basée sur l'expertise humain en une stratégie de contrôle automatique décrit par un ensemble de règles de contrôle flou du type :

$$\begin{cases} R_1 : \text{si } x \text{ est } A_1 \text{ et } y \text{ est } B_1 \text{ alors } Z \text{ est } C_1 \\ R_2 : \text{si } x \text{ est } A_2 \text{ et } y \text{ est } B_2 \text{ alors } Z \text{ est } C_2 \\ R_n : \text{si } x \text{ est } A_n \text{ et } y \text{ est } B_n \text{ alors } Z \text{ est } C_n \end{cases}$$

Ces règles sont liées par le concept de l'implication floue et la règle compositionnelle "sup-star". Chaque règle de contrôle flou est représentée par une

relation floue, le système flou est caractérisé par une seule relation floue qui est déterminée par la combinaison de toutes les règles floue à savoir :

$$R = \text{ALSO} (R_1 ; R_2 , \dots ; R_n)$$

La structure générale d'un contrôleur à logique floue est montrée par la figure (I.6) [7].

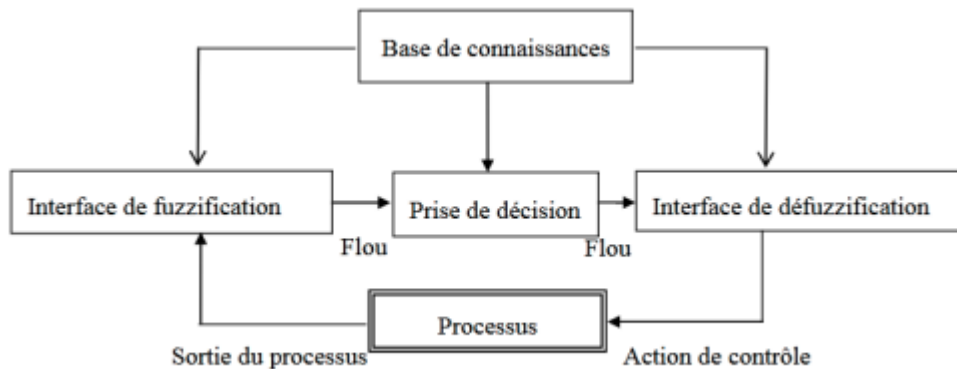


Figure III- 3 Synoptique d'un contrôleur flou

III-3-2-1 Etape du fuzzification

Cette interface accomplit les fonctions suivantes :

- La définition des fonctions d'appartenances 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 :

1. la fuzzification singleton.
2. 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 :

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

Base de règles:

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final elle est composée [30]

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation 2.
2. la base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles : Si "condition" Alors " connaissance".

III-3-2-2 Etape d'établissement des règles d'inférence

Il était crucial de choisir les plages de valeurs correctement. Une bonne sélection de plages et une bonne répartition garantissent une conception réussie. Cependant, une mauvaise décision entraîne des corrections prolongées dans les étapes suivantes ; Afin d'éviter les erreurs de conception, il est souvent nécessaire de redéfinir les plages des valeurs. Un bon choix nécessite de l'expérience et des connaissances du système. [27]. Les règles sont du genre:

Règle 1. SI E_n est NG ET dE_n NG ALORS dU_n NG.

Règle 2. SI E_n est NG ET dE_n NM ALORS dU_n est NG.

Règle n. SI E_n est PG ET dE_n PG ALORS dU_n est PG

Les 49 règles décrites ci-dessus peuvent apparaître dans la matrice dite d'inférence présentée dans le tableau ci-dessous, qui illustre la règle 35 :

CHAPITRE III Etude La commande par logique floue de la machine asynchrone

Ew CEw	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau III- 1:Table de règles pour le RLF de vitesse

Si l'on ne retient que cinq ensembles flous et deux entrées, la matrice d'inférence est la suivante :

En dEn	NG	NP	EZ	PP	PG
NG	NG	NG	NP	NP	EZ
NP	NG	NP	NP	EZ	PP
EZ	NP	NP	EZ	PP	PP
PP	NP	EZ	PP	PP	PG
PG	EZ	PP	PP	PG	PG

Tableau III- 2: Tableau de décision floue (inférence) cinq ensembles

Dans le cas où l'on attribue trois ensembles flous, un choix possible est suivant :

En	N	EZ	P
den			
N	N	N	EZ
EZ	N	EZ	P
P	EZ	P	P

Tableau III- 3: Tableau de décision floue (inférence) trois ensembles

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe

III-3-2-3 Défuzzification

Cette étape consiste à réaliser l'opération inverse de la fuzzification, c'est-à-dire, obtenir une valeur physique (numérique) de la sortie à partir de la surface obtenue. Plusieurs méthodes de défuzzification existent, la méthode des hauteurs pondérées et la méthode de centre de gravité [28] [29][30].

La méthode de défuzzification la plus utilisées est le centre de gravité [30] figure

(III- 4)

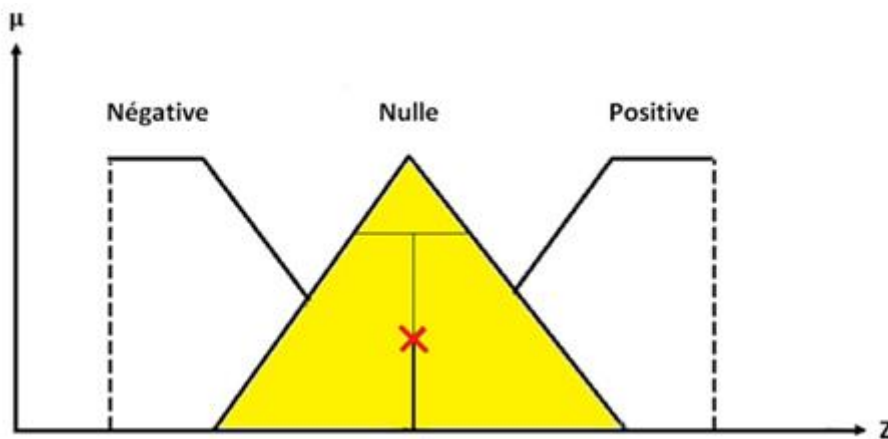


Figure III- 5: La défuzzification par la méthode du centre de gravité.

Cette méthode consiste à trouver le centre de gravité de la surface obtenue. L'abscisse du centre de gravité de la sortie z peut se déterminer à l'aide de la relation générale [30], [31].

$$g = \frac{\int_{-1}^1 z_i \mu(z_i)}{\int_{-1}^1 \mu(z_i)} \quad \text{(III-6)}$$

6)

D'une méthode plus simple on peut calculer les centres de gravités sans aller calculer les intégrales, la figure (III- 6) nous permet de montrer

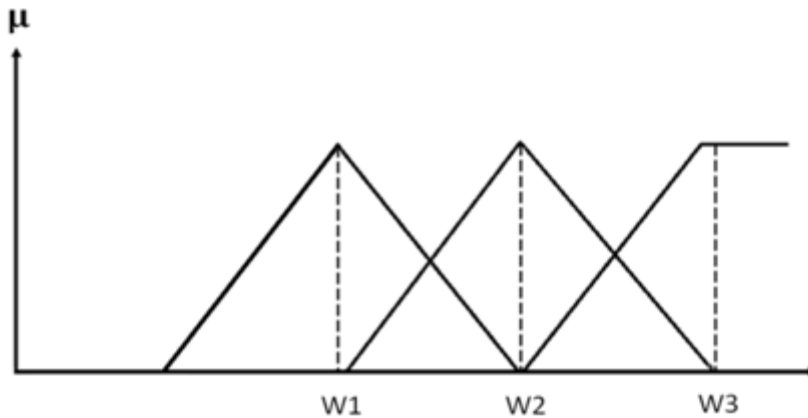


Figure III- 7: les centres de gravités par la méthodes de sommets.

W_i : sont les sommets des ensembles flous.

$$y = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{c_i}(y) W_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{c_i}(y)} \quad (III-7)$$

Exemple d'application

On considère le FLC type de MAMDANI :

Soit le schéma de la figure (III- 8) suivant :

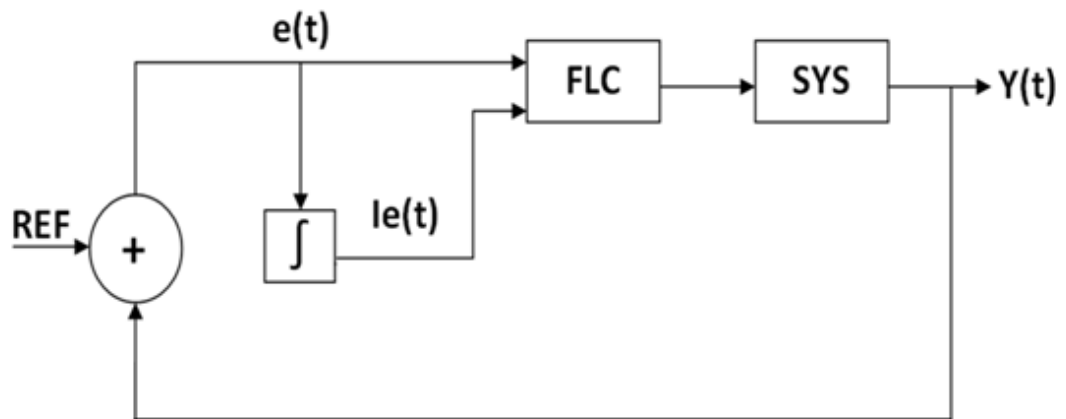


Figure III- 8:Schéma du FLC.

Dans notre schéma les entrées sont : e : (erreur) et Ie : intégral de l'erreur.

Par contre on peut faire un schéma avec des entrées e : (erreur) et Δe : (la dérivée de l'erreur), mais on doit faire une intégration a la sortie du régulateur

❖ Les entrées :

Voici donc les fonctions d'appartenance de e et Δe :

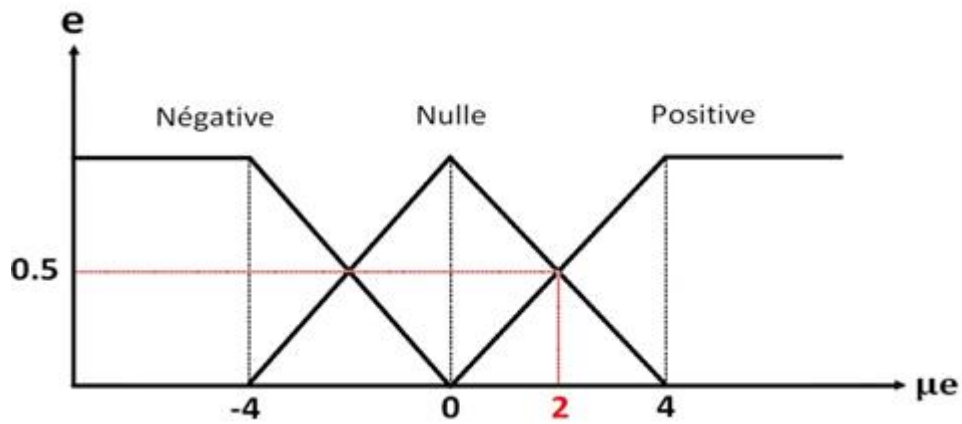


Figure III- 9: les fonctions d'appartenance de l'erreur e .

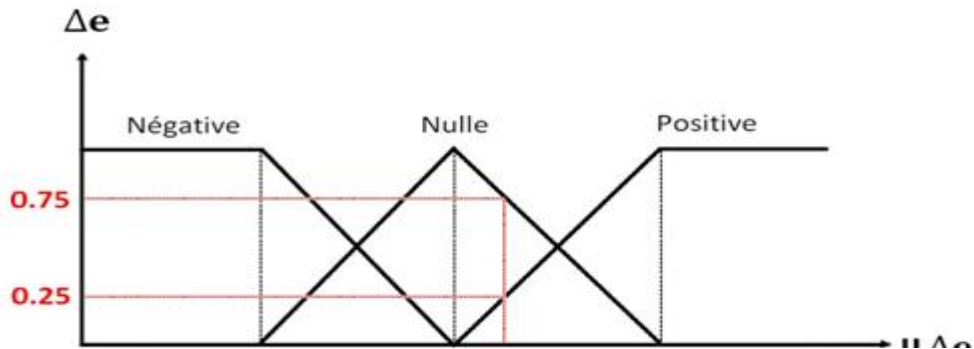


Figure III- 10: les fonctions d'appartenance de la dérivée de l'erreur Δe .

La

sortie :

La fonction d'appartenance de la commande U :

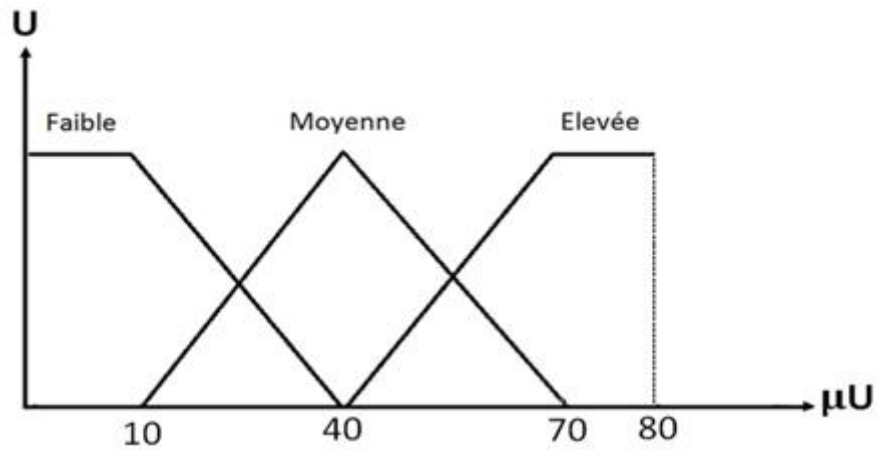


Figure III- 8: les fonctions d'appartenance de la commande U

La logique de décision :

Les valeurs de la commande U pour $e=2$ et $\Delta e=0.05$.

e		N	Z	P
Δe	U			
N		Faible	Faible	Moyen
Z		Faible	Moyen	Fort
P		Moyen	Fort	Fort

Tableau III- 4: matrice d'inférence type MAMDANI.

La solution :



Figure III- 9: La base des règles

❖ La base des règles :

R1 : Si e est Négative ET Δe est Négative Alors U est Faible.

R2 Si e est Négative ET Δe est Zéro Alors U est Faible.

R3 :Si e est Négative ET Δe est Positive Alors U est Moyen.

R4 :Si e est Zéro ET Δe est Négative Alors U est Faible.

R5 :Si e est Zéro ET Δe est Zéro Alors U est Moyen.

R6 :Si e est Zéro ET Δe est Positive Alors U est Fort.

R7 :Si e est Positive ET Δe est Négative Alors U est Moyen.

R8 :Si e est Positive ET Δe est Zéro Alors U est Fort.

R9 : Si e est Positive ET Δe est Positive Alors U est Fort.

❖ La fuzzification :

Les entrées : $e=2$ et $\Delta e=0.05$. Les sorties : μ_e

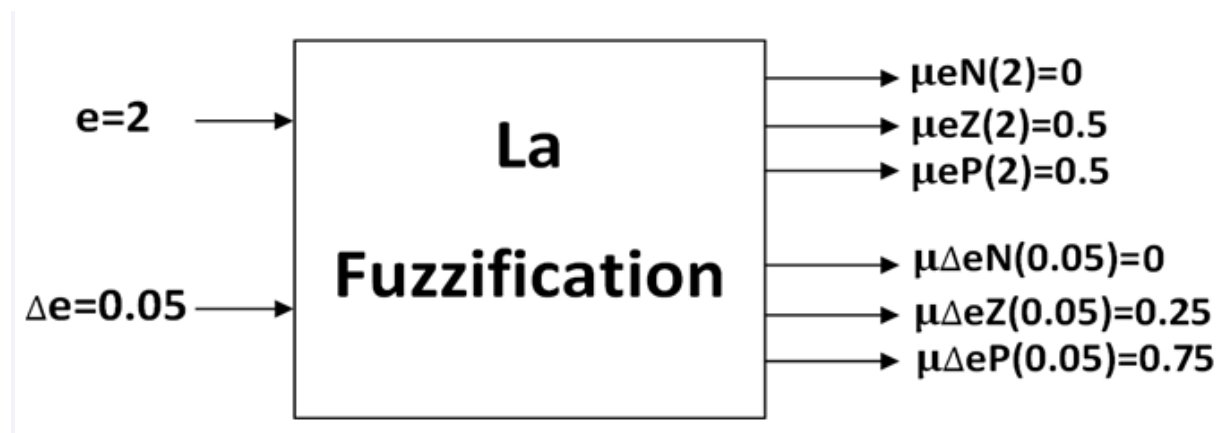


Figure III- 10:la fuzzification

❖ L'interprétation de règles :

- **Chaque règle : règle de **Min** (l'intersection) :**

$$\mu_{R1} = \min \{ \mu_{eN}(2), \mu_{\Delta eN}(0.05) \} = \min \{ 0, 0 \} = 0$$

$$\mu_{R2} = \min \{ \mu_{eN}(2), \mu_{\Delta eZ}(0.05) \} = \min \{ 0, 0.25 \} = 0$$

$$\mu_{R3} = \min \{ \mu_{eN}(2), \mu_{\Delta eP}(0.05) \} = \min \{ 0, 0.75 \} = 0$$

$$\mu_{R4} = \min \{ \mu_{eZ}(2), \mu_{\Delta eN}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0 \} = 0$$

$$\mu_{R5} = \min \{ \mu_{eZ}(2), \mu_{\Delta eZ}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.25 \} = 0.25$$

$$\mu_{R6} = \min \{ \mu_{eZ}(2), \mu_{\Delta eP}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.75 \} = 0.5$$

$$\mu_{R7} = \min \{ \mu_{eP}(2), \mu_{\Delta eN}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0 \} = 0$$

$$\mu_{R8} = \min \{ \mu_{eP}(2), \mu_{\Delta eZ}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.25 \} = 0.25$$

$$\mu_{R9} = \min \{ \mu_{eP}(2), \mu_{\Delta eP}(0.05) \} = \min \{ 0.5, 0.75 \} = 0.5$$

- **La fusion des règles : règle de **Max** (l'union) :**

$$\mu_{Faible} = \max \{ \mu_{R1}, \mu_{R2}, \mu_{R4} \} = 0$$

$$\mu_{Moyen} = \max \{ \mu_{R3}, \mu_{R5}, \mu_{R7} \} = 0.5$$

$$\mu_{Fort} = \max \{ \mu_{R6}, \mu_{R8}, \mu_{R9} \} = 0.5$$

- ❖ **La défuzzification :**

$$Y = \frac{\mu_{Faible} \cdot W1 + \mu_{Moyen} \cdot W2 + \mu_{Fort} \cdot W3}{\mu_{Faible} + \mu_{Moyen} + \mu_{Fort}}$$

$$\text{AN: } Y = \frac{0 \cdot 10 + 0.25 \cdot 40 + 0.5 \cdot 70}{0 + 0.25 + 0.5} = 60$$

III-4 Application de la logique floue à la commande de la vitesse de la MAS

Dans cette section, nous nous intéressons à l'application de la logique floue pour le réglage de la vitesse de la MAS. On distingue souvent deux types de résultats de défuzzification, le premier est de type Mamdani et l'autre de type Sugeno. Dans notre cas, nous étudions celui de Mamdani.

III-4-1 Synthèse du régulateur

La majorité des régulateurs utilisent le schéma simple proposé par Mamdani [33] pour les systèmes MIMO mono-entrée/ mono-sortie. Ce schéma est représenté par la figure (III.7) suivante.

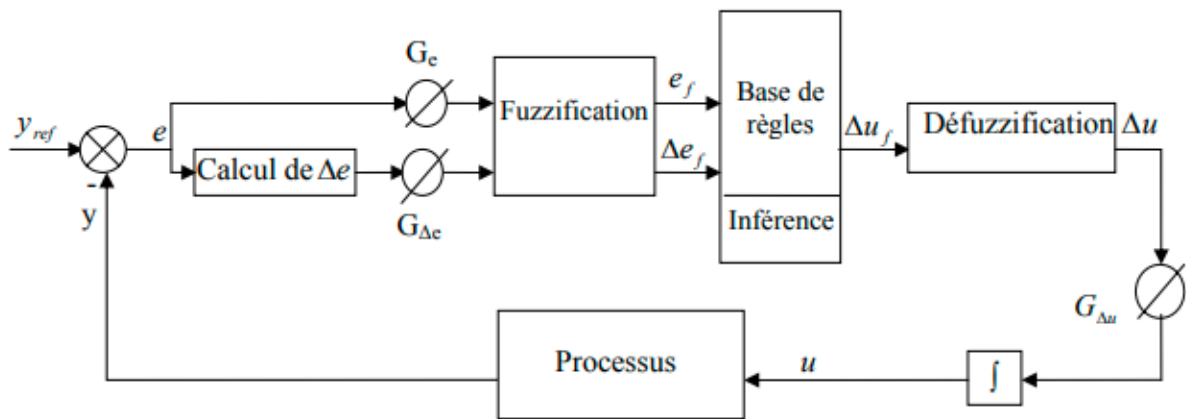


Figure III- 11: Schéma bloc de régulation par régulateur flou

D'après ce schéma, le régulateur est composé :

1. D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur;
2. Des facteurs d'échelles (normalisation) associé à l'erreur (G_e), à sa variation ($G_{\Delta e}$) et à la variation de la commande ($G_{\Delta u}$);
3. D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation;
4. Des règles de commande floue;
5. De la logique floue utilisée pour l'évaluation des règles de réglage flou (inférence);

6. D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique;
7. Un bloc d'intégrateur.

III-4-2 Loi de commande

Cette loi est en fonction de l'erreur et de sa variation $u = f(e, \Delta e)$ par conséquence, l'activation de l'ensemble des règles de décision donne la variation de la commande (Δu) nécessaire, permettant l'ajustement d'une telle commande u . La forme la plus générale de cette commande est :

$$\mu_k = \mu_{k-1} + G_{\Delta u} \Delta \mu_k \tag{III.8}$$

$G_{\Delta u}$: Gain associé à la commande u_k .

$\Delta \mu_k$: Variation de la commande

III-4-1-2 Principe et structure de commande

L'erreur (e) et le changement d'erreur (de) sont les entrées du contrôleur flou de type (Mamdani), comme indiqué dans le schéma fonctionnel de la structure de contrôle.

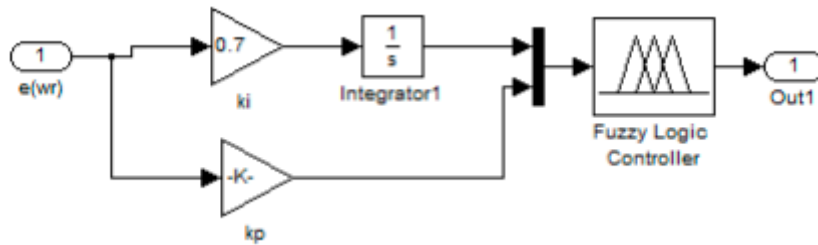


Figure III- 15:Schéma bloc d'un régulateur flou

III-4-1-3 Les entrées floues

Dans notre système on a deux entrées et une seule sortie (figure III-15)

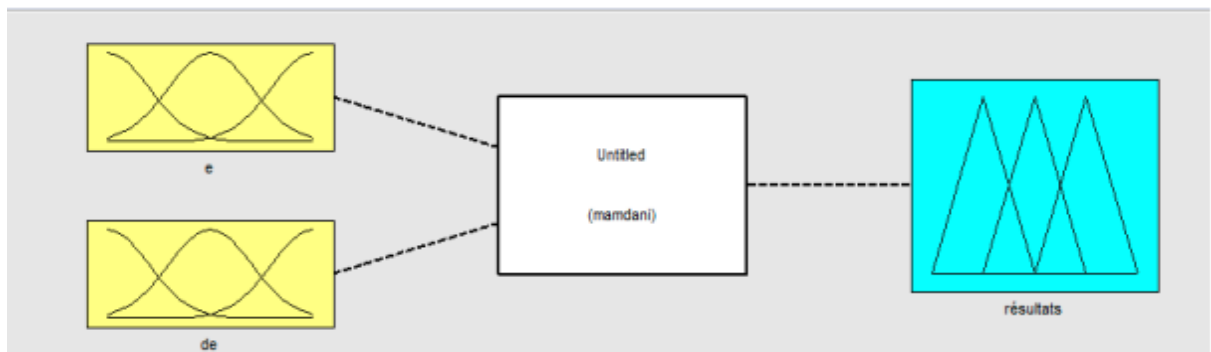


Figure III- 12:Création d'entrées et sortie

III-4-1-4 Les fonctions d'appartenances

Les fonctions d'appartenance de l'entrée ((e), (Δe)) et de la sortie (ΔC_{em}) sont choisies pour être le même triangle à sept classes et défini sur l'intervalle $[-1, 1]$, comme montré dans (III- 17)

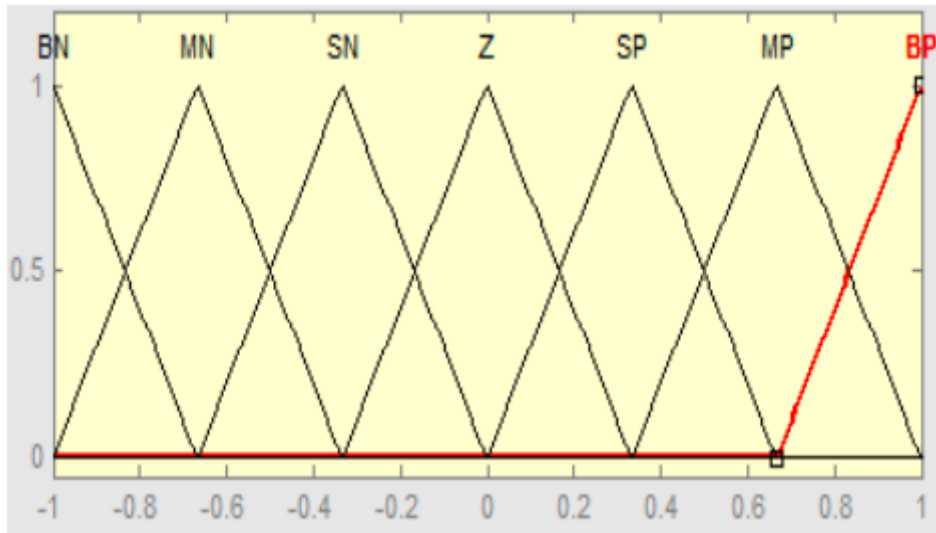


Figure III- 13: Fonctions d'appartenances du contrôleur flou (entrées, sorties)

III-4-1-5 Les règle d'inférence

Le tableau (III-4) présente le tableau des règles floues du contrôleur liées au système, où toutes les entrées de la matrice sont:

L'ensemble flou (e) de l'erreur et la dérivée (de) de l'erreur. La sortie de la table est nommée résultats

Er	dEr						
	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
BN	BN	BN	BN	BN	MN	SN	Z
MN	BN	BN	BN	MN	SN	Z	SP
SN	BN	BN	MN	SN	Z	SP	MP
Z	BN	MN	SN	Z	SP	MP	BP
SP	MN	SN	Z	SP	MP	BP	BP
MP	SN	Z	SP	MP	BP	BP	BP
BP	Z	SP	MP	BP	BP	BP	BP

Tableau III- 5: Règles floues relative au contrôleur flou

Avec : NB pour négatif grand, NM pour négatif moyen, NS pour négatif petit, Z pour zéro, PS pour positif petit, PM pour positif moyen, et PB pour positif grand.

III-5 Conclusion

Le chapitre commence par une introduction aux concepts de base de la logique floue. Divers aspects de la commande par logique floue sont introduits, ainsi que la conception d'un contrôleur flou, et les raisons de notre choix de cette commande sont démontrées pour sa capacité à gérer des problèmes imprécis, incertains et flous, et pour sa simplicité de conception.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion général

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone en se basant sur la commande vectorielle directe puis on a passer a l'étude de réglage par logique floue (état de l'art).

La machine asynchrone est un système électromécanique permettant la conversion de l'énergie mécanique en énergie électrique (mode générateur) et la conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique (mode moteur). Elle est composée d'une partie fixe appelé stator et d'une partie tournante appelée rotor.

La modélisation de la machine asynchrone est nécessaire pour déterminer avec précision son fonctionnement et son comportement dynamique, utile pour la conception de machines et d'entraînements haute performance.

Lorsque la machine asynchrone est alimentée à partir d'un onduleur de tension, qui permet la génération d'ondes de tension sinusoïdales d'amplitude et de fréquence variables à partir d'une source de tension continue. En effet, il existe différentes stratégies pour contrôler la grandeur et la fréquence de sa tension de sortie et ainsi contrôler la vitesse et le couple de la machine asynchrone.

Dans ce travail, nous avons étudié la commande vectorielle d'une machine asynchrone. Le but de commande de la machine asynchrone avec le maximum de dynamique selon un modèle bien spécifique, au régime transitoire, avec un découplage entre le flux et le couple, avec la simulation numérique on a pu voir le comportement de cette machine en différent mode d'utilisation (a vide, en charge et inversion de la vitesse). La simulation a été réalisée en utilisant un logiciel informatique (MATLAB)..

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

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] Y. ZOUAOUI, "Commande par mode glissant des courant statoriques de la machine asynchrone ", Mémoire de magister, Université de Sétif ,2010.
- [2] R .GACEM, A.AYADI, "Commande par logique floue de vitesse et de flux d'un moteur asynchrone linéarité par Entrées –Sorties", Mémoire de master 02, Université de Brouira, 2019.
- [3] H. HAMDOUD, " Commande Vectorielle par la logique floue de la Machine Triphasée asynchrone", Mémoire de master en université de Blida ,2013.
- [4] N. DEGHEFEL et M. BELHOUT, "Commande Adaptative D'une Machine Asynchrone", mémoire de Master Académique, , mémoire de master, université Mohamed Boudiaf - m'sila,2021.
- [5] A. ABDELKEBIR, H.MEKKI, " Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone (MAS)", Mémoire de master, université Mohamed Boudiaf – M'sila,2022.
- [6] M.AL-MUSHIAA, Z. AOUKLI, "Technique de diagnostic des défauts dans les systèmes électriques par les réseaux de neurones (machine asynchrone)", Mémoire de master, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahim - Bordj Bou Arreridj,2022.
- [7] B . KENANE, M.FOURA "Amélioration Des Performances De Fonctionnement de la Machine Asynchrone Basée sur la Stratégie de contrôle directe du couple " , mémoire de master 02, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahim - Bordj Bou Arreridj,2021.
- [8] F. OUARADA, "la commande scalaire d'un moteur asynchrone", Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj, 2021.
- [9] A. BELLAMECHE, M.BENDJEDDOU, "Commande par platitude de la MAS", Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj, 2022.
- [10]A. BACHAR, H.MANI, "Commende stochastique de la MAS", Mémoire de master, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi
- [11] RAHMOUNI .H , LAICHE .A, " Commande de La Machine Asynchrone", Mémoire de master 02,université de Biskra ,2020.

- [12] N.DEGHFEL, M.BELHOUT," Commande Adaptative d'une Machine Asynchrone (MAS)", Mémoire de master, , université Mohamed Boudiaf – m'sila, 2021.
- [13] N. MESBAHI," Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone ", Mémoire de master 02, université badji mokhtar- annaba, 2007.
- [14] H. HAMZA, " Commande Vectorielle par la logique floue de la Machine Triphasée asynchrone", Mémoire de master en université de Blida ,2013.
- [15] D. NASSIR et B. MAKHLOUF,"Commande Adaptative D'une Machine Asynchrone", mémoire de master, université Mohamed Boudiaf - m'sila, 2021.
- [16] H.RAHMOUNI .A, LAICHE,"Commande de La Machine Asynchrone", mémoire de master 02, université de Biskra ,2020.
- [17] DJ. CHEKIMA, "Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Floue" Mémoire de Master, Université de El oued, 2014.
- [18] Y, KICHENE B. ZAOUALI.. , "Commande intelligente floue d'une machine asynchrone double étoile" Mémoire de master, université Mohamed Boudiaf - m'sila.2020
- [19] N MESBAHI. "Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone ", Mémoire de Magister, Université de Annaba, 2007
- [20]. N. KHENGAOUI "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de Master, Université .Kasdi Merbah, OUARGLA, 2015.
- [21]. B. TOUAL "Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation et Application à un Système Eolien à Vitesse Variable ", Mémoire de Magister, U.BATNA, 2010.
- [22] R. DUBOIS, "Application des nouvelles méthodes d'apprentissage à la détection précoce d'anomalies en électrocardiographie ", Thèse de Doctorat, l'Université Pierre et Marie Curie - Paris VI (Janvier 2004).
- [23] M. OUISSI et F.ZOHR A, " Classification des arythmies cardiaques par les arbres de décision flous ", Mémoire de master, Université Tlemcen, 2011.
- [24] R. DEGHNOUCHE, " E'tude de l'influence d'une barrière isolante sur l'amorçage d'un intervalle pointe--plan ", thèse d'ingénieur, l'université de Biskra, juin 2007

- [25] L. CHABANI, A. GUEDDA, I. MESSAOUDI, " Commande par La Logique Floue de La Machine Synchrone a Aimants Permanents ", Mémoire Master Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2020/2021.
- [26] MINH TA CAO, " commande numérique de machines asynchrones par Logique Floue ", Thèse de doctorat en philosophie, université LAVAL QUÉBEC, 1997.
- [27] B.KOSKO, Neural Network and Fuzzy Systems "A Dynamical System Approach Machine Intelligence", Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1991.
- [28] R.BELHADEF et B.BOUTAYA," Commande vectorielle et par logique floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur ", Thèse d'ingénieur d'état, Electrotechnique, Ecole National Polytechnique, 2008".
- [29] A. CHIKHI," Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone- Apport de la Logique Floue " Mémoire d'ingénieur en Electrotechnique , Université de Batna, Algérie, 2008".
- [30] L. BAGHLI, "Contribution à la commande de la machine asynchrone utilisation de la logique floue des réseaux de neurones et des algorithmes" génétiques" ,Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, (1999)."
- [31] N. OUADAH, O. AZAOUAOUI, M. HAMERLAIN "Implémentation d'un contrôleur flou pour la navigation d'un robot mobile de type voiture, division productique et robotique", Centre de Développement des Technologies Avancées, Baba Hassen , Alger, Algérie.
- [32] E. H. MAMDANI et S. ASSILIAN, "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller", International Journal of Man-Machine Studies, 1975.
- [33]http://staff.univbatna2.dz/sites/default/files/rouabah_zineb/files/ch_3_logiquefloue.pdf