

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

SEBAA Brahim

ABOUB Hamza

Thème :

Régulation de la Vitesse d'un MAS à Double Alimentation par un Régulateur Flou

Soumis au jury composé de :

M ^f DJARAH Djalal	MAA	Président	UKM Ouargla
M ^f BOUREK Yacine	MCA	Encadreur	UKM Ouargla
M ^f TAIBI Djamel	MAA	Co-encadreur	UKM Ouargla
M ^f BENYOUSSEF Lakhdar	MCA	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2020/2021

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, nous remercions Dieu tout puissant pour la santé, la volonté et la patience qu'il nous a donnés tout le long de nos années d'études.

Nous adressons nos sincères remerciements à notre encadreur Mr. **Yacine BOUREK** pour ses conseils et ses orientations prudentes. Nous remercions notre co-encadreur Mr. **Djamel TAIBI** pour son aide essentiel et important pour accomplir ce travail.

Nous vifs remerciements s'adressent aux membres de jury de notre travail pour l'évaluation de notre travail à travers le manuscrit du notre mémoire de fin d'étude.

Nous présentons aussi nos plus sincères remerciements à tous les enseignants du département de génie électrique pour la formation qu'ils nous a donnés durant les années d'études. Nous adressons nous remerciments particuliers aux étudiants de la deuxième année master en génie électrique en particulier ceux de la spécialité machines électriques

Je remercie chaleureusement tous ceux qui ont contribué du près ou du loin pour finir ce travail

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail

A ma mère avec toute mon affection .

A mon père avec toute ma reconnaissance.

A mon grand-père et mes grand-mères.

A mes frères et mes sœurs.

A mes Oncles et mes Tantes.

A mes cousines.

A toute ma famille.

A tous mes amis.

Régulation de la vitesse d'un MAS à double alimentations par un régulateur flou

Résumé

Cette étude présente deux stratégies de contrôle linéaire appliquées pour la commande de la vitesse de la machine asynchrone à double alimentations (MADA). En premier lieu nous avons utilisé un régulateur PI pour le contrôle de la vitesse de la MADA en fonctionnement moteur, en second lieu nous avons utilisé un régulateur flou pour la régulation de la vitesse de cette même machine. Les deux techniques de la commande étudiées sont appliquées pour le fonctionnement en charge de la machine. Le régulateur flou a démontré une robustesse supérieure par rapport au régulateur PI vis-à-vis au moins le temps de démarrage qui présente un avantage important pour le régulateur flou.

Mot clés : MADA , Logique floue, PI

Regulation of the speed of a dual-power IM by a fuzzy regulator

Summary

This study presents two linear control strategies applied for the speed control of the dual power asynchronous machine (IMDF). First of all we used a PI regulator to control the speed of the IMDF in motor operation, secondly we used a fuzzy regulator for the regulation of the speed of this same machine. The two control techniques studied are applied for the loaded operation of the machine. The fuzzy regulator has demonstrated superior robustness compared to the PI regulator with respect to at least start-up time which has a significant advantage for the fuzzy regulator.

Keywords: IMDF, Fuzzy logic, PI

تنظيم سرعة MAS مزدوج الطاقة بواسطة منظم ضبابي

ملخص

تقدم هذه الدراسة استراتيجيتين للتحكم الخطي المطبقين للتحكم في سرعة الآلة غير المتزامنة ذات القدرة المزدوجة (MADA). بادئ ذي بدء ، استخدمنا منظم PI للتحكم في سرعة MADA في تشغيل المحرك ، وثانيًا استخدمنا منظمًا ضبابيًا لتنظيم سرعة هذا الجهاز نفسه. يتم تطبيق تقنيتي التحكم المدروستين للتشغيل المحمل للآلة. أظهر المنظم الغامض مائة فائقة مقارنة بمنظم PI فيما يتعلق بوقت بدء التشغيل على الأقل والذي يتمتع بميزة كبيرة للمنظم الضبابي.

الكلمات المفتاحية: مدى ، منطق ضبابي. PI.

SOUMMER

Introduction générale.....4

Chapitre I

Modélisation et Simulation de MADA

I.1 Introduction.....6

I.2 Description du fonctionnement de la MADA.....6

I.2.1 Structure de la machine6

 Avantages et Inconvénients de la MADA.....8

 Avantages de la MADA8

 Inconvénients de la MADA.....8

I.4.1. MADA fonctionne en moteur.....9

I.4.2 MADA fonctionne génératrice9

I.5 Modélisation la machine asynchrone à double alimentation.....10

 Hypothèses simplificatrices11

 Equations de la MADA11

 a. Equations électriques11

I.5.2.b Equations magnétiques.....12

 Application de la transformation de Park à la MADA12

 Modèle de la MADA selon le système d'axes généralisé «d,q »14

 a. Equations des tensions.....14

SOMMER

b. Equations des flux	14
c. Equation du mouvement de la machine électrique.....	14
Choix de référentiel	15
a. Référentiel fixé par rapport au stator (α, β)	15
b. Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y)	15
c. Référentiel fixé par rapport au champ tournant(d, q)	15
Simulation de la machine asynchrone à double alimentation.....	16
Structure sous forme de schéma bloc	16
a. Essai de la machine asynchrone MADA en charge	16
conclusion.....	16

Chapitre II Commande vectorielle du MADA.

Introduction	20
Commande vectorielle du MADA.....	20
Principe de la commande vectorielle.....	21
Procédé d'orientation du flux [21].....	22
a. Commande vectorielle par orientation du flux statorique	22
Découplage par compensation	24
Défluxage	25
Types de la commande vectorielle	25
Commande vectorielle directe	26
II.6.2 . Commande vectorielle indirecte	26

SOMMER

Structure de la commande vectorielle indirecte.....	26
Calcul des Régulateurs	29
régulateurs des courants rotoriques	29
a. Régulation du courant rotorique directe	29
b. Régulation du courant rotorique quadrature.....	30
Régulation de vitesse par un régulateur IP	31
Interprétation des résultats de simulation de la structure de la commande.....	32
Conclusion.....	35

Chapitre III

Commande par logique floue

III.1.Introduction	36
III.2 . Logique floue	36
Principe de la logique floue	37
Eléments de base de la logique floue.....	37
Variables linguistiques	37
Ensembles flous.....	38
Fonction d'appartenance.....	38
Opérateurs de la logique floue.....	40
a. Union de l'ensemble flou (Union flou)	40
b. Intersection floue	40
c. Complément flou.....	40

SOUMMER

Règles de commande par logique floue	41
III .4.1.Structure du contrôleur flou.....	41
Fuzzification	41
Inférence floue	42
Linguistiquement	42
Symboliquement	42
Par matrice d'inférence	43
Méthode d'inférence Max-Min	43
Méthode d'inférence Max-Produit.....	44
III.4.6.Méthode d'inférence Somme-Produit.....	45
III.4.7Défuzzification	45
a. Méthode du centre de gravité.....	46
III.4.8.Base de connaissances.....	46
Avantages et inconvénients du régulateur par logique flou.....	46
Les avantages sont	46
Par contre, les inconvénients sont.....	47
Régulateur flou-PI	47
Schéma de commande du MADA	49
Résultats de simulation	51
III.10Conclusion	53
Conclusion générale	54
Références Bibliographies	55

Table Des Figures

figure (I.1) : structure du stator et des contacts rotoriques de la mada	5
figure (I.2) : cascade hypo-synchrone	6
figure (I.3) :modes de fonctionnement de la mada	8
figure(I.4) :representation de la machine asynchrone a double alimentation.....	9
figure(I. 5):modele de la machine aprestrans formation de park	11
figure (I.7) : schema bloc de simulation	14
figure(II.1):analogie entre la commande vectorielle d'une mada et la commande d'une mcc..	19
figure (II.2) :illustration de l'orientation du flux statorique.....	20
figure (II.3) :bloc de defluxage	23
figure (II.4) : schema bloc de la commande vectorielle indirecte de la mada.....	26
figure (II.5) : schema de regulation de courant rd i	28
figure (II.6) : schema de regulation de courant irq	29
figure (II.7) : boucle de regulation de vitesse avec regulateur ip	30
figure (II.8) : vitesse de rotation de la mada	31
figure(II.9) : couple electromagnetique de la mada	32
figure (II.10) : flux ϕ_s de la mada	32
figure(II.11) : ids ,iqs ,idr,iqrmada	33

Table Des Figures

Figure (II.12) : Flux Φ_r de la MADA.....	33
figure(III.1) : representation d'un ensemble flou par sa fonction d'appartenance.....	38
figure(III.2) : exemples de differentes formes de fonctions d'appartenances	39
figure (III.3) : operateurs logiques: (a) a et b; (b) $a \sqcap b$; (c) $a \sqcup b$; (d) a	40
figure (III.4) : structure de base d'un systeme floue.....	40
figure(III.5) :exemple d'inference max-min	42
figure (III.6) : exemple d'inference max-produit.....	44
figure(III.7) : structure interne du controleur flou-pi.....	46
figure (III.8) : erreur « e »	47
figure (III.9) : derivee d'erreur « Δe ».....	47
figure (III.10) : sortie « u »	48
figure (III.11) : structure de reglage par un regulateur flou-pi de la vitesse du mada par.....	49
matlab/simulink	49
figure (III.12) : vitesse de la machine et vitesse de reference avec application d'un regulateur flou	50
figure (III.13) : couple lectromagnetique.....	51
figure (III.14) : flux statorique.....	51
figure (III.15) :les courants i_{ds} , i_{qs} , i_{dr} et i_{qr} du mada.....	52

Liste Des Tableaux

TABLEAU(III.1) :MATRICE D'INFERENCE FLOU .. **ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.**

TABLEAU (III.2) : MATRICE D'INFERENCE DES REGLES FLOUES**ERREUR ! SIGNET NON DEFINI.**

Notations et symboles

MADA : Machine Asynchrone à double Alimentation

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion;

PI : Proportionnel et Intégral

p_{reseau} : Puissance électrique transitant entre le réseau et la MADA (W).

P_s : Puissance électrique fournie ou reçue par le stator de la MADA (W).

P_m : Puissance mécanique fournie ou reçue par la MADA (W).

P_r : Puissance électrique fournie ou reçue par le rotor de la MADA (W).

a_s, b_s, c_s : Correspondent aux trois phases du stator

a_r, b_r, c_r : Correspondent aux trois phases du rotor.

$[V_{a_s} V_{b_s} V_{c_s}]$; $[V_{a_r} V_{b_r} V_{c_r}]$: Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques (V).

$[I_{a_s} I_{b_s} I_{c_s}]$; $[I_{a_r} I_{b_r} I_{c_r}]$: Vecteurs des courants statoriques et rotoriques (A)

$[\Phi_{a_s} \Phi_{b_s} \Phi_{c_s}]$; $[\Phi_{a_r} \Phi_{b_r} \Phi_{c_r}]$: Vecteurs des flux statoriques et rotoriques (Wb).

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques (H).

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques (H).

L_s ; L_r : Inductances cycliques statoriques et rotoriques (H).

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor (H).

M : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques (H)

R_s ; R_r : Résistance statorique et rotorique (Ω).

T_s ; T_r : Constante de temps statorique et rotorique

σ : Coefficient de dispersion.

d : Indice de l'axe direct.

Notations et symboles

q : Indice de l'axe en quadrature.

o : Indice de l'axe homopolaire

[p]: Matrice de Park.

$[p^{-1}]$: Matrice inverse de Park.

θ : Position entre l'axe statorique as et l'axe rotorique ar (rad).

θ_s : Position de stator (rad).

θ_r : Position électrique de rotor (rad).

ω_s : Pulsation des courants statoriques (rad/sec).

$\omega = p \cdot \Omega_n$: Pulsation mécanique du rotor (rad/sec).

ω_r : Pulsation des courants rotoriques (rad/sec).

ω_{cogor} : Pulsation du référentiel d'axe (d, q) (rad/sec) ;

$\omega_n = p \Omega_n$: Vitesse angulaire nominale de la machine (rad/sec).

Ω_n : Vitesse de rotation mécanique nominale de la machine (rad/sec).

Ω : Vitesse de rotation mécanique du rotor (rad/sec).

Ω_m : Vitesse de rotation mécanique (rad/sec).

$s = \frac{d}{dt}$: Opérateur de Laplace

f_s ; f_r : Fréquence statorique et rotorique (Hz).

f : Fréquence de la tension de référence (Hz).

f_p : fréquence de la porteuse (Hz).

V_{sd} ; V_{sq} : Composantes de la tension statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d, q) (V).

V_{rd} ; V_{rq} : Composantes de la tension rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d, q) (V).

I_{sd} ; I_{sq} : Composantes du courant statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d, q) (A).

Notations et symboles

I_{rd} ; I_{rq} : Composantes du courant rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (A).

Φ_{sd} ; Φ_{sq} : Composantes du flux statorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (Wb).

Φ_{rd} ; Φ_{rq} : Composantes du flux rotorique suivant l'axe d et l'axe q (repère d,q) (Wb).

Φ_{sn} : Flux statorique nominal (Wb).

C_e : Couple électromagnétique (N.m).

C_r : Couple résistant (N.m).

J : Moment d'inertie des parties tournantes (Kg.m²).

f : Coefficient de frottement (N.m.sec/rad).

P : Nombre de paires de pôles.

K_i : Gain intégral.

K_p : Gain proportionnel

K_{id} ; K_{pd} : Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du courant rotorique directe.

K_{iq} ; K_{pq} : Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du courant rotorique quadrature.

$K_{i\Phi}$; $K_{p\Phi}$: Gains proportionnel et intégral de régulateur PI du flux statorique.

$K_{i\Omega}$; $K_{p\Omega}$: Gains proportionnel et intégral du contrôleur de vitesse IP.

K_e : Gain de l'erreur de vitesse.

$K_{\Delta e}$: Gain de la variation de l'erreur de vitesse

K_s : Gain de surface de vitesse.

τ_e : Constante de temps électrique.

τ : Constante de temps.

x : Constante d'amortissement.

Notations et symboles

w_n : Pulsation naturelle (rad/sec).

m : Degré ou fonction d'appartenance.

e : Erreur de vitesse

De : Variation de l'erreur de vitesse.

u : Sortie floue.

y : Sortie flou-PI.

Z : Zéro

N : Négatif

NG : Négatif Grand

P : Positif

PG : Positif Grand

Introduction Générale

1. Généralité

Actuellement, l'utilisation des machines à courant alternatif est de plus en plus fréquente, car ces machines sont caractérisées par leur robustesse et par leur longévité, bien que celles-ci imposent des structures internes et des stratégies de commande plus complexes. De nos jours, plusieurs travaux ont été orientés vers l'étude de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), qui est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Grâce au développement des équipements de l'électronique de puissance et l'apparition des techniques de commande modernes, la MADA présente une solution idéale pour les entraînements à hautes performances et à vitesse variable. L'intérêt de telles machines est qu'elles assurent un fonctionnement à très basse vitesse. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la machine asynchrone à double alimentation comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes d'entraînement électrique. De plus, la présence d'un convertisseur entre le rotor et le réseau permet de contrôler le transfert de puissance entre le stator et le réseau [1]

2. Objectif du travail

Depuis les années premières de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus des hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit. Au 19^{ème} siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro '0' à la vitesse maximale [2].

Les recherches réalisées dans le domaine de la vitesse variable des machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones sont aussi entamées. Plusieurs techniques sont utilisées pour la commande de la variation de la vitesse de ces machines en particulier les machines asynchrones à double alimentation « MADA ». Dans notre travail nous intéressons aux deux techniques de commande de cette machine qui sont : la commande vectorielle classique à base des régulateurs de type PI et la commande à base de la logique floue où nous avons fait intervenir la théorie des ensembles flous pour régler la vitesse de la machine étudiée.

3. Structure du mémoire

Afin de bien mener cette étude, nous avons subdivisé notre travail en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous exposerons des généralités sur la MADA ainsi que sa modélisation numérique. La simulation du modèle mathématique de la machine sera aussi détaillée.

Le second chapitre sera consacré à l'étude de la commande vectorielle à base des régulateurs classique de type PI de la MADA en fonctionnement moteur. La simulation de cette technique de commande sera exposée. Nous discuterons dans ce chapitre la commande vectorielle par orientation du flux statoriques.

Dans le troisième chapitre nous présenterons la commande de la vitesse de la MADA en utilisant la logique floue. Le principe de cette méthode de commande sera expliqué en faisant un aperçu sur les éléments essentiels dans l'implémentation de cette commande.

Chapitre I Modélisation et

Simulation de MADA

I.1 Introduction

La machine asynchrone à double alimentation présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Elle occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens. De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée, telles que les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions, les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable, les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant. La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que, la métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines, la traction avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime et application de levage, les ascenseurs, les monte-charge, etc. [3].

Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité[4].

Dans ce chapitre, nous présenterons un modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation en fonctionnement moteur, dont les phases stator et celles du rotor sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante. Nous montrerons à la fin de ce chapitre les résultats de simulations du mode de fonctionnement normal de la machine.

I.2 Description du fonctionnement de la MADA

I.2.1 Structure de la machine

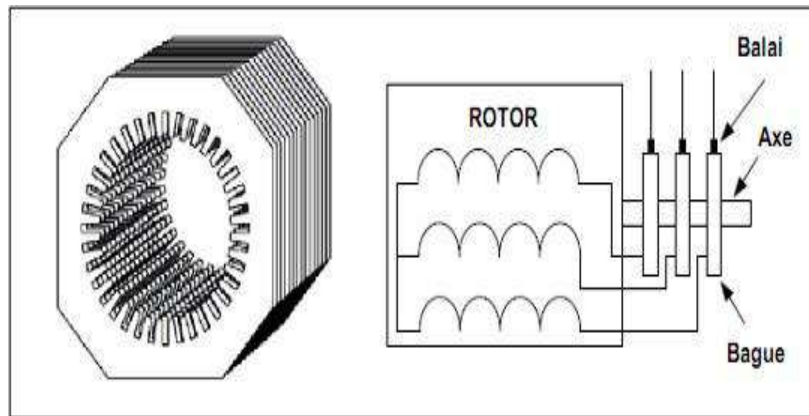


Figure (I.1) : Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA

Connue depuis 1899 [5], [6], il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [3]. La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures ; la machine asynchrone à double alimentation, MADA, présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne [3]. Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général.

En fonctionnement moteur, le premier intérêt de la machine asynchrone à rotor bobiné est **de** pouvoir modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse. Plutôt que de dissiper l'énergie rotorique dans des résistances, l'adjonction d'un convertisseur entre le bobinage rotorique et le réseau permet de renvoyer cette énergie sur le réseau (énergie qui est normalement dissipée par effet joule dans les barres si la machine est à cage). Le rendement de la machine est ainsi amélioré. C'est le principe de la cascade hypo-synchrone [7].

La machine asynchrone à double alimentation est aussi couramment appelée machine généralisée car sa structure permet de considérer son comportement physique de façon analogue à une machine synchrone à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent mais il est constitué d'un bobinage triphasé alimenté en alternatif. Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme de : "machine synchrone à excitation alternative" [7].

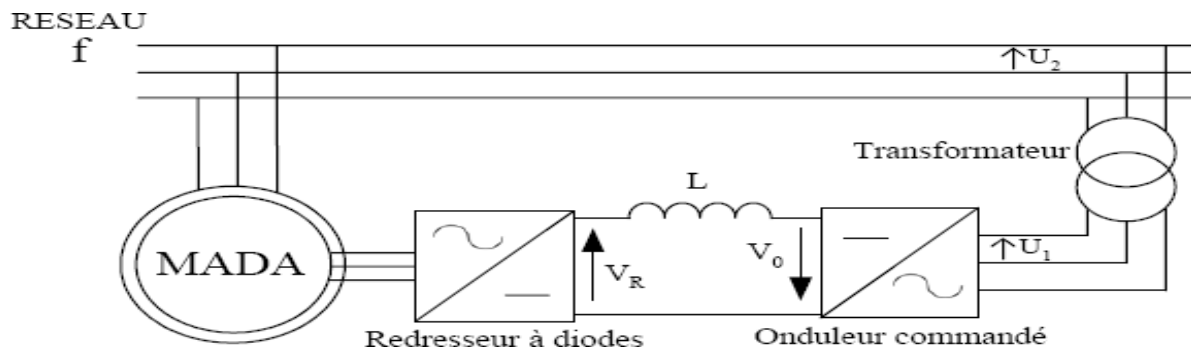


Figure (I.2) : Cascade hypo-synchrone

I.3 Avantages et Inconvénients de la MADA

I.3.1 Avantages de la MADA

- L'accès au rotor offre la possibilité de contrôler les grandeurs électriques du rotor (courant et tension), ce qui donne une grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique [8].
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse de synchronisme. La configuration dont les deux convertisseurs alimentent la machine permet de fonctionner en régime dégradé (l'un des deux onduleurs tombe en panne) [7].
- En fonctionnement moteur, la solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La double alimentation permet de réduire les dimensions des convertisseurs statiques, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.
- Transfert bi directionnel de la puissance rotorique.

Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre une large plage de variation de la **vitesse**.

I.3.2 Inconvénients de la MADA

- Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à causes des balais.
- Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur) [9].

I.4.Principe de fonctionnement de la MADA

Dans son fonctionnement, elle s'apparente au fonctionnement de la machine synchrone avec une vitesse constante du fait de l'imposition des fréquences aux deux armatures et le caractère asynchrone est lié à la différence de vitesse entre le champ statorique et le rotor. Sa magnétisation est donnée par la contribution des deux armatures alimentées par des sources à courant alternatif. Les trois enroulements rotorique sont reliés à travers des balais glissants sur les bagues du rotor à un convertisseur d'électronique de puissance pour assurer une deuxième alimentation par le rotor. Selon le mode de fonctionnement, l'ensemble machine asynchrone, convertisseur et éventuellement un transformateur est appelé cascade hypo ou hyper synchrone.

I.4.1.MADA fonctionne en moteur

- En mode hypo-synchrone : la puissance est fournie par le réseau. Si la vitesse de rotation est inférieure au synchronisme, "la puissance de glissement" est renvoyée sur le réseau.
- En mode hyper-synchrone : une partie de la puissance absorbée par le réseau va au rotoret est convertie en puissance mécanique.

I.4.2MADA fonctionne en génératrice

- En mode hypo-synchrone une partie de la puissance transitant par les tatoes tré absorbée par le rotor.
- En mode hyper-synchrone la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau. Une partie de cette puissance correspondant à $(g.P_m)$ est transmise par l'intermédiaire du rotor

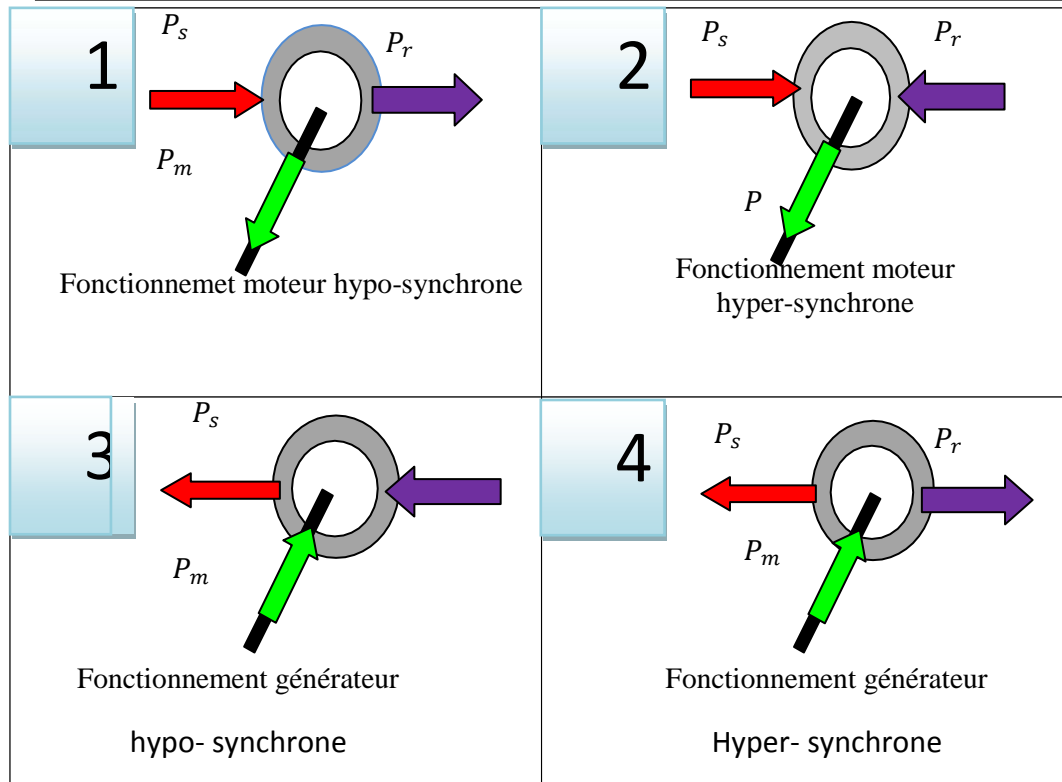
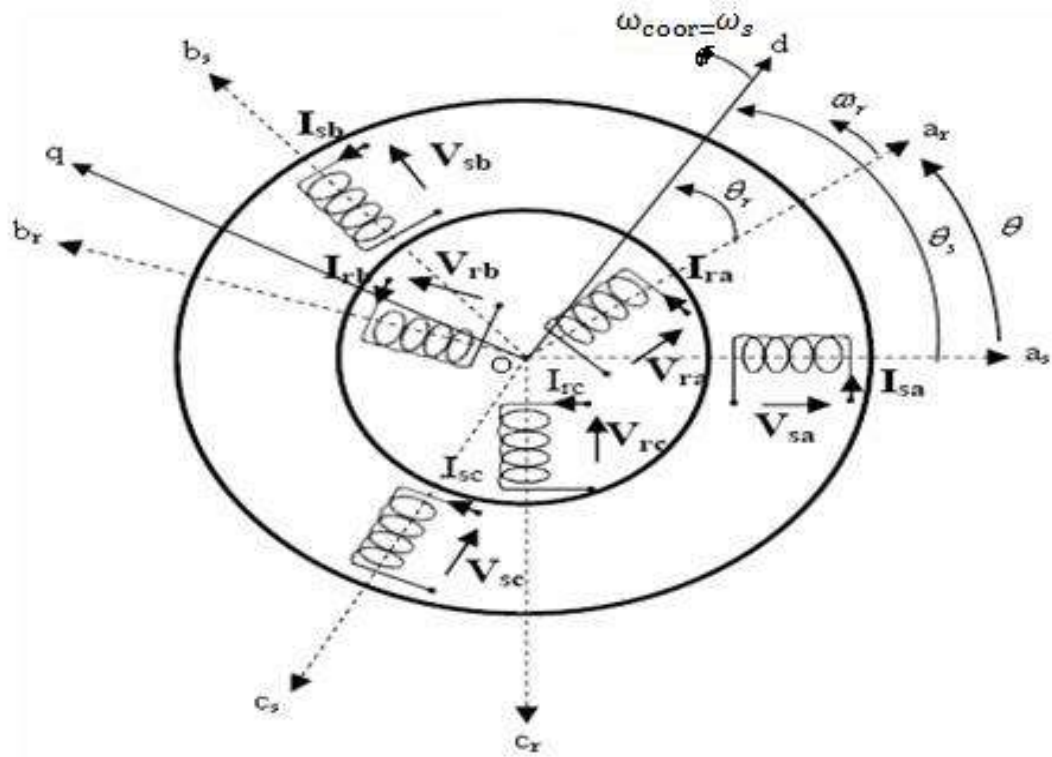


Figure (I.3) : Modes de fonctionnement de la MADA

I.5 Modélisation la machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation représentée schématiquement par la figure (I.4) dont les phases sont repérées respectivement par (a_s, b_s, c_s) pour le stator et (a_r, b_r, c_r) pour le rotor. L'angle électrique θ variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases a_s et a_r choisies comme axes de références [10]



Figure(I.4) : Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

I.5.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation est établie sous les simplifications suivantes [11] :

- Entrefer constant, l'effet des encoches négligeable.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé et parfaitement feuilleté.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- La répartition de l'induction, le long de l'entrefer, est sinusoïdale.

I.5.2 Equations de la MADA

a. Equations électriques

La MADA est représentée par les équations des phases statoriques et rotoriques suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

I.5.2.b Equations magnétiques

Les expressions des flux en fonction des courants statoriques et rotoriques sont données par:

Pour stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] * \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Pour rotor

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + [M_{sr}] * \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

La matrice des inductance smutu elles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor[12]

$$[M_{sr}] = M_0 * \begin{bmatrix} \cos \theta, \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}), \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}), \cos(\theta), \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}), \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}), \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

M_0 :Maximum de l'inductance mutu elle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor (leurs axes magnétiques sont, alors , alignés).

Il est clair que l'écriture de $[V_{as}]$ et $[V_{ar}]$ en fonction des courants conduit à un système d'équations dont les coefficients sont variables dans le temps ; d'où la complexité de leur résolution pour résoudre ce problème, on a recour sà la transformation de Park qui s'impose alors comme alternative dans le but d'obtenir un modèle équivalent plus simple à manipuler.

I.5.3 Application de la transformation de Park à la MADA

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs d_s, q_s, d_r, q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes $(d-q)$ conformément à la figure (I.4)[12].

On désire transformer les enroulements de la MADA triphasée en des enroulements biphasés

orthogonaux équivalents selon les axes ($d-q$) lié au champ tournant ainsi la composante homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire:

- Direct se lon l' axe(d).
- Quadrature (transversal) se lon l'axe(q).
- Homopolaire(o).

Dans le cas d'un système de courant , la transformations' écrit:

$$[I_{qdo}] = [p] * [I_{abc}] , [I_{abc}] = [p]^{-1} * [I_{qdo}] \tag{I.6}$$

Celle de tensions :

$$[V_{qdo}] = [p] * [V_{abc}] , [V_{abc}] = [p]^{-1} * [V_{qdo}] \tag{I.7}$$

La transformation des flux :

$$[\Phi_{qdo}] = [p] * [\Phi_{abc}] , [\Phi_{abc}] = [p]^{-1} * [\Phi_{qdo}] \tag{I.8}$$

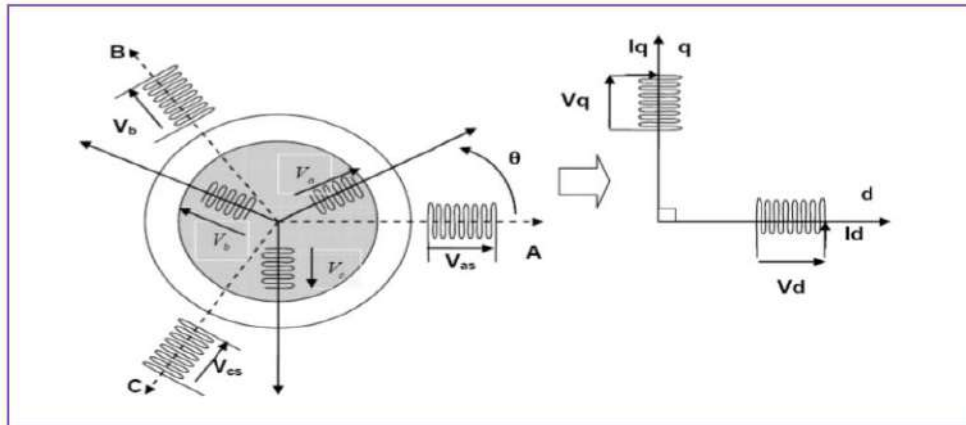


Figure (I. 5) :Modèle de la machine après transformation de Park

Dans le cas d'un système de courant, la transformations' écrit:

Avec [P] est la matrice de transformation qui' écrit comme suit [13]:

$$[p] = \sqrt{\frac{2}{3}} * \begin{bmatrix} \cos\theta & , & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & , & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & , & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & , & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & , & \frac{1}{\sqrt{2}} & , & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{I.9}$$

La matrice de passage [P(θ)] écrite sous cette forme est orthogonale, ce qui conduit à la conservation de la puissance instantanée. L'orthogonalité nous permet d'écrire

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

I.5.4 Modèle de la MADA Selon le système d'axes généralisé «d, q»

Nous appliquons à la machine à double alimentation la transformation de Park pour obtenir les équations électriques et magnétiques correspondantes.

a. Equations des tensions

Après l'application de la transformation de Park pour l'équation(I.2) du stator et l'équation(I.1) du rotor, les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant l'axe(d, q)sont données par

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_s \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

b. Equations des flux

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions , on applique cette transformation sur les équations des flux statoriques et rotoriques, on obtient

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

c. Equation du mouvement de la machine électrique

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arabe, etc...), il faut ajouter l'équation du mouvement au système d'équations différentielles (I.13) :

$$C_{em} - C_r - k_f = j \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{I.13})$$

$$C_{em} = \frac{3PM}{2L_s} (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \quad (\text{I.14})$$

La vitesse électrique du rotor :

$$\omega_r = \Omega_r \cdot p \quad (I.15)$$

En tenant compte de l'expression de la vitesse électrique, l'expression (I.15) devient

$$C_{em} - C_r - k_f = \frac{j}{p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (I.16)$$

I.5.5 Choix de référentiel

Pour effectuer la simulation du moteur asynchrone, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'aboutir au système différentiel le plus simple possible, car le résultat final est indépendant du choix du système de coordonnées. On trouve que le calcul peut être plus ou moins complexe [8]. A partir du système d'axe (d, q) on peut avoir d'autres axes qui sont des cas particuliers.

a. Référentiel fixé par rapport au stator (α , β)

Les axes de référence sont fixés par rapport au stator d'où

$$\omega_{\text{coor}}=0 \leftrightarrow \begin{bmatrix} d & \alpha \\ q & \beta \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Les équations électriques prennent la forme

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques .

b. Référentiel fixé par rapport au rotor (x , y)

Les axes de référence sont fixés par rapport au rotor d'où

$$\omega_{\text{coor}}=\omega \leftrightarrow \begin{bmatrix} d & X \\ q & Y \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{xs} \\ I_{ys} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

$$\begin{bmatrix} V_{xr} \\ V_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{xr} \\ I_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Ce référentiel est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques

c. Référentiel fixé par rapport au champ tournant(d, q)

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a $\omega_{\text{coor}} = \omega_s$

dont le système d'équation devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

I.6 Simulation de la machine asynchrone à double alimentation

I.6.1 Structure sous forme de schéma bloc.

Pour simplifier cette étude, on a choisi la représentation sous forme schéma –bloc, qui nous permettra la simulation par Simulink sous MATLAB. Pour une machine MADA alimentée en tensions. Les tensions statorique et rotorique ainsi que la vitesse de champ tournant sont considérées comme variable de commande, le couple résistant C_r comme perturbation. On a choisi le référentiel lié au champ tournant. La figure suivante présente le schéma bloc de la simulation réalisée sous Matlab/Simulink

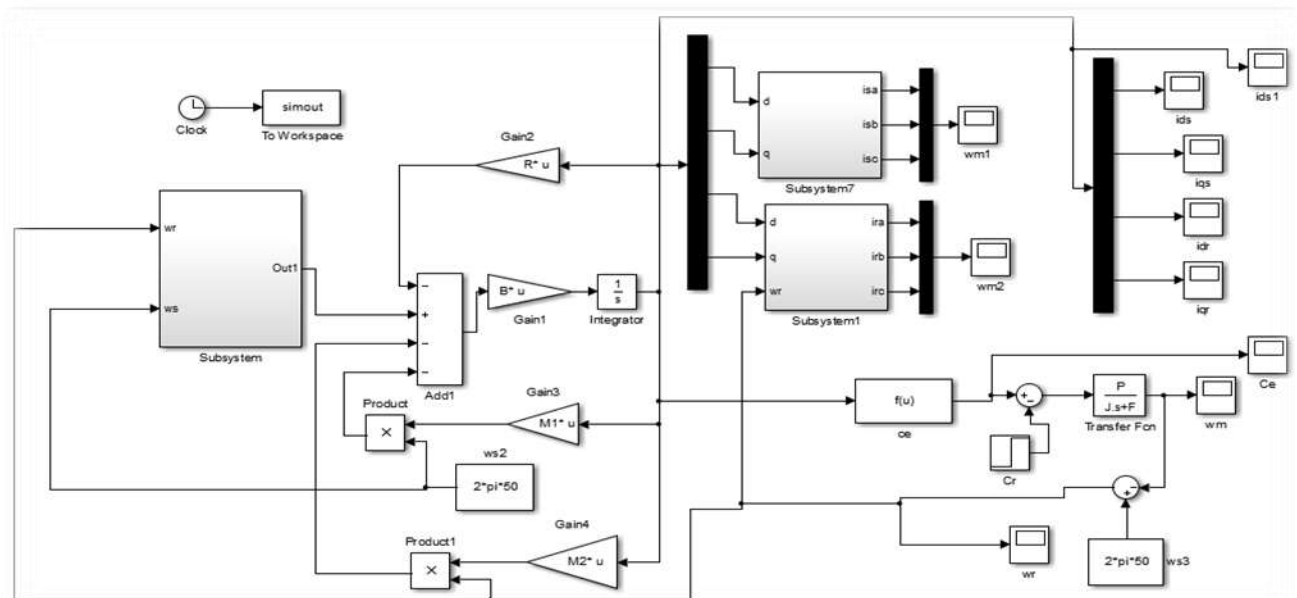
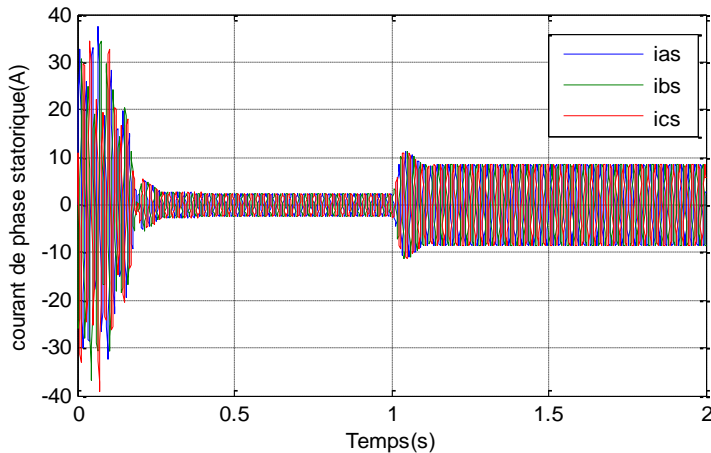


Figure (I.7) : Schéma bloc de Simulation

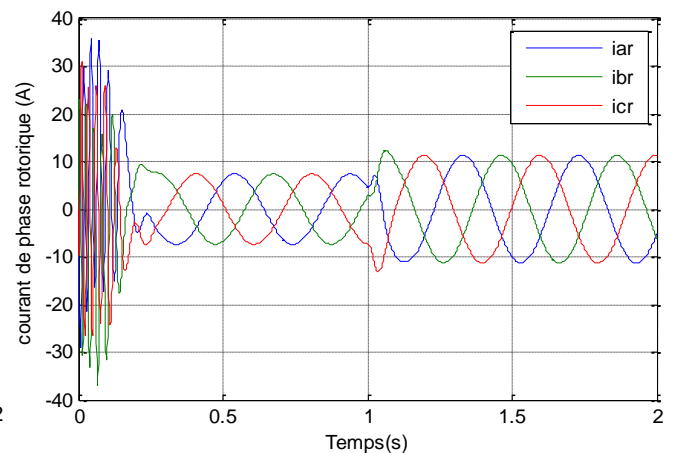
a. Essai de la machine asynchrone MADA en charge ($C_r=25\text{N.m}$, $V_{rmax}=30\text{v}$, $f_r=3\text{Hz}$)

- Dans un premier temps, on note la vibration des courants statorique et rotorique au champ t [0,0,3] s après un moment de (0,3s), la vibration se stabilise et devient sinusoïdale après application du couple résistant à l'arbre MADA ($C_r = 25\text{N.m}$) En appliquant les conditions de charge, on remarque l'apparition de fortes fluctuations dans le courant statorique et rotorique au niveau du champ [1.2 ; 1] puis décroît un peu plus tard par le déplacement initial et se stabilise après (s0.2) dans un système dime.

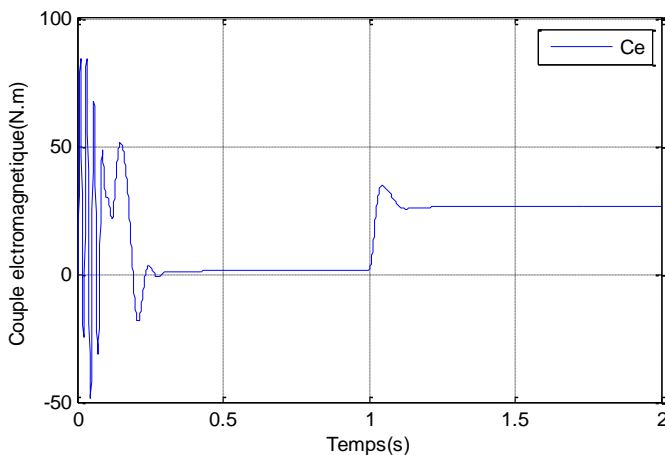
La vitesse de rotation partait de (0s) et augmentait dans le système transitoire dans le domaine [0,0,3] s et dans le système ADEM elle était fixée à (150tr/min) après application d'un couple à l'instant 1s on remarque une légère diminution lorsque sa valeur atteint environ (139tr/min) et revient à la valeur de référence



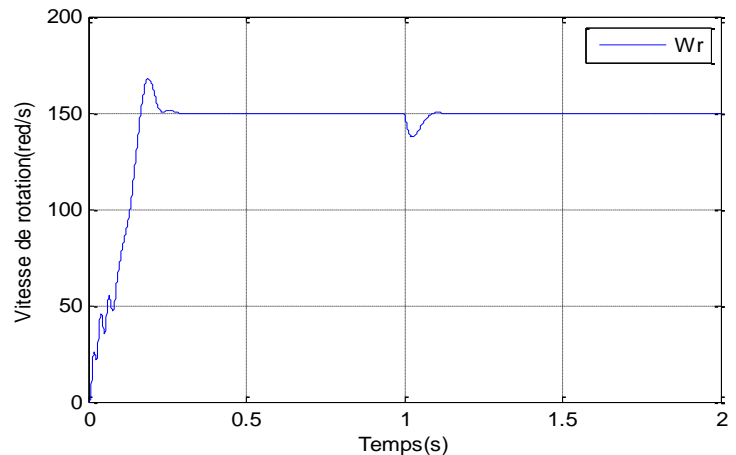
a) courant statorique



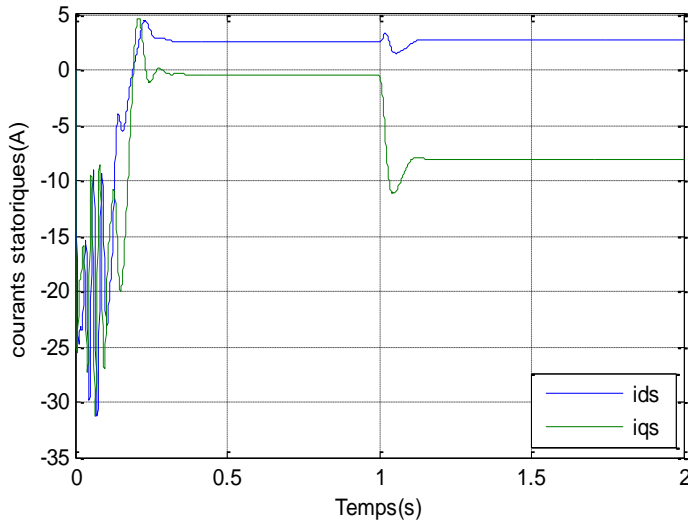
b) courant rotorique



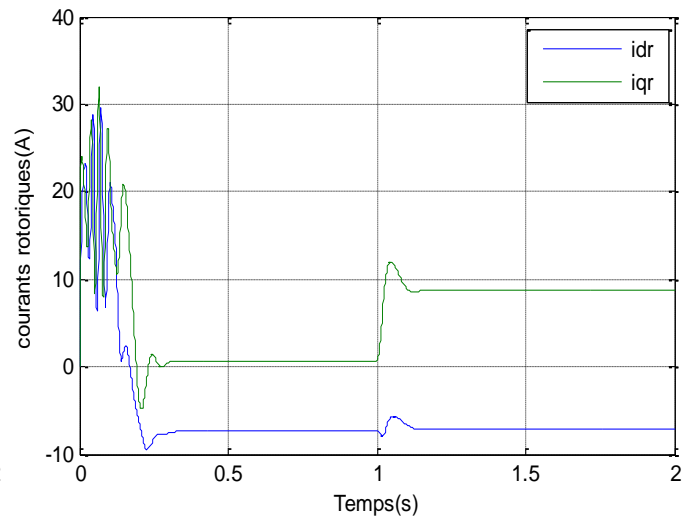
c) Couple(N.m)



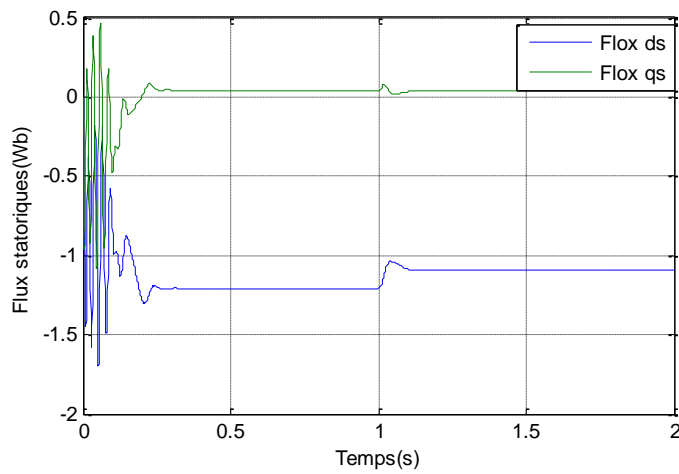
d) Vitesse (tr/min)



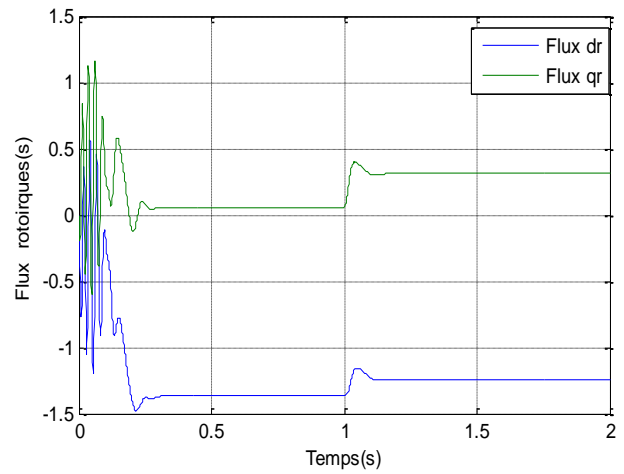
e) Courants Ids Iqs



f) Courant Idr Iqr



g) Flux Φ_{ds} Φ_{qs}



h) Flux Φ_{dr} Φ_{qr}

Figure (I.10) : Essai de la machine asynchrone MADA en charge ($C_r=25N.m$, $V_r=30v$ $f_r=3Hz$)

I.7 conclusion

L'étude de la modélisation nous a permis de bien comprendre le comportement du MADA lors de l'application de la charge. Le modèle mathématique proposé dans ce chapitre nous a permis d'analyser cette machine que ce soit dans le régime dynamique ou permanent en se basant sur la transformation de Park . Les résultats obtenue suite à cette première simulation montrent bien la validité du modèle de PARK pour la MADA.

Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Afin d'avoir des performances de la machine en charge, la régulation de la vitesse de rotation de cette machine en utilisant la commande vectorielle sera appliquée pour la MADA dans le deuxième chapitre de ce mémoire.

Chapitre II Commande vectorielle du

MADA

II.1.Introduction

La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [14].

L'un des problèmes de la MADA réside dans la stabilité en boucle ouverte, par conséquent, sans le recours au contrôle strict de la position relative entre $f_{mm}'s$, le risque d'instabilité et le décrochage devient imminent. Pour résoudre ce problème, plusieurs stratégies ont été proposées, parmi elles établies sur le principe conventionnel de la commande vectorielle à flux orienté [15].

Pour réaliser un contrôle similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de méthode à flux orienté. Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique en une forme similaire à celle de la machine à courant continu [16].

II.2.Commande vectorielle du MADA

La commande vectorielle par orientation de flux proposé par Blaschke, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. Elle présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur [17]

Dans ce type de commande, le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment. Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales [17]

A) Méthode directe développée par Blaschke.

B) Méthode indirecte développée par Hasse.

Plusieurs techniques, ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer :

Suivant la source d'énergie

- Commande en tension.
- Commande en courant.

Suivant l'orientation du repère (d-q) :

- Le flux rotorique.
- Le flux statorique.
- Le flux de l'entrefer.

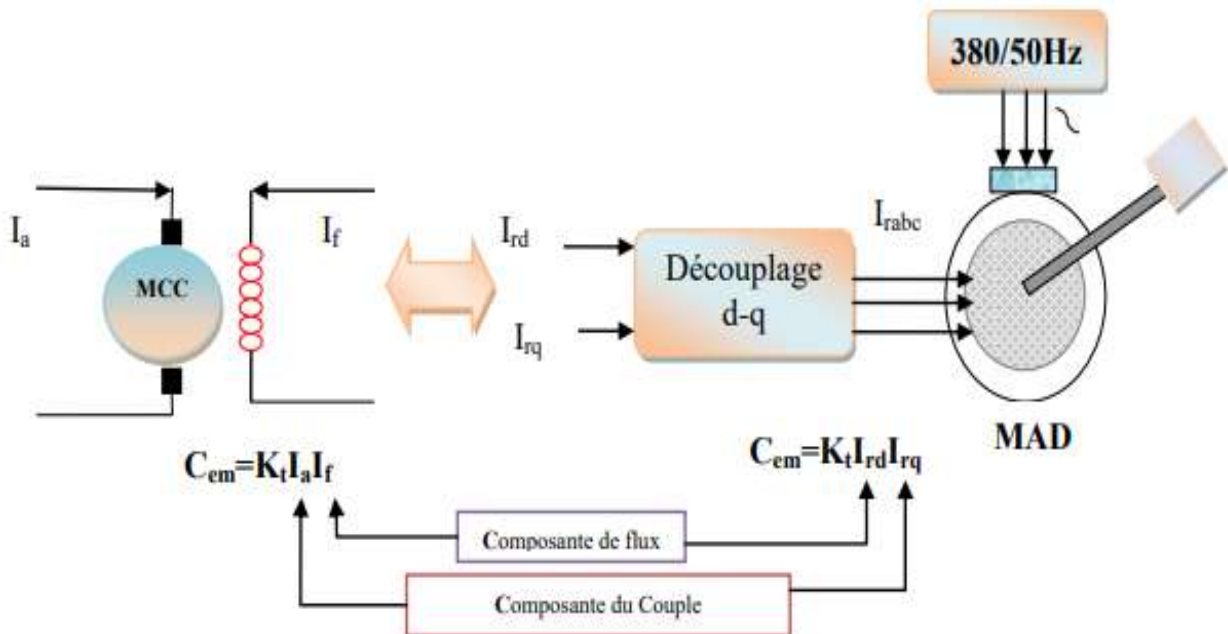
Dans ce chapitre, nous sommes intéressés à une commande vectorielle directe en tension avec orientation du flux statorique suivant le repère (d-q).

II.3.Principe de la commande vectorielle

Les machines à courant continu (MCC) occupent encore de nos jours la majeure partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. On utilise les machines à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Ces dernières ont une qualité intrinsèque : elles permettent un contrôle séparé du flux et du couple [18].

$$C_{em} = K_a \Phi(I_f) I_a$$

On remarque qu'à flux constant, le couple peut être régulé par I_a . La production du couple et la création de flux sont indépendants qui est l'objectif d'un pilotage vectoriel [19]. La commande par orientation de flux, est une technique de commande classique pour l'entraînement des machines asynchrones. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Les deux composantes i_{rd} et i_{rq} sont censées être alors analogues respectivement au courant d'excitation et d'induit dans MCC [20]



Figure(II.1):Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.

II.3.1. Procédé d'orientation du flux [21]

Il existe trois types d'orientation du flux

- Orientation du flux rotorique avec les conditions $\Phi_{rd} = \Phi_r, \Phi_{rq} = 0$
- Orientation du flux statorique avec les conditions $\Phi_{sd} = \Phi_s, \Phi_{sq} = 0$
- Orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\Phi_{gd} = \Phi_g, \Phi_{gq} = 0$

Dans notre cas l'orientation du flux statorique est la méthode choisie

a. Commande vectorielle par orientation du flux statorique

L'utilisation de la transformation de Park par le changement des repères, sous certaines hypothèses, permet de simplifier les équations de la MADA, qui est un système multi variable régit par des équations différentielles et donc d'appréhender une meilleure compréhension du comportement physique de la machine. Un choix adéquat du référentiel (d-q) est fait de telle manière que le flux statorique soit aligné avec l'axe (d) afin d'obtenir une expression de couple où les deux courants orthogonaux (i,d) interviennent indépendamment, le premier générateur de flux et l'autre générateur de couple [22]

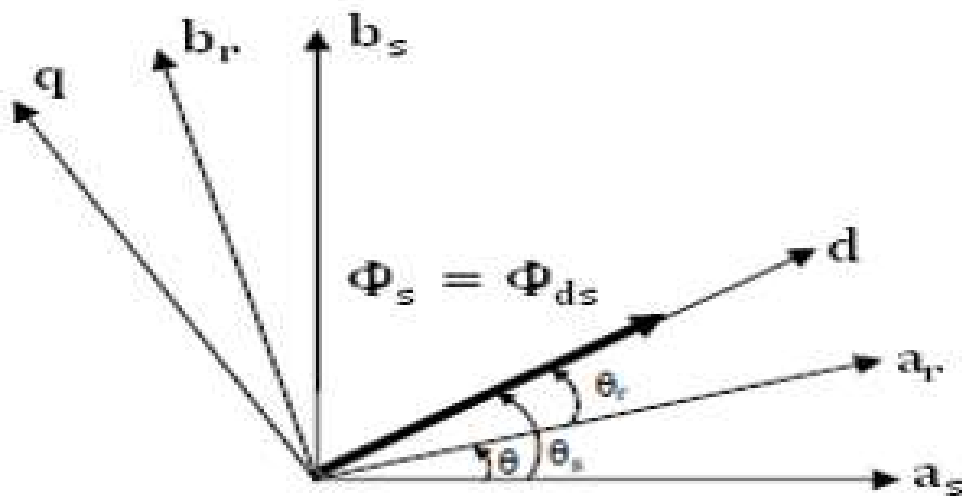


Figure (II.2) : Illustration de l'orientation du flux statorique

En se basant sur l'orientation du flux statorique, on peut écrire:

$$\Phi_{sd} = \Phi_s, \Phi_{sq} = 0 \quad (\text{II.1})$$

$$\Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} = 0 \quad (\text{II.2})$$

$$\text{D ou } I_{qs} = \frac{-M}{L_s} I_{qr} \quad (\text{II.3})$$

$$\Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \quad (\text{II.4})$$

Alors

La magnétisation de la machine permet d'imposer le module du flux statorique.

$$I_{ds} = 0 \Leftrightarrow \Phi_s = M I_{dr} \quad (\text{II.5})$$

Cette magnétisation, accompagnée d'une orientation du flux statorique, permet de fonctionner à facteur de puissance unitaire au stator. Le convertisseur du rotor fournit la totalité de la puissance réactive à la machine

En introduisant l'équation (II.3) dans l'expression du flux : Φ_{qr}

$$\Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \quad (\text{II.6})$$

On trouve

$$\Phi_{qr} = \sigma L_r I_{qr} \quad (\text{II.7})$$

En introduisant l'équation (II.12) dans l'expression du flux : Φ_{rd}

$$\Phi_{rd} = \sigma L_r I_{rd} + \frac{M}{L_s} \Phi_{sd} \quad (\text{II.8})$$

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s} (\Phi_{sq} I_{rd} - \Phi_{sd} I_{rq}) \quad \text{uo} \quad (\Phi_{sd} = \Phi_s \text{ et } \Phi_{sq} = 0) \quad (\text{II.9})$$

On trouve

$$C_e = K\Phi_s I_{rq} \quad \text{uo} \quad K = \frac{PM}{L_s} \quad (\text{II.10})$$

$$C_{em} = -\frac{PM}{L_s} \Phi_{sd} I_{rq} \rightarrow I_{rq} = -\frac{L_s}{PM} \cdot \frac{C_e}{\Phi_s} \quad (\text{II.11})$$

L'expression (II.10) est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. Ceci permet d'obtenir une commande vectorielle découplée où la composante I_{qr} contrôle le couple et le flux Φ_s étant imposé par la composante I_{dr}

$$\frac{d\Phi_s}{dt} = \frac{-\Phi_s}{T_s} + \frac{M}{T_s} I_{dr} + V_{ds} \quad (\text{II.12})$$

$$\frac{d\Phi_{qs}}{dt} = 0 = -\omega\Phi_s + \frac{M}{T_s} I_{qr} + V_{qs} \quad (\text{II.13})$$

D'après les équations des flux statorique on aura

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \rightarrow I_{sd} = \frac{1}{L_s} (\Phi_{sd} - M I_{rd}) \\ \Phi_{sq} = 0 = L_s i_{sq} + M i_{rq} \rightarrow I_{sq} = \frac{-M I_{rq}}{L_s} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

En introduisant les équations (II.8), (II.7) et (II.14) dans l'équation (I.11) et dans l'équation on trouve

$$\begin{cases} V_{rd} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}\right) I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - \frac{M}{L_s T_s} \Phi_{ds} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rq} \\ V_{rq} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}\right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \Phi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

II.4. Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes « d » et « q » [23].

La compensation a pour but de découpler les axes « d » et « q », ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [24].

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables V_{rd1} et V_{rq1} telles que V_{rd1} n'agisse que sur I_{rd} et V_{rq1} sur I_{rq}

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{rd1} et V_{rq1} [25] [26] telles que :

$$\begin{cases} V_{rd} = V_{rd1} - e_{rd} \\ V_{rq} = V_{rq1} - e_{rq} \end{cases} \quad (II.16)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{dr} = (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rq} \\ e_{qr} = \frac{M}{L_s} \omega \Phi_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rd} \end{cases} \quad (II.17)$$

Nous définissons ainsi un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{rd1} = (R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}) I_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - \frac{M}{L_s T_s} \Phi_{ds} \\ V_{rq1} = (R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}) I_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (II.18)$$

II.5. Défluxage

Ce bloc permet une exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine ; Et permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. En plus, il permet d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction suivante [27]

$$\begin{cases} \Phi_s = \Phi_{snom} \text{ si } \Omega < \Omega_{nom} \\ \Phi_s = \frac{\Phi_{snom}}{\Omega} \Omega_{nom} \text{ si } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases}$$

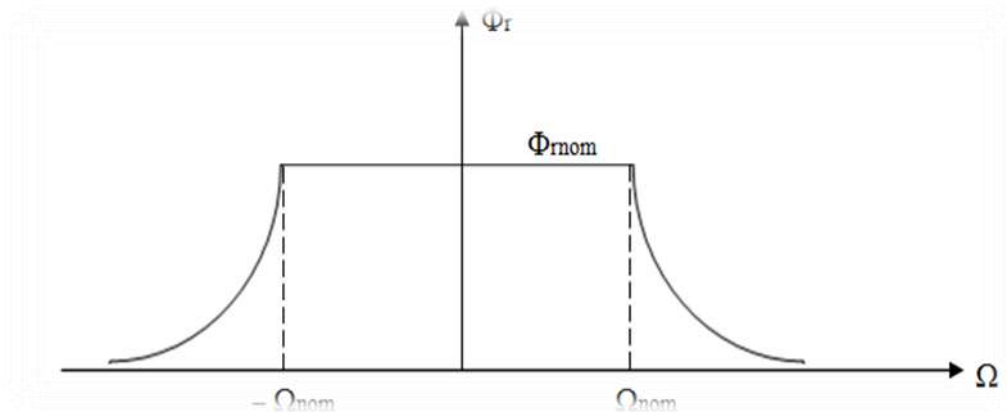


Figure (II.3) : Bloc de défluxage

II.6.Types de la commande vectorielle

La commande vectorielle, notée FOC (Field Oriented Control) consiste à rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. La commande à flux orienté permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe pour le flux et un autre pour le couple. Généralement ces techniques se diffèrent selon:

la source d'énergie : commande en tension ou en courant

l'orientation du repère (d, q) : suivant le flux statorique ou rotorique (le contrôle du flux : direct par mesure ou indirect par observation)[4].

II.6.1. Commande vectorielle directe

Cette méthode de commande a été proposée par Blaschke. Dans ce cas, la connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux, quel que soit le régime transitoire effectué. En effet, dans ce cas, le flux est régulé par une contre réaction, donc il doit être mesuré ou estimé à partir des signaux des tensions statoriques et des courants. Afin d'accéder à l'information concernant l'amplitude et la phase du flux, on peut utiliser des capteurs (sondes à effet de Hall, spires de mesure) placés sous les dents du stator (entrefer de la machine). L'avantage de cette technique est qu'elle dépend moins des variations paramétriques. Cependant, l'inconvénient de cette méthode est que les capteurs sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. De plus, les signaux captés sont entachés des harmoniques et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables automatiquement [28]

II.6.2 . Commande vectorielle indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux, mais seulement sa position, l'idée est proposée par Hasse. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [29]

II.7. Structure de la commande vectorielle indirecte

Le schéma de principe de la commande vectorielle indirecte (CVND) à flux statorique

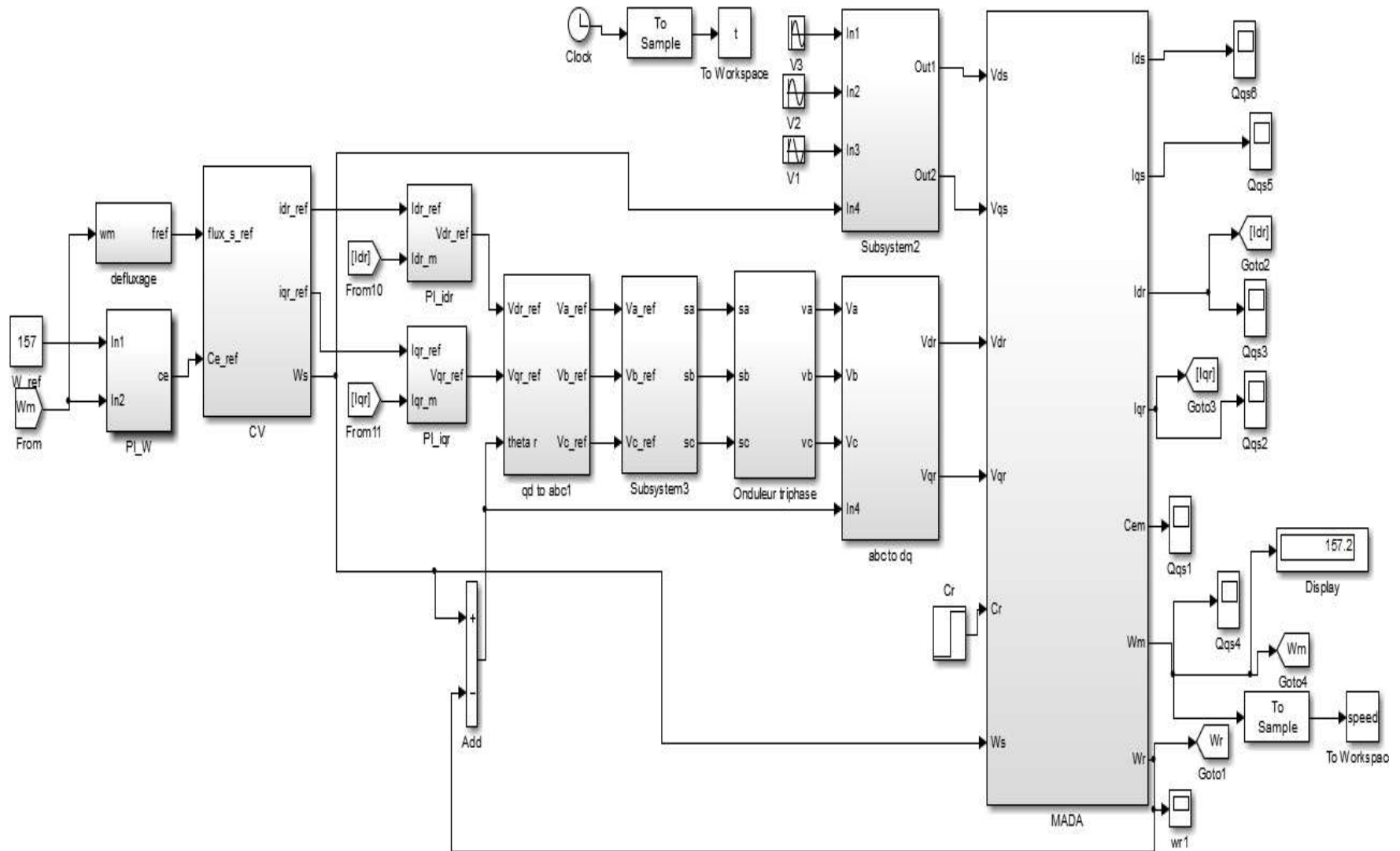


Figure (II.4) : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MADA

II.8 Calcul des Régulateurs

Pour le système de réglage des courants, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel-Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{II.19}$$

Avec

K_p : coefficient de proportionnalité

K_i Coefficient d'intégrité

On utilise deux régulateurs pour les courants I_{dr} ; I_{qr} et un autre régulateur pour la vitesse

II.8.1 régulateurs des courants rotoriques

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations. Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI)

a.Régulation du courant rotorique directe

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de l'équation(II.15) et par l'annulation de E_d par le terme de compensation

$$V_{rd1} = V_{rd} + E_d - V_{sd} \frac{M}{L_s} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} = R_r (1 + \sigma T_r s) I_{rd} \tag{II.20}$$

$$\frac{I_{rd}}{V_{rd1}} = \frac{1}{R_r (1 + \sigma T_r s)} \tag{II.21}$$

La boucle de régulation de courant rd i peut se présenter par le schéma bloc de la figure (II.5)

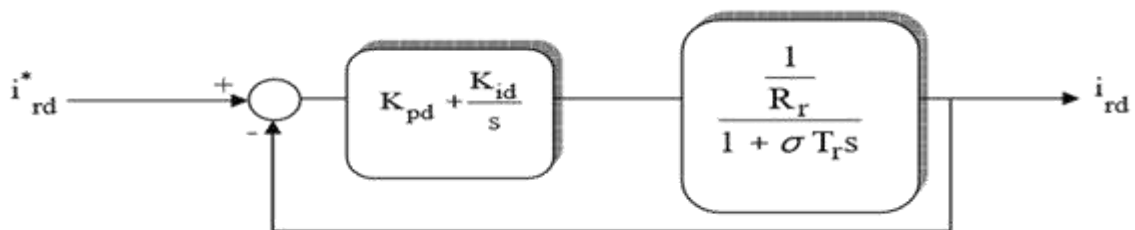


Figure (II.5) : Schéma de régulation de courant rd i

Soit un régulateur PI de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \quad (II.22)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure II.4 sera :

$$FTBO(S)I_{rd} = \frac{K_{id}}{R_r s} \left(\frac{K_{pd}}{K_{id}} S + 1 \right) \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \quad (II.23)$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \sigma T_r \quad (II.24)$$

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

$$FTBO(S)I_{rd} = \frac{K_{id}}{R_r s} \quad (II.25)$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(S) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (II.26)$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) de la figure (II.4) sera :

$$FTBF(S)I_{rd} = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{K_{id}} s} \quad (II.27)$$

Par analogie de l'expression (II.27) par l'expression (II.26) on trouve :

$$\tau = \frac{R_r}{K_{id}} \quad (II.28)$$

De l'expression (II.24) et (II.28) on a :

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{R_r}{\tau} \\ K_{pd} = K_{id} \sigma T_r = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (II.29)$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau_s = \sigma T_r = 0.0191s$, nous avons choisi $\tau = 0.001 s$, pour avoir une dynamique du processus plus rapide.

b. Régulation du courant rotorique quadrature

La fonction de transfert du courant rotorique quadrature est obtenue à partir de l'équation(II.15) et par l'annulation de E_q par le terme de compensation :

$$V_{rq1} = V_{rq} + E_q - V_{sq} \frac{M}{L_s} = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) I_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} = K_q \left(1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} p \right) I_{rq} \quad (II.30)$$

$$\frac{I_{rq}}{V_{rq1}} = \frac{\frac{1}{K_q}}{1 + \sigma \frac{L_r}{K_q} p} \quad (II.31)$$

$$OU : K_q = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \quad (II.32)$$

La boucle de régulation de courant i_{rq} peut se présenter par le schéma bloc de la figure II.6:

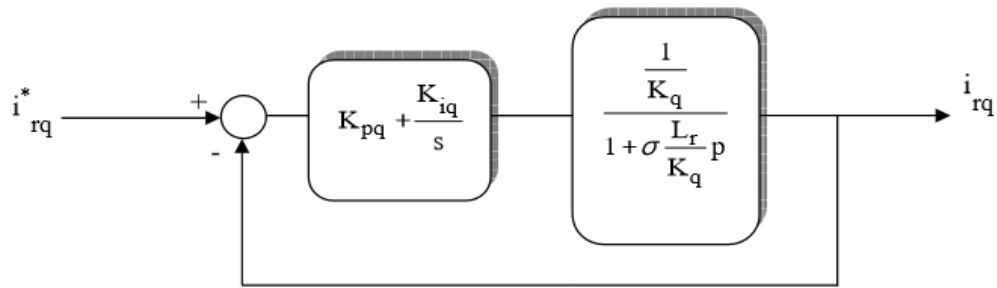


Figure (II.6) : Schéma de régulation de courant i_{rq}

Pour déterminer les deux coefficients K_{pq} et K_{iq} , il sera procédé de la même façon que pour le courant i_{rd} .

Alors, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_{iq} = \frac{K_q}{\tau} = (R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}) / \tau \\ K_{pq} = K_{iq} \frac{\sigma L_r}{K_q} = \frac{\sigma L_r}{\tau} \end{cases} \quad (II.33)$$

La constante de temps électrique du système dans notre cas est $\tau = \sigma \frac{L_r}{K_q} = 0.0086s$ pour avoir une dynamique du processus plus rapide, nous avons choisi le même τ que pour le courant i_{rd} ($\tau=0.001s$)

II.8.2 Régulation de vitesse par un régulateur IP

Le régulateur Intégral Proportionnel (IP) a été appliqué pour la commande des machines asynchrone en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est schématisée par la figure suivante :

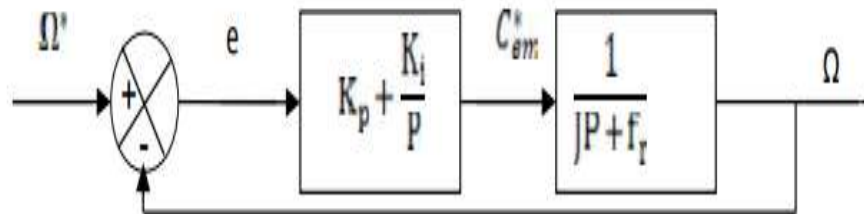


Figure (II.7) : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

L'identification nous donne

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (II.34)$$

La détermination des paramètres du régulateur PI classique est basée sur l'équation mécanique du moteur, en effet cette équation à la forme suivante dans de la place

$$C_e(p) - C_r(p) = (Jp + f_r)\Omega(p) \quad (II.35)$$

Le bouclage de cette équation sur PI classique afin de commande la vitesse donne l'équation en poursuite suivante $C_r(p) = 0$

$$\mathbf{p}(p) = \frac{\frac{K_p}{K_i} p + 1}{\frac{J}{K_i} p^2 + \left(\frac{K_p + f_r}{K_i}\right) p + 1} \Omega_{ref}(p) \quad (\text{II.36})$$

En identifiant l'équation caractéristique de l'expression à la forme canonique

$$\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right) p^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right) p + 1 \quad (\text{II.37})$$

Nous avons à résoudre le système d'équation suivante

$$\begin{cases} \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \rightarrow K_i = J \omega_n^2 \\ \frac{K_p + f_r}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \rightarrow 2J \omega_n^2 - f_r \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 0.7$

On prend $\tau = \frac{2\xi}{\omega_n}$; $t_r = 10 - 3$. $\omega_n = \frac{3}{t_r}$

II.9. Interprétation des résultats de simulation de la structure de la commande

Si l'on veut que la vitesse de la machine soit indépendante de la charge, au moins en régime établi, on doit munir la machine d'un réglage de vitesse. Celui-ci peut même accélérer la dynamique de la vitesse, limiter le pic de courant lors des régimes transitoires.

Les concepts théoriques présentés ci-dessus ont été utilisés pour réaliser une simulation numérique sous MATLAB d'une machine asynchrone à double alimentation équipée d'un contrôle de vitesse alimentée par un convertisseur de tension.

➤ Pour un régime en charge :

La simulation a été faite pour un fonctionnement à vide puis l'introduction d'un couple de charge ($C_r = 10\text{N.m}$) à l'instant $t = 0.4\text{s}$. Les résultats de simulation sont présentés comme suit :

La figure (II.8) montre la superposition de la vitesse de consigne 157rd/min et celle réelle. On constate qu'après un régime transitoire, elle rejoint la consigne pour se stabilisée et de même lorsque la charge 10N.m est appliquée. La figure (II.9) montre que le couple électromagnétique suit sa consigne récupérée à la sortie du régulateur de vitesse. Par contre, le flux montré par la.

Figure (II.10) reste constant malgré la variation de couple de charge.

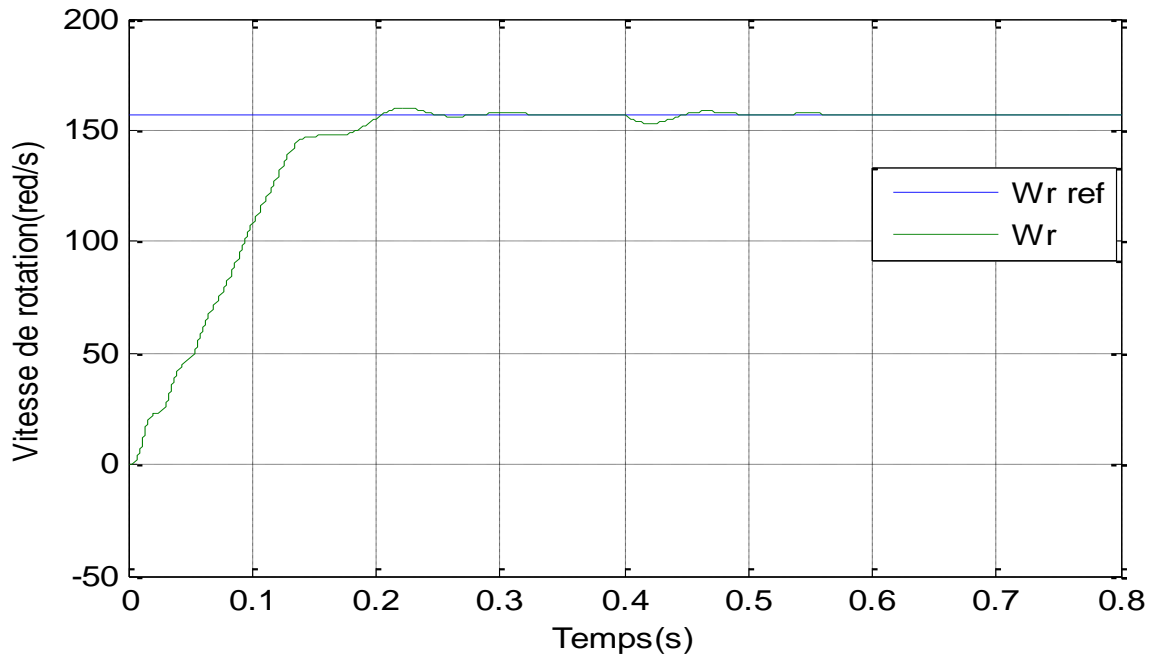
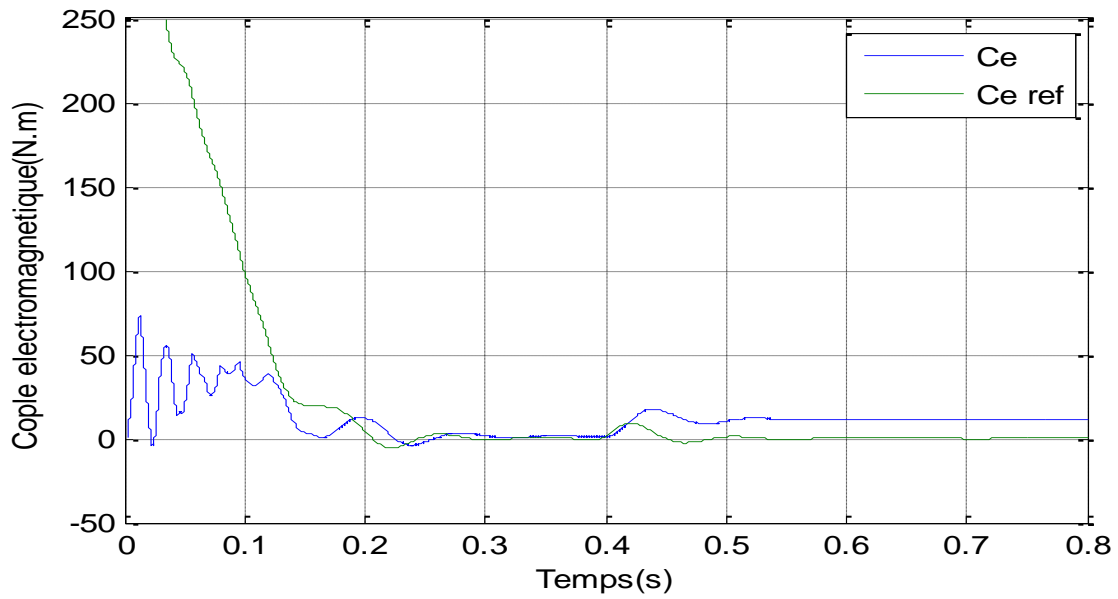
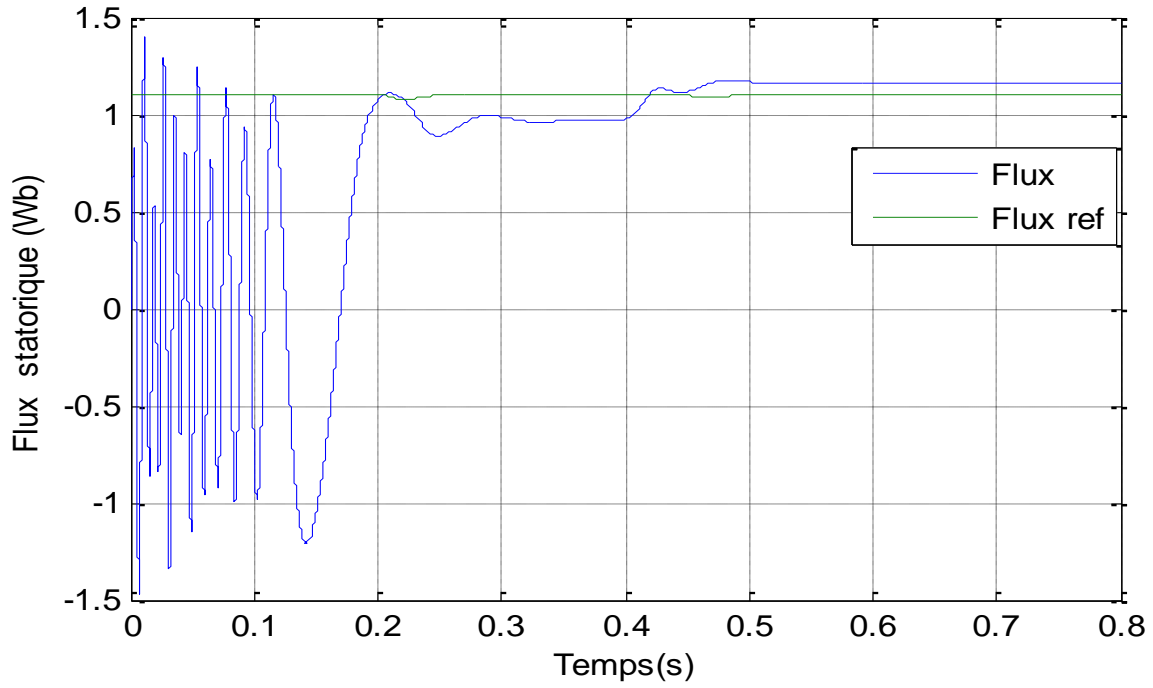


Figure (II.8) : Vitesse de rotation de la MADA



Figure(II.9) : Couple électromagnétique de la MADA



F

figure (II.10) : Flux Φ_s de la MADA

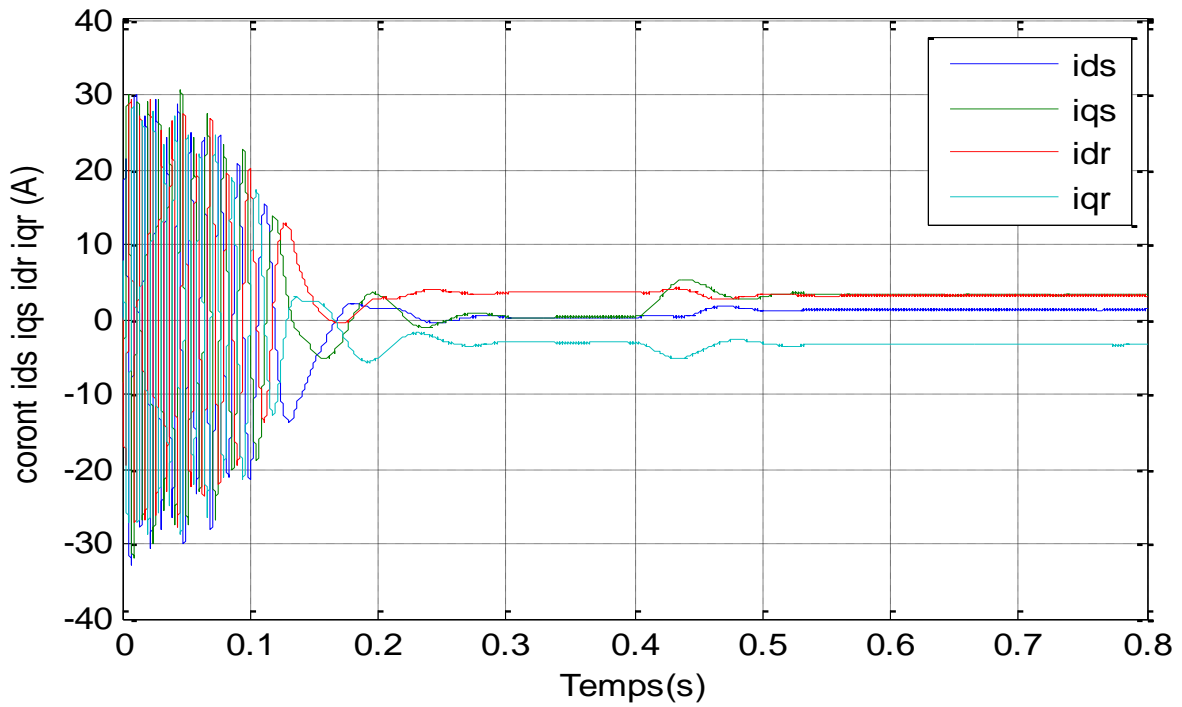


Figure (II.11) : i_{ds} , i_{qs} , i_{dr} , i_{qr} MADA

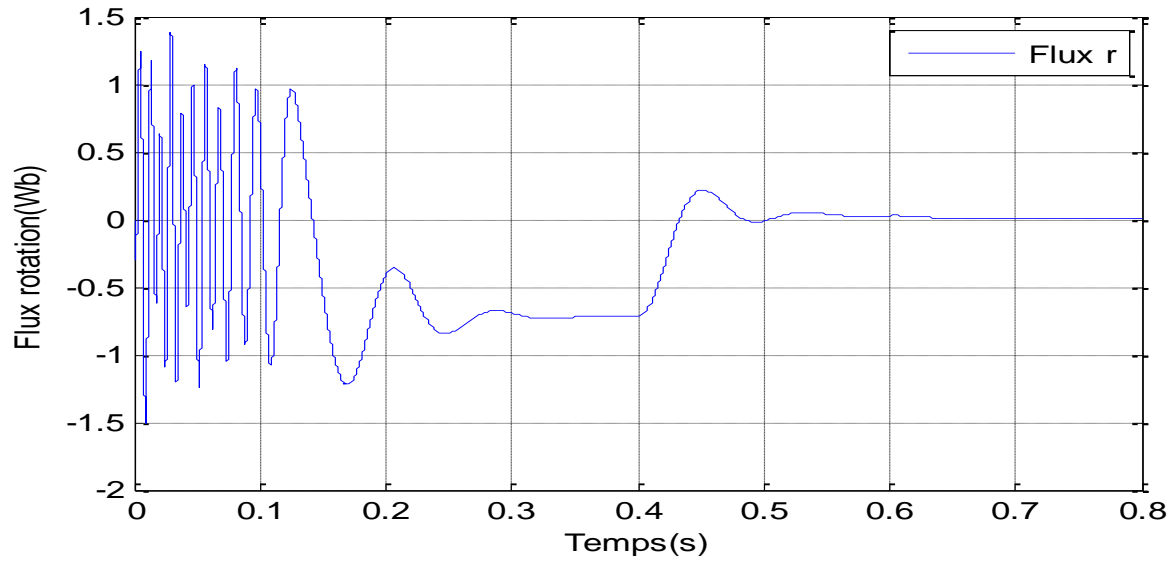


Figure (II.12) : Flux Φ_r de la MADA

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre on a abordé le principe de la commande vectorielle de la MADA, les différents repères d'orientation du flux. La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la MADA reste la méthode la plus répondeuse. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux. On a utilisé la commande vectorielle indirecte par orientation du flux statorique et la régulation des courants rotoriques ainsi que la vitesse de rotation de la machine. La commande vectorielle de la MADA que nous avons présentée donne des performances satisfaisantes. Cependant, le régulateur PI ne garantit pas, dans tous les cas, de bonnes performances et surtout, si les paramètres de l'appareil sont variables. Cependant, cela ne me suffit pas pour afficher une sortie clairement et vérifiée dans une logique floue. Alors, dans le chapitre suivant, nous examinerons un régulateur flou et comment l'utiliser.

Chapitre III Commande par logique

floue de la MADA

III.1.Introduction

La logique floue a été introduite en 1965 par le Professeur L. Zadeh. Elle permet de faire correspondre un degré de vérité (d'appartenance) à une variable qui peut être linguistique. Cette graduation dans l'appartenance d'un élément à une situation permet la modélisation de l'observation humaine exprimée sous forme linguistique. À partir des années 70, cette technique a été appliquée à la commande des systèmes [30-31].

Dans les années 80, la communauté des automaticiens a commencé à bâtir une théorie de mise en œuvre de la commande floue où l'étude de la stabilité a été introduite de façon systématique. Les notions de base nécessaires à la compréhension de régulation floue seront rappelées dans ce chapitre. Nous nous intéresserons dans ce qui suit à l'explication des différents paramètres du contrôleur à logique floue (CLF) utilisé pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone à double alimentation.

III.2 . Logique floue

Suscite actuellement un fervent intérêt de la part des chercheurs, des ingénieurs et des industriels, mais plus généralement de la part de tous ceux qui éprouvent le besoin de formaliser des méthodes empiriques, de généraliser les modes de raisonnement naturels, d'automatiser la prise de décision dans leur domaine et de construire des systèmes artificiels capables d'effectuer les tâches habituellement prises en charge par les humains. Les démarches fondamentales de l'activité industrielle et économique, telles que la conception des produits, la gestion des systèmes ou la prise de décision, posent des problèmes de complexité croissante. Face à cette difficulté, les approches numériques, pourtant bien développées se sont avérées d'une efficacité limitée. Zadeh a fait le lien entre les ensembles flous et la modélisation non probabiliste de l'incertitude grâce à la théorie des possibilités, dans laquelle les fonctions d'appartenances des ensembles flous servent à représenter les idées de valeur incomplètement spécifiée et mal connue. Les ensembles flous et la théorie des possibilités sont à la base d'une méthodologie de représentation et d'utilisation de connaissances imprécises, vagues et incertaines que Zadeh appelle « théorie du raisonnement approché » et qui est plus connue sous le vocable de « logique floue » [32]. Les travaux de Lotfi Zadeh dans les années soixante sur la théorie des ensembles flous et la logique floue, à l'université de Berkeley ont jeté les bases de la commande floue actuelle. Ces travaux ont mis un certain temps avant d'être acceptés par la communauté de l'automatique et l'industrie. En effet la logique floue, de par ses aptitudes pluridisciplinaires (utilisée dans des domaines aussi variés que la gestion de base de données, les systèmes experts, le traitement du signal, la classification de données, la commande de systèmes automatiques), s'est attirée les critiques des scientifiques, il fallait attendre les années quatre-vingts

dix pour que ces nouvelles théories soient acceptées et utilisées d'une manière générale. En revanche, dans le domaine de la commande, la première application de la logique floue a été réalisée [33].

III.3.Principe de la logique floue

Le principe du réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire par exemple) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système [34].

Toute une série de notions fondamentales sont développées dans la logique floue. Ces notions permettent de justifier et de démontrer certains principes de base. Dans ce qui suit, on retiendra que les éléments indispensables à la compréhension du principe du réglage par logique floue.

III.3.1.Eléments de base de la logique floue

Dans cette partie, nous présenterons brièvement, et d'une façon non exhaustive les éléments de base principaux de la théorie de la logique floue.

III.3.2.Variables linguistiques

La notion essentielle de variable linguistique a été introduite par Zadeh, [35], elle suggère d'emblée que les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt symboliques, en termes de mots ou d'expressions du langage naturel. Généralement une variable floue est un triplet (u, U, T_u) pour le quel u représente la variable définie sur un ensemble de référence U .

L'ensemble $T_u = \{A_1, A_2\}$ fini ou infini, contient des sous-ensembles flous dans un univers de discours normalisé U utilisables pour caractériser u , [36].

Exemple :

u : Désigne la taille d'un être humain, l'univers des tailles en centimètres est :

$$U = \{80 \ 90 \ 100 \ 110 \ 120 \ 130 \ 140 \ 150 \ 160 \ 170 \ 180 \ 191 \ 200 \ 205\}$$

L'ensemble T_u est constitué par cinq ensembles flous :

$$T = \{\text{très petit} \ \text{petit} \ \text{moyen} \ \text{grand} \ \text{très grand}\}$$

L'ensemble T_u peut être écrit comme suit :

$$T = \{TP \ P \ M \ G \ TG\}$$

Avec :

$$TP = \{80 \ 90 \ 100\}, \ P = \{110 \ 120 \ 130\}, \ M = \{140 \ 150 \ 160\}$$

$$G = \{170 \ 180 \ 191\}, \ TG = \{200 \ 205\}$$

III.3.3. Ensembles flous

La théorie des ensembles flous est une théorie mathématique dont l'objectif principal est la modélisation des notions vagues et incertaines du langage naturel. Cette théorie permet d'exprimer l'idée d'une appartenance partielle d'un élément à un ensemble [37].

En théorie classique des ensembles, un sous ensemble A de B est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui caractérise tout élément x appartenant à B . cette fonction prend la valeur 1 si x appartient à A et la valeur 0 dans le cas contraire [38].

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in A \\ 0 & \text{si } x \notin A \end{cases}$$

En logique floue, un sous ensemble A de B est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ pouvant prendre différentes valeurs comprise entre 0 et 1, selon le degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble A .

$$\mu_A(x) \in [0, 1]$$

III.3.4. Fonction d'appartenance

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissances expertes, qualitatives et manipulées dans le raisonnement approché qui sera fait à partir de cette connaissance. Ils apparaissent donc comme un moyen de réaliser l'interface entre l'information numérique (quantitative) et l'information symbolique (linguistique, qualitative). Généralement, dans les applications électriques en particulier, les fonctions d'appartenance utilisées pour la description des sous-ensembles flous sont de forme triangulaire, trapézoïdale ou gaussienne. Cependant, Il n'existe pas de règles générales pour le choix de la forme de fonction d'appartenance [39]. La fonction d'appartenance (FA) d'un ensemble flou A sur un univers de discours X est définie, pour la variable floue x , par [40], [41]

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

$$x \rightarrow u_A(x)$$

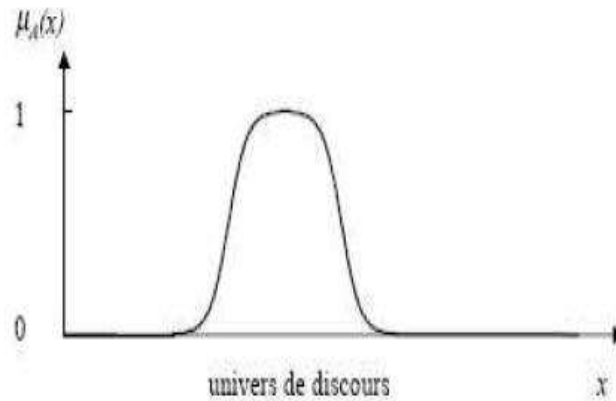
$u_A(x)$: est le degré d'appartenance de x à l'ensemble flou A

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $u_A(x)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A (Figure III.1).

Plus généralement, le domaine de définition de $u_A(x)$ peut être réduit à un sous-ensemble de X [41].

On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours, que l'on obtient

l'ensemble flou de la variable floue x [41, 42]. Par abus de langage, les sous-ensembles flous sont fort souvent confondus avec l'ensemble flou.



Figure(III.1) : Représentation d'un ensemble flou par sa fonction d'appartenance

La forme des FA est arbitraire, mais il est raisonnable de prendre des fonctions convexes tel qu'il existe au moins un point de degré d'appartenance maximal et que le degré décroît quand on s'éloigne de ce point. Les FA les plus utilisées sont (Figure (III.2)) :

- a. La FA triangulaire.
- b. La FA trapézoïdale.
- c. La FA gaussienne

En général, les valeurs d'une variable linguistique peuvent être générées à partir d'un terme primaire tel que "lente" et des modificateurs "très, peu, assez, moins, pas,..." et les éléments de connexion "et" ou "ou". Une valeur de vitesse peut être "pas très lente et pas très rapide"

Pour spécifier un nombre flou triangulaire, on a besoin de trois nombres réels a_1 , a_2 et a_3 , et sa fonction d'appartenance est définie par (Figure(III.2.a)) [40].

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x \leq a_1 \\ \frac{x - a_1}{a_2 - a_1} & \text{si } a_1 \leq x \leq a_2 \\ \frac{a_3 - x}{a_3 - a_2} & \text{si } a_2 \leq x \leq a_3 \\ 0 & \text{si } x \geq a_3 \end{cases}$$

$$\frac{x - a_1}{a_2 - a_1} \quad \text{si } a_1 \leq x \leq a_2$$

$$\frac{a_3 - x}{a_3 - a_2} \quad \text{si } a_2 \leq x \leq a_3$$

$$0 \quad \text{si } x \geq a_3$$

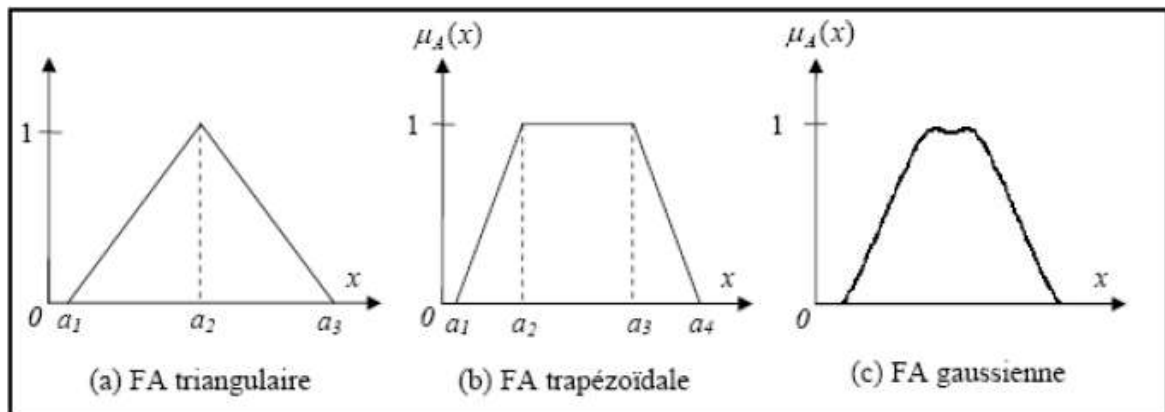
De même, on définit la fonction d'appartenance d'un nombre flou trapézoïdal, par quatre nombres réels, a_1 , a_2 , a_3 et a_4 (Figure(III.2.b))

$$U_A(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x \leq a_1 \end{cases}$$

$$\frac{x-a_1}{a_2-a_1} \quad \text{si } a_1 \leq x \leq a_2$$

$$\frac{a_3-x}{a_3-a_2} \quad \text{si } a_2 \leq x \leq a_3$$

$$0 \quad \text{si } x \geq a_3$$



Figure(III.2) : Exemples de différentes formes de fonctions d'appartenances

III.3.5. Opérateurs de la logique floue

Soit de ensemble flou A et B définies sur des univers de discours V et W, avec une fonction d'appartenance u_A et u_B respectivement : [43]

a. Union de l'ensemble flou (Union flou)

La fonction d'appartenance d'union $u_{A \cup B}$ et u_B est définie par :

$$u_{A \cup B} = \max(u_A(u), u_B(u))$$

b. Intersection floue

La fonction d'appartenance de l'intersection u_A et u_B est donnée par :

$$u_{A \cap B} = \min(u_A(u), u_B(u))$$

c. Complément flou

Le complément \bar{A} de A de l'ensemble flou incluse dans V avec la fonction d'appartenance définie par

$$u_{\bar{A}}(u) = 1 - u_A(u)$$

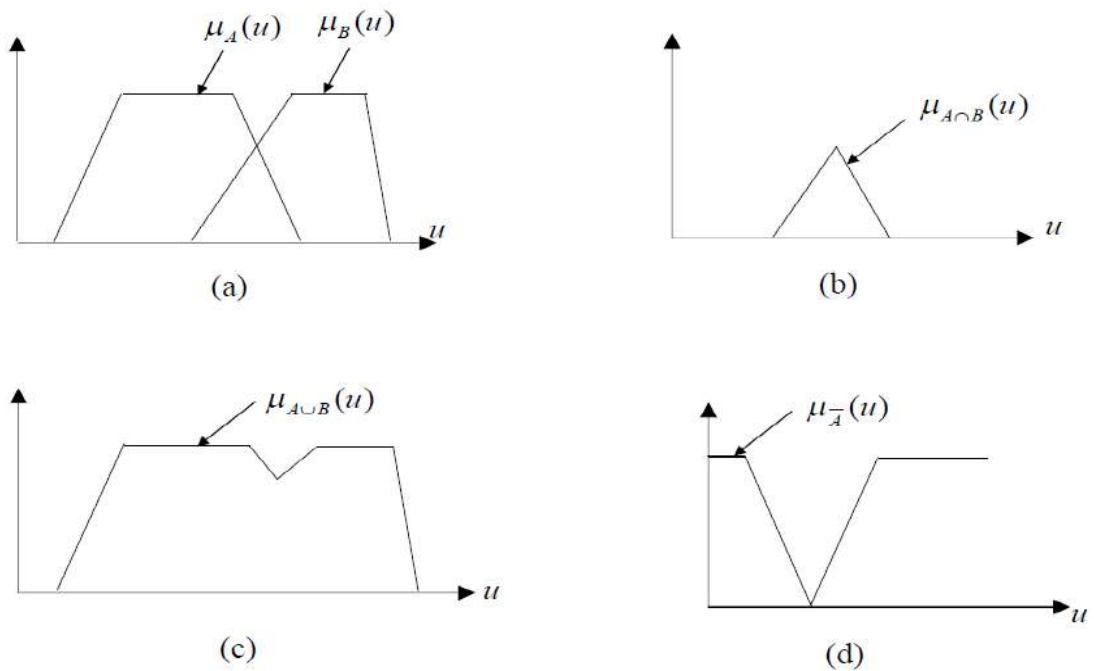


Figure (III.3) : Opérateurs logiques: (a) A et B; (b) $A \cap B$; (c) $A \cup B$; (d) \bar{A}

III.4. Règles de commande par logique floue

III.4.1. Structure du contrôleur flou

La structure conventionnelle d'un contrôleur flou est présentée par la figure (III.4), elle est composée de quatre blocs distincts dont les définitions sont données ci-dessous [44, 45]

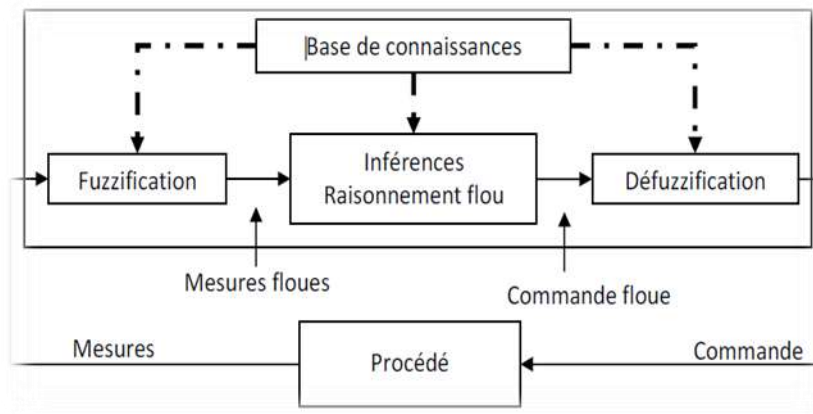


Figure (III.4) : Structure de base d'un système flou

III.4.2 Fuzzification

La fuzzification est une projection des variables physiques sur des ensembles flous.

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu [41].

Elle présente la première étape de traitement flou, son objectif est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour différentes variables d'entrée [46].

Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement de ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident.

Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler [46, 47]. Par contre, on peut obtenir des comportements non linéaires assez différents en fonction de la manière dont les fonctions d'appartenance des ensembles flous sont disposées sur l'univers de discours

III.4.3 Inférence floue

L'inférence floue est le processus de formulation de la relation entre les entrées et les sorties par logique floue. Cette relation offre une base avec laquelle la décision est prise par le système flou. L'inférence floue fait appel alors aux concepts expliqués dans les sections précédentes, à savoir : fonctions d'appartenance, les opérateurs flous et les règles floues [48].

On peut décrire l'inférence de manière explicite par la description linguistique à l'aide d'un certain nombre de règles, chaque règle possède une condition précédée d'un ensemble SI et une conclusion, action OU opération précédée d'un ensemble alors.

La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie [49].

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons [41] :

Linguistiquement [50]:

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant, SI (la température est élevée ET la vitesse est faible) ALORS la tension est grande positive

OU

SI (la température est moyenne ET la vitesse est faible) ALORS la tension est positive

Symboliquement [50]:

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

Exemple :

Si T est F ET V est F Alors $U = Z$, Ou

Si T est M ET V est F Alors $U = P$, Ou

Si T est E ET V est F Alors $U = GP$, Ou

Si T est F ET V est E Alors $U = Z$, Ou

Si T est M ET V est E Alors $U = Z$, Ou

Si T est E ET V est E Alors $U = P$.

Où :

T : température, V : vitesse. U : tension, E : élevée, M : moyenne, F : faible, Z : zéro, P : positif, GP : grand positif.

Par matrice d'inférence [50]:

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (température : T et vitesse : V). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Exemple

		T		
		F	M	E
V	F	Z	P	GP
	E	Z	Z	P

Tableau(III.1) :Matrice d'inférence flou

Nous présentons les trois méthodes d'inférence les plus usuelles, [47], [41] :

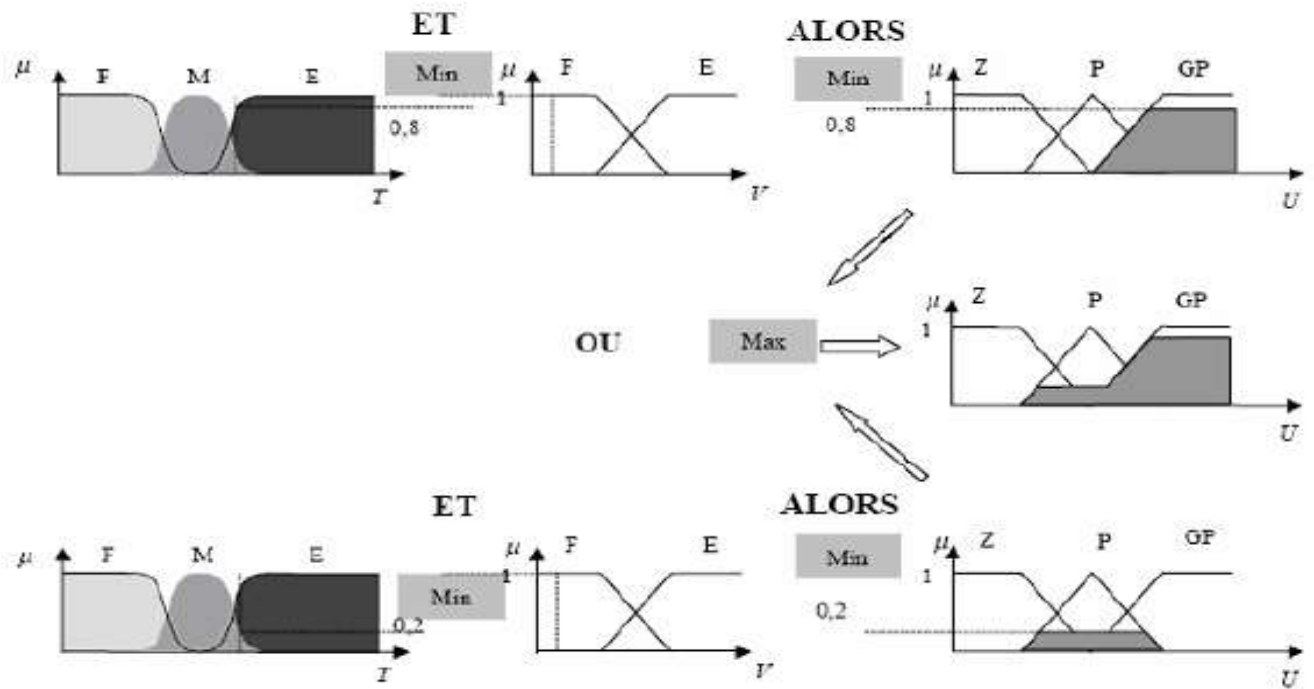
- Méthode d'inférence Max-Min (Méthode de Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-Produit (Méthode de Larsen).
- Méthode d'inférence Somme-Produit (Méthode de Zadeh).

III.4.4 Méthode d'inférence Max-Min [51]

Cette méthode 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.

La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou "implication de Mamdani", est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence.

Reprenons l'exemple précédent où seulement deux règles sont activées :

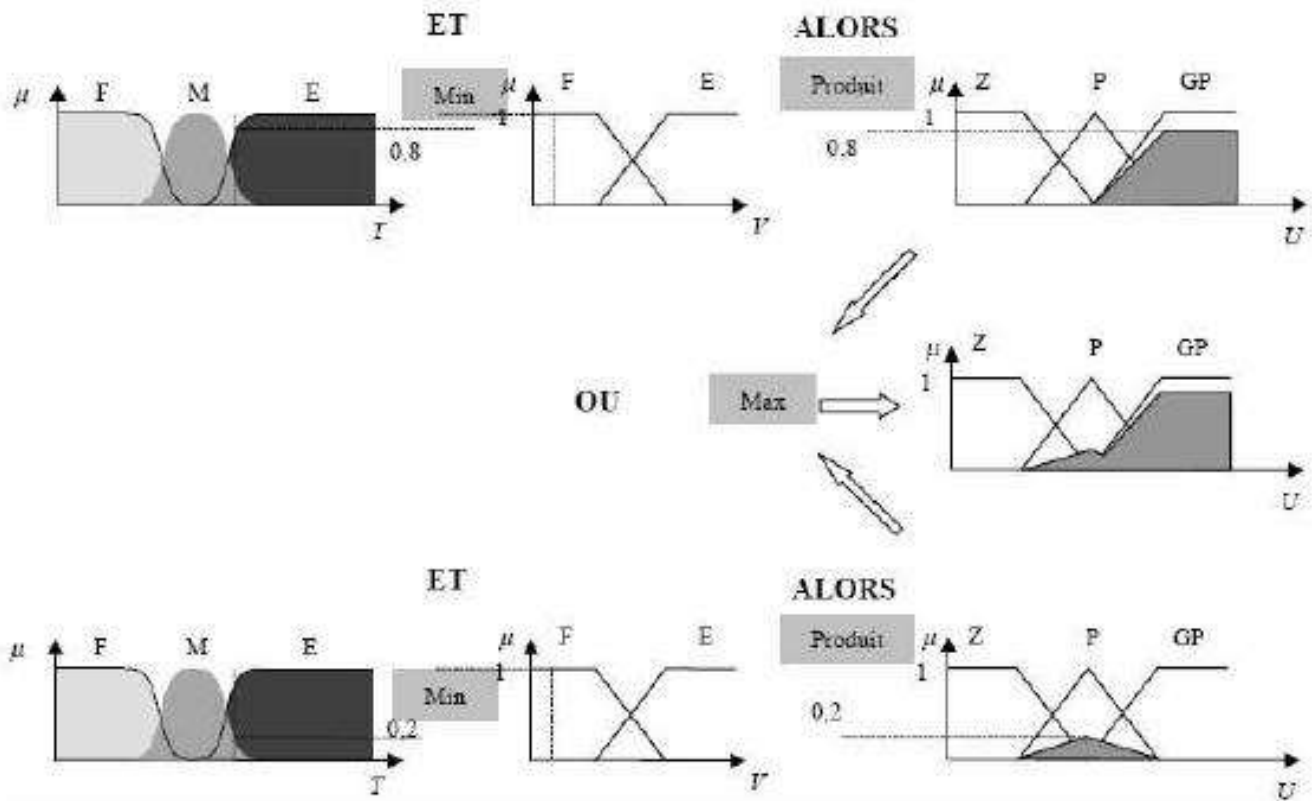


Figure(III.5) :Exemple d'inférence Max-Min

La variable T est Elevée avec un degré d'appartenance de 0,8 et Moyenne avec un degré d'appartenance de 0,2. La vitesse V est faible avec un degré d'appartenance de 1. L'application de la première règle d'inférence donne un degré d'appartenance à la condition de 0,8 (minimum dû à l'opérateur ET entre les deux degrés d'appartenance). On obtient ainsi une "fonction d'appartenance partielle" dessinée en gris qui est écrivée à 0,8. D'une manière similaire, la seconde règle donne lieu à une fonction d'appartenance écrivée à 0,2. La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur OU, (Figure III.5).

III.4.5 Méthode d'inférence Max-Produit [51]

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réaliser la conclusion "ALORS". Dans ce cas, on utilise le produit comme illustré par la figure III.6. On remarque que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au



degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur "ET". On l'appelle également "implication de Larsen".

Figure (III.6) : Exemple d'inférence Max-Produit

III.4.6. Méthode d'inférence Somme-Produit [51]

Dans ce cas, l'opérateur "ET" est réalisé par le produit, de même que la conclusion "ALORS". Cependant, l'opérateur "OU" est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

D'autres méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max-Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité.

III.4.7 Défuzzification

Cette étape consiste à transformer la valeur linguistique issue de régulateur flou en valeur numérique. Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature, telles que la méthode du maximum et la méthode du centre de gravité [52,53].

Dans, [54] une analyse détaillée de plusieurs stratégies de défuzzification est présentée, la méthode du centre de gravité donne des résultats intéressants. Cependant, la méthode de la moyenne des maxima fournit une performance transitoire meilleure, alors que celle du centre de gravité produit une meilleure performance en régime permanent.

Quand la méthode de la moyenne des maxima est utilisée, la performance du contrôleur flou est similaire à celle d'un système à relais à plusieurs niveaux. Mais la méthode du centre de gravité donne des résultats similaires à ceux d'un PI (correcteur proportionnel intégral) conventionnel.

Donc le contrôleur flou nous utiliserons la méthode du centre de gravité fournit généralement une erreur plus faible qu'avec la méthode de la moyenne des maxima.

a. Méthode du centre de gravité

La stratégie de cette méthode consiste à traiter graphiquement les aires associées aux fonctions d'appartenance des termes linguistiques qui forment la fonction d'appartenance résultante $u_{RES}(x_R)$.

Dans ce contexte, il suffit de calculer l'abscisse x_{GR} qui est déterminée à l'aide de la relation suivante :

$$x_{GR} = \frac{\int x_R u_{RES}(x_R) dx_R}{\int u_{RES}(x_R) dx_R}$$

La détermination de x_{GR} nécessite une largeur de calcul assez importante, surtout pour l'exécution en temps réel [54,55].

III.4.8. Base de connaissances

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée :

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation [56].
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 < conséquence >.

III.5. Avantages et inconvénients du régulateur par logique floue

Le réglage par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et inconvénients essentiels [57].

III.5.1. Les avantages sont :

- Le non nécessité d'une modélisation du système à régler.
- La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistique) de l'opérateur de processus
- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser).
- L'emploi possible aussi pour les processus rapides (grâce à des processeurs dédiés).
- La disponibilité de systèmes de développement efficaces soit pour micro processeurs ou PC (solution logicielle), soit pour circuit intégrés (processeur dédiés, solution matérielle).

III.5.2. Par contre, les inconvénients sont :

- Le manque de directive précise 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 (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile).

III.6. Régulateur flou-PI

Dans cette partie nous allons procéder au remplacement du régulateur classique de vitesse par un régulateur flou [48], [58], [59], [60] au sein d'une commande indirecte.

Pour ce faire nous reprenons le schéma interne du régulateur flou, figure III.9.

Le contrôleur flou est fondamentalement un bloc non linéaire statique d'entrée/sortie,

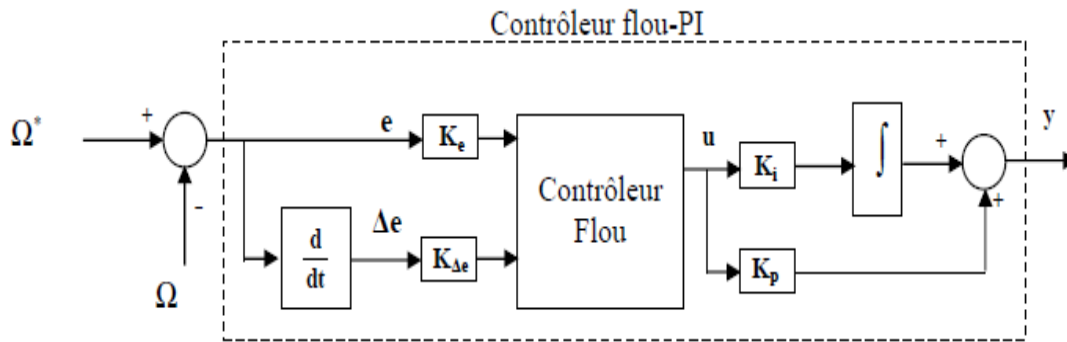
L'action du contrôleur peut être écrite sous la forme [61], [58], [59], [60] :

$$u = K_e \cdot e + K_{\Delta e} \cdot \Delta e$$

La sortie flou-PI est :

$$y = K_p \cdot u + \int K_i \cdot u$$

Où : K_e est le gain de l'erreur de vitesse, $K_{\Delta e}$ est le gain de la variation de l'erreur de vitesse, K_p est le facteur proportionnel; K_i est le facteur intégral e est l'erreur de vitesse, Δe est la variation de l'erreur de vitesse, u est la sortie floue.



Figure(III.7) : Structure interne du contrôleur flou-PI

Dans le schéma ci-dessus comme dans ce qui suit, nous notons :

e : l'erreur, elle est définie par :

$$e(k) = W^*(k) - W(k)$$

Où :

W^* : est la vitesse de référence.

Δe : la variation de l'erreur, elle est approchée par :

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

Vu l'absence de procédures systématiques permettant le choix des différents paramètres du régulateur flou-PI, nous avons retenu ce qui suit :

- De par leur simplicité, les fonctions d'appartenance triangulaire sont choisies pour couvrir les ensembles de référence des variables linguistiques ;
- La méthode de Mamdani Max-min est retenue pour réaliser l'inférence floue;
- La méthode du centre de gravité est sélectionnée pour défuzzifier la sortie floue;

On prend comme entrée du contrôleur l'erreur de la vitesse de rotation du MADA $e = W^* - W$ et sa variation Δe , et comme sortie la variation de la commande u [49].

Les figures suivantes montrent les différentes fonctions d'appartenance des entrées e , Δe et de la sortie u utilisée dans notre application

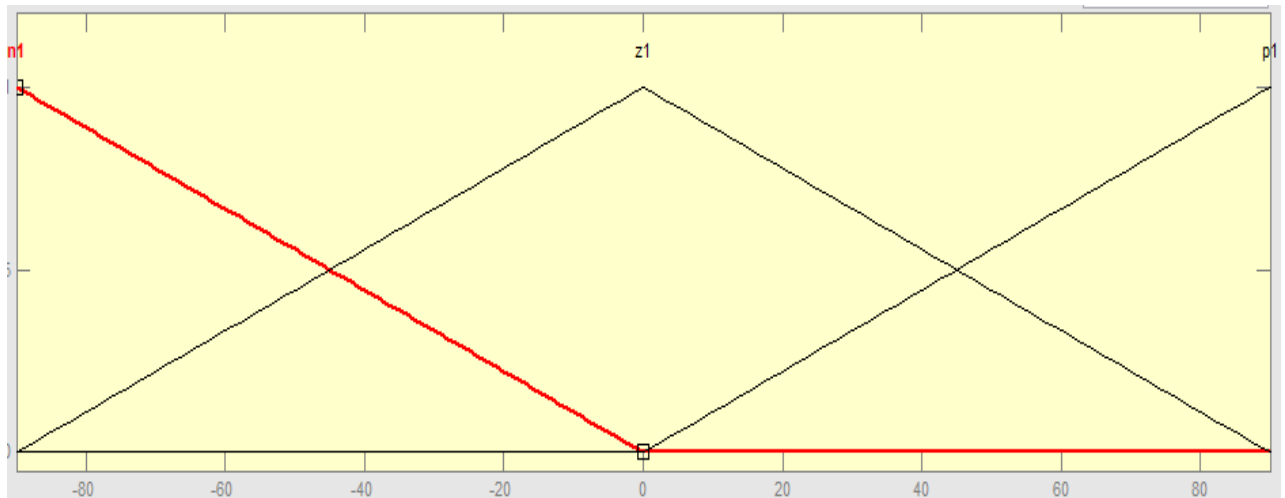


Figure (III.8) : Erreur « e »

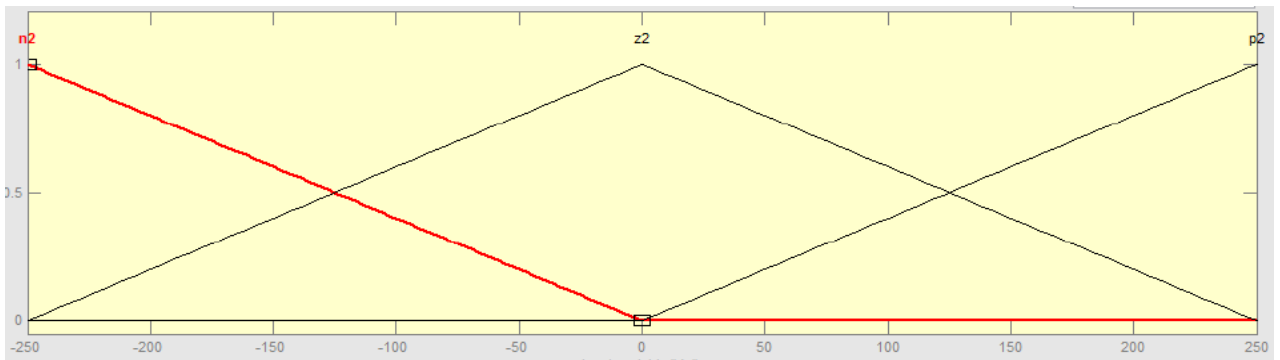


Figure (III.9) : Dérivée d'erreur « de »

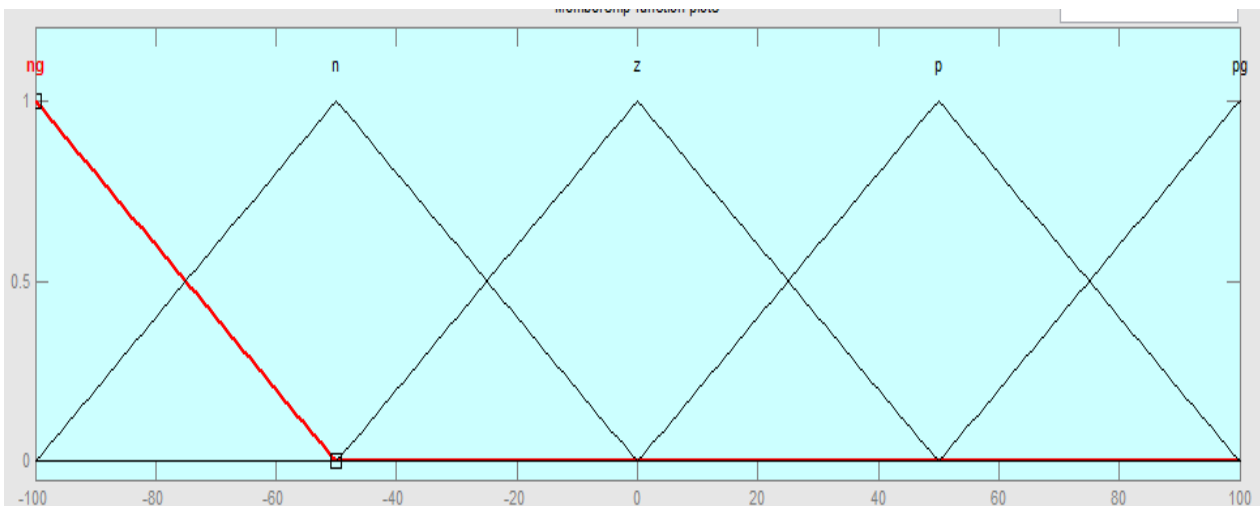


Figure (III.10) : Sortie « u »

Les sous-ensembles d'appartenance floue ont été notées comme suit :

Z : Zéro

N: Négatif

P: Positif

NG: Négatif Grand PG: Positif Grand

Les règles floues, permettant de déterminer la variable de sortie du régulateur en fonction des variables d'entrées qui sont déduites à partir de la table d'inférence. Celle-ci regroupe, dans ce cas, 9 règles comme la montre le tableau (III.2)

e de	N1	Z1	P1
N2	NG	N	Z
Z2	N	Z	P
P2	Z	P	PG

Tableau (III.2) : Matrice d'inférence des règles floues

III.7 Schéma de commande du MADA

La figure suivante présente le schéma blocs de la structure de la commande par régulateur flou de la vitesse du MADA sous Simulink/MATLAB utilisé dans notre étude.

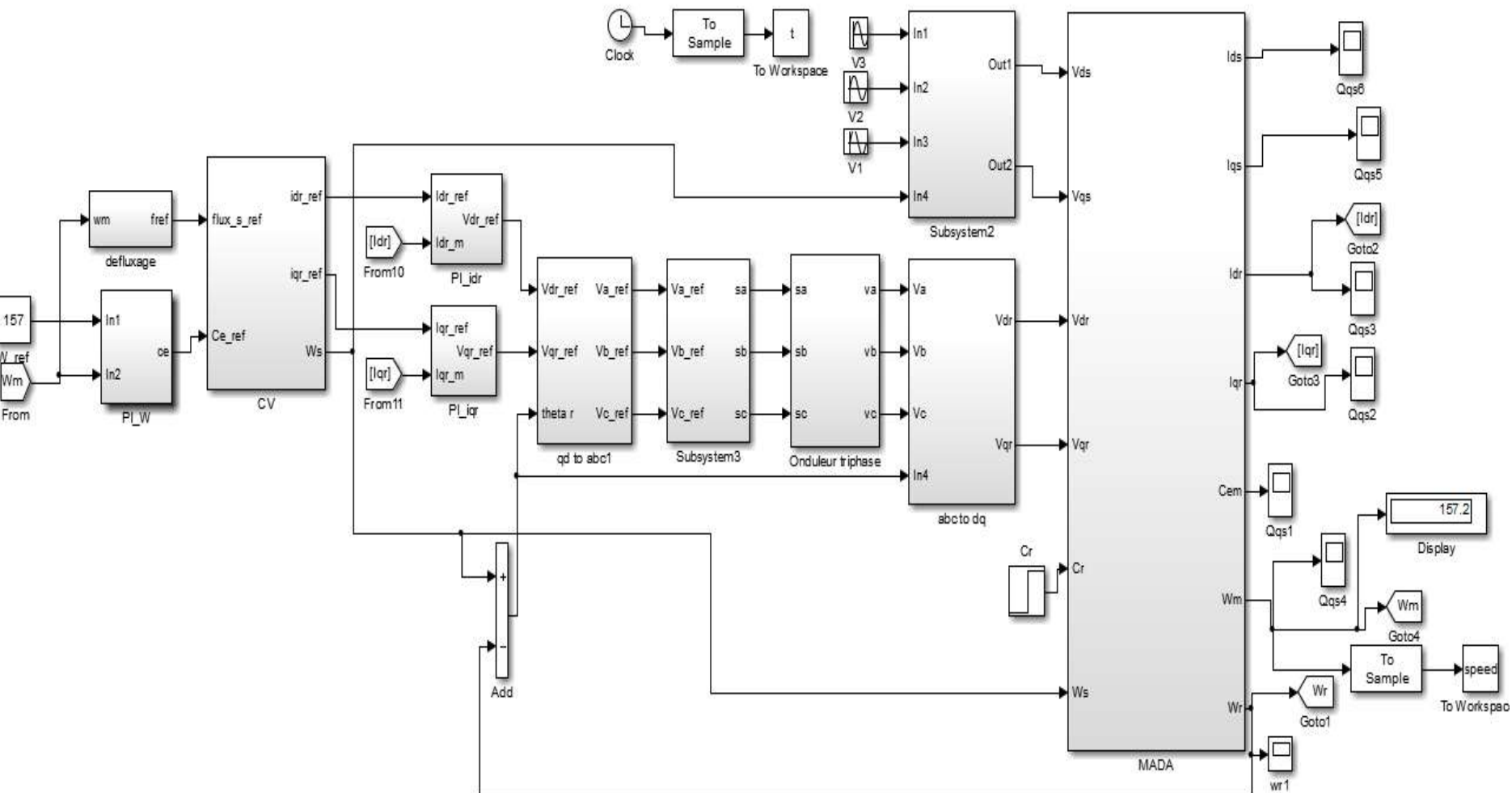


Figure (III.11) : Structure de réglage par un régulateur flou-PI de la vitesse du MADA par MATLAB/SIMULINK

III.8 Résultats de simulation

Dans cette partie, nous illustrerons les résultats de simulation de la commande de vitesse par un régulateur flou d'une machine asynchrone à double alimentation.

- Démarrage à vide et introduction d'un couple de charge :

Nous présenterons des résultats de simulation pour ajuster la vitesse de la machine asynchrone. Le stator est alimenté par le réseau et le rotor est alimenté par un onduleur. Après le démarrage du moteur, la charge (couple nominal) est appliquée à l'instant $t=0,4s$

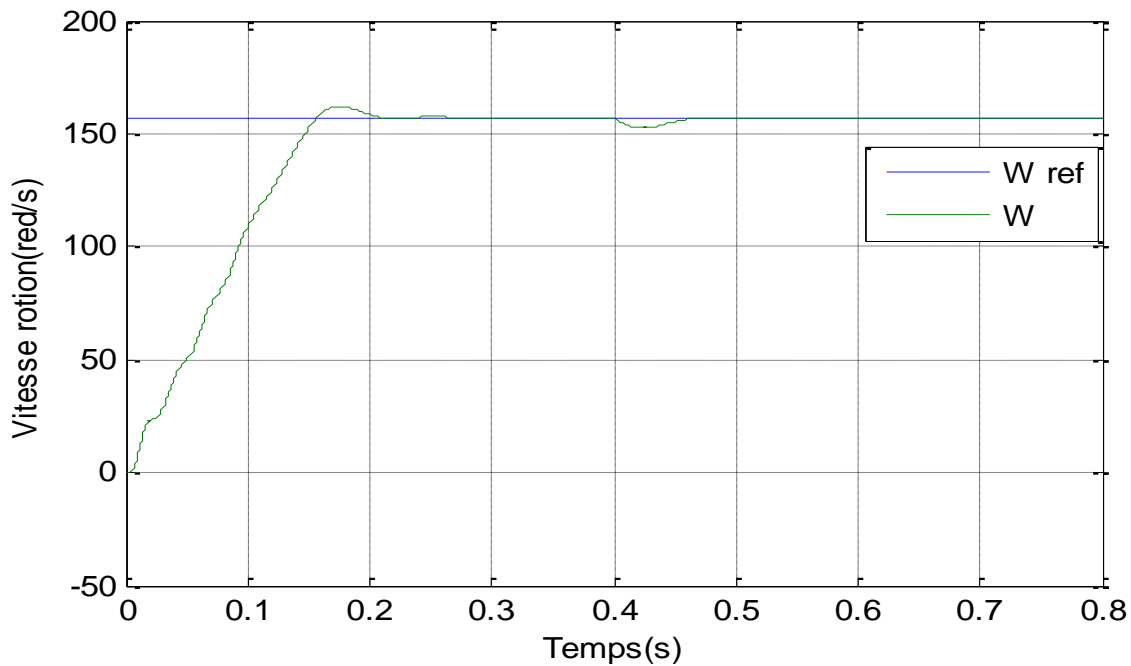


Figure (III.12) : Vitesse de la machine et vitesse de référence avec application d'un régulateur flou

- Les résultats de simulation obtenus montrent clairement une réponse dynamique améliorée. La vitesse. Cette dernière atteignera référence après un temps de réponse de 0,4 seconde. On note que la vitesse reste insensible à introduction de couple.

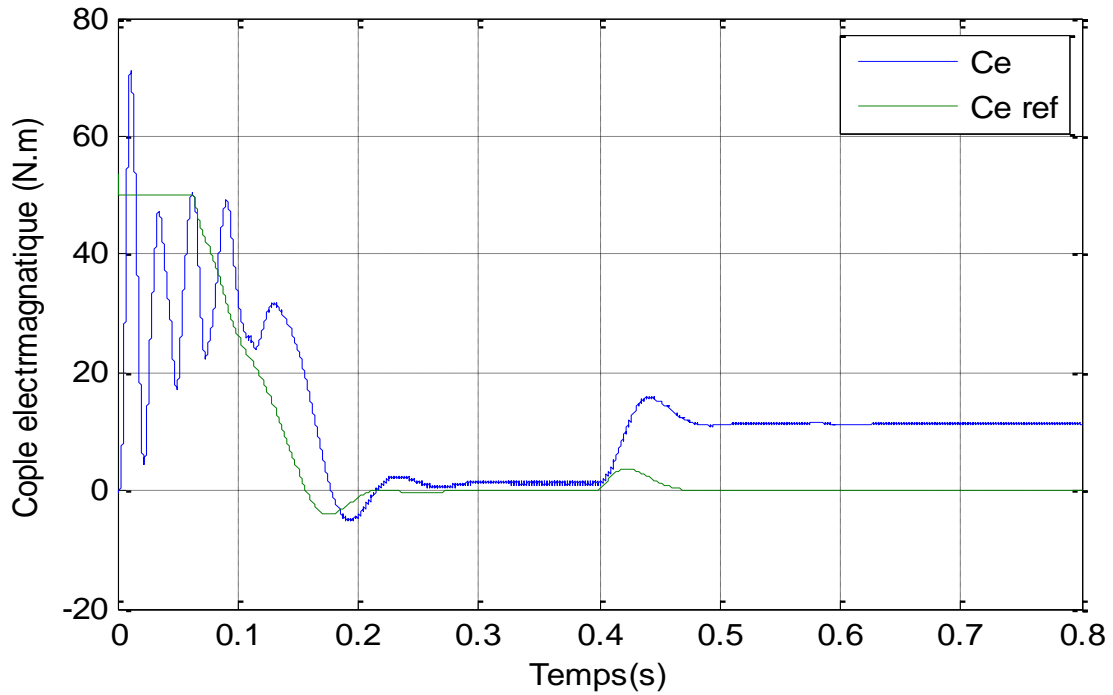


Figure (III.13) : Cople électromagnétique

Nous remarquons les fluctuations de couple dans le champ [0:0.1]s indiqué 0Nm et 70Nm puis il a diminué à 0 dans le champ [0.1;0.2]s et a disparu pendant un certain temps après avoir appliqué la charge au moment de 0.4s, le la valeur du couple a augmenté et 10 Nm a été fixé dans le système de stabilité

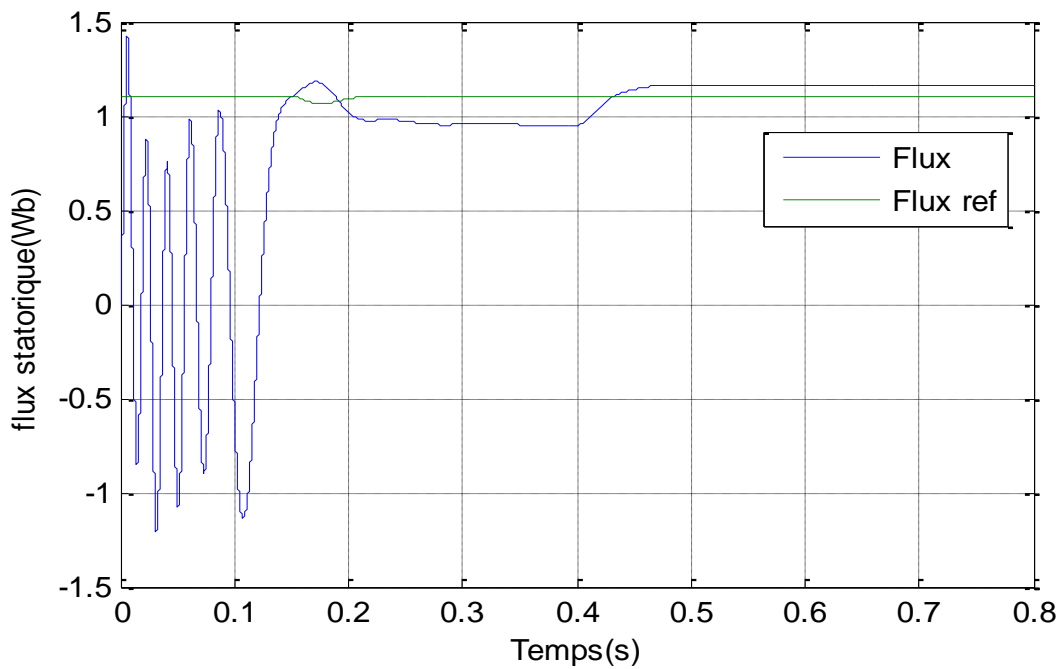


Figure (III.14) : flux statorique

Nous notons les fluctuations de flux dans le champ [0:0.1]s indiqué 1Wb- et 1.1Nm, puis il a augmenté à 1.1Wb dans le champ [0.1;0.2]s, et après avoir appliqué la charge au moment de 0.4s, la valeur du débit a augmenté et Wb1.1 a été fixé dans le système de stabilisation

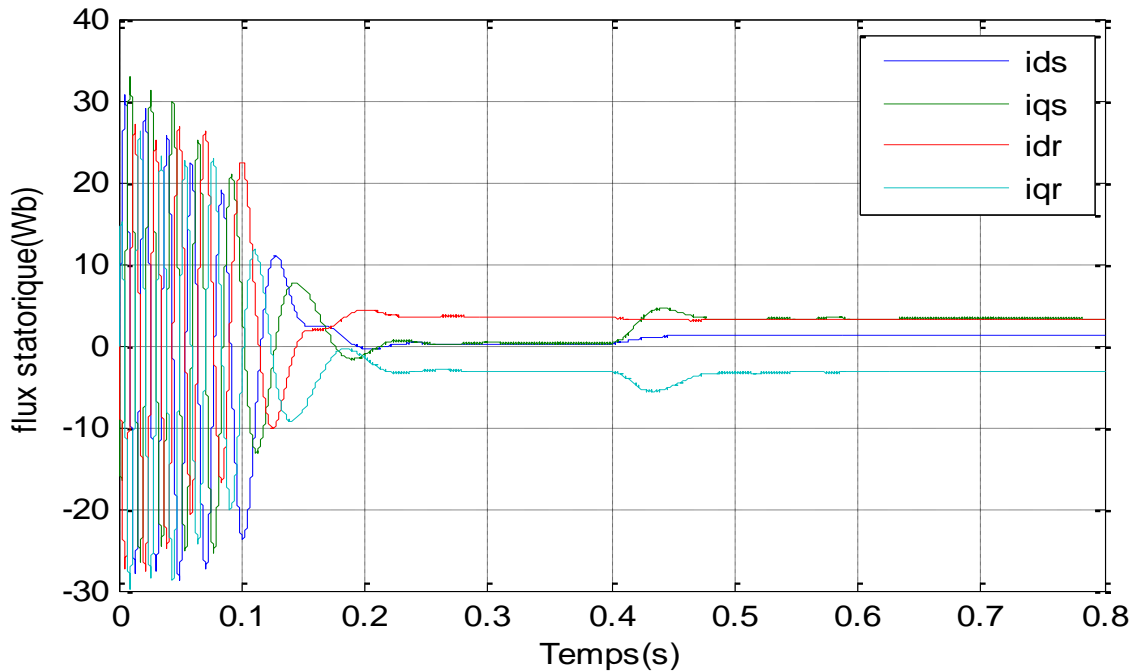


Figure (III.15) : Les courants ids, iqs, idr et iqr du MADA

On note les fluctuations du courant ids iqs idr iqr dans la plage [0:0.1]s 30A et -30A puis fixé dans le champ [0.1;0.2]s et après application de la charge à l'instant de 0.4s, la valeur du courant a augmenté et a été fixé dans le système de stabilisation

III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, la technique de la logique floue a été représentée. Un régulateur par logique floue (RLF) en utilisant la notion de tableau d'inférence est implanté dans la structure de la commande vectorielle pour faire le réglage de vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation (MADA). Ce choix de la commande a été justifié par la capacité de la logique floue à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception.

Les résultats de simulation obtenus montrent que le RLF présente des performances de poursuite très satisfaisante et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis l'application de la charge. Par contre, on a noté une diminution de la rapidité d'établissement de la vitesse. Ce qui veut dire que le RLF a amélioré la dynamique de la vitesse de la machine par rapport à celle du réglage par régulateur IP classique.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Ce travail a été consacré à l'étude de la régulation de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un onduleur MLI. Dans notre étude nous avons appliqué deux méthodes de régulation de la vitesse de la machine à double alimentation (MADA), la première qui est la commande vectorielle par orientation du flux statorique a été appliqué en utilisant des régulateurs de type PI classique. La commande vectorielle a montré une grande efficacité pour la régulation de la vitesse du MADA dans le cas de l'application d'une charge. Le plus connu dans la littérature sur cette commande, c'est qu'elle présente une mauvaise réponse à la variation des paramètres de la machine ou la commande perd sa robustesse. La commande par la logique floue est l'une des techniques utilisée pour contourner ce problème. Cette commande a été la deuxième méthode utilisée pour contrôler la vitesse de la MADA dans ce travail. Les résultats obtenus ont montré une meilleure performance de la commande par régulateur flou vis-à-vis celle à base d'un régulateur classique PI en terme du temps de réponse.

D'après les résultats obtenus, il serait intéressant d'envisager les perspectives et les suggestions suivantes :

- Étudier la MADA associée à d'autres stratégies de commande parmi lesquelles celles basées sur les procédures d'optimisation pour mieux dimensionner les régulateurs classiques
- Commande sans capteur de vitesse
- L'utilisation d'un filtre de Kalman étendu pour l'estimation la vitesse mécanique du

MADA

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux
- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande adaptative, les réseaux de neurones, commande par la méthode du backstepping, le feedback linearization ;
- L'utilisation d'algorithmes génétiques pour optimiser les différents gains de Régulateurs PI et PI flou
- L'implantation des commandes proposées sur sites réels.

Annexe

Annexe

Les données du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) simulé sont :

Valeurs nominales

0.8 kW ; 220/380 V, 3 Hz ; 3.8/2.2 A

Paramètres

R_s (Résistance du stator) = 4.85 Ω

R_r (Résistance du rotor) = 3.805 Ω

L_s (Inductance du stator) = 0.274H

L_r (Inductance de rotor) = 0.274H

M (Inductance mutuelle) = 0.258H

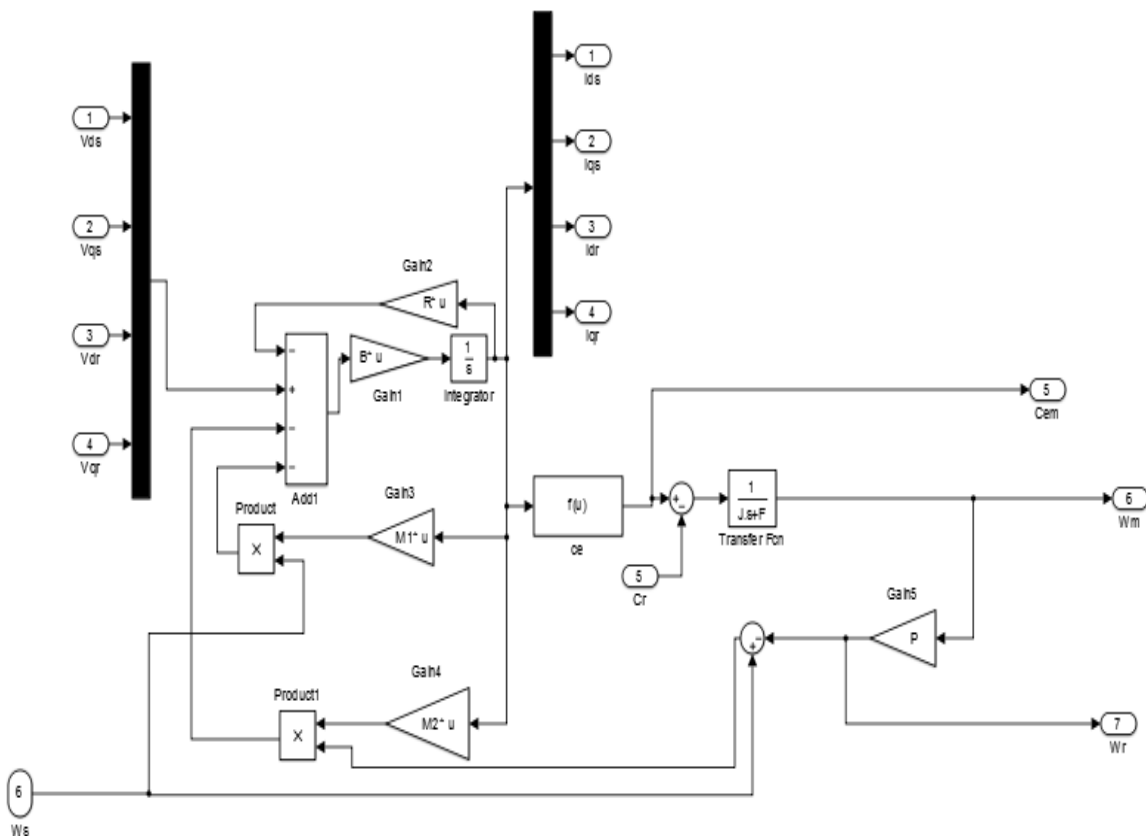
$P = 2$ (pôles)

Constantes mécaniques

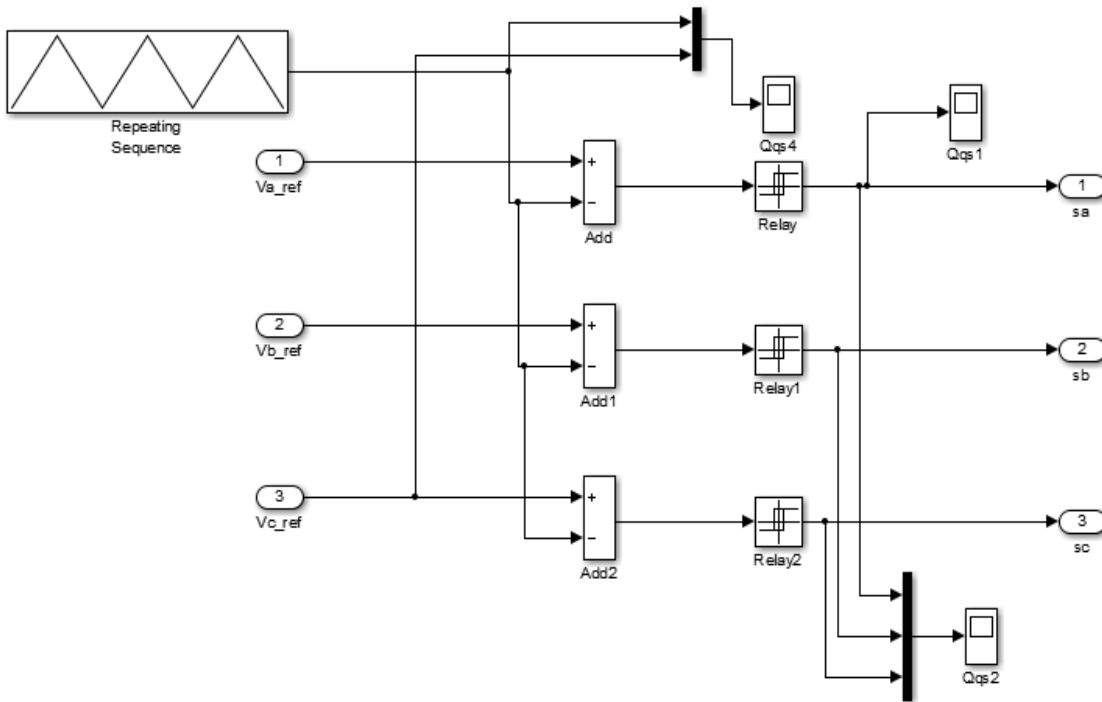
J (Inertie de rotor) = 0.031kg.m²

f (Coefficient de frottement) = 0.0008I.S.

➤ Modèle de la MADA sous SIMULINK/MATLAB.



➤ **Modèle de la commande de la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) sous SIMULINK/MATLAB.**



Références Bibliographiques

- [1] B. Houas « Amélioration De La Commande Par Mode Glissant D'un Générateur Asynchrone A Double Alimentation » Université Echahid Hama Lakhder d'El-Oued, MASTER ACADEMIQUE, Electrotechnique, Commande Electrique, 2018 / 2019
- [2] N. AMOUCHAS « Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI », Université M'Hamed Bougara, Boumerdes , Maintenance Industrielle, MASTER en Machines Électriques, 2015/2016
- [3] Elbia.Yousef, <commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à double alimentation et à flux orienté>, Thèse Magistère, Université de Batna, 15 Juin 2009.
- [4] M.Khami. « Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique Neuro-flou » Mémoire de Master académique, Electrotechnique. UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, /2013
- [5] S. Drid, “Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation : Théorie & Expérimentation,” Thèse de doctorat de l'université de Batna Novembre 2005.
- [6] S. Drid, M.S. Nait-Said and M. Tadjine, “Vector Control of Doubly Fed Induction Motor Based on the Feedback Linearization Approach,” First International Conference on Electrical Systems PCSE'05 May 9-11 2005, Electrical Engineering Institute, Oum El Bouaghi University, Algeria
- [7] F. Poitiers, “Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne - Machine asynchrone à cage autonome -Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau,” Thèse de doctorat de l'université de Nantes, 2003.
- [8] N.GHEDBANE ET A.MEDJADI, « Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation à base d'un régulateur RST », Mémoire d'ingénieur université Med Boudiaf de M'sila ,2005.
- [9] G. Salloum, “Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation,” Thèse de doctorat de l'université de Toulouse Mars 2007.
- [10] B. Farid, commande intelligente d'une association convertisseur statique machine asynchrone à double alimentation». Thèse de magister, Université de Batna, 2009.
- [11] G. Salloum, “Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation,” Thèse de doctorat de l'université de Toulouse Mars 2007
- [12] M. Bouharkat, “Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique,” Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.

- [13] R. Abdessamed, M. Kadjoudj, "Modélisation des machines électriques," presses de l'université de Batna 1997
- [14] CHAIBA Azeddine, "Commande de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle", Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 11 juillet 2010.
- [15] BOUDJEMAA Zine Laabidine, "Commande Vectorielle sans capteur de vitesse de la Machine Asynchrone à Double Alimentation par régulateur pi-flou", Mémoire de Magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technologique d'Oran, 2009.
- [16] BOUABDALLAH Fares Eddine, "Commande en P et Q de la MADA Alimentée par une Cascade à Trois Niveaux pour La Production de l'Energie Eolienne", Mémoire de Master de l'école nationale polytechnique, Septembre 2012.
- [17] S. Drid, Contribution à la modélisation et à la commande robuste d'une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d'alimentation théorie et expérimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005,
- [18] Leila Benalia, «commande en tension des moteurs a induction double alimentes» Thèse de doctorat en électrotechnique de l'université de Batna, 2010.
- [19] Youcef bekakra and Djillani ben attous, « a sliding mode speed and flux control of a doubly fed induction machine», Department of Electrotechnics, Faculty of Electrical Engineering El-Oued University Center, Algeria.
- [20] Akkari.N, «contribution a l'amélioration de la robustesse de la commande d'une machine asynchrone a double alimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
- [21] E. Merabet, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile," Thèse de magister de l'université de Batna, 2008.
- [22] Akkari.N, «contribution a l'amélioration de la robustesse de la commande d'un machine asynchrone a double alimentation », Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010
- [23] : F.Benchabane "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Mémoire de magister, Université Mohamed khider de Biskra, 2005.Algérie,
- [24] Mr R. Hachelaf «COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS », Mémoire de Master ,Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 2015-2016.

- [25] G.Buche, « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink »Mémoire d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, Mars 2001.
- [26] C.Canudas de Wit, « Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation, discrétisation et observateurs », Hermis Science Publications, Paris 2000
- [27] Leila Benalia, «commande en tension des moteurs a induction double alimentes» Thèse de doctorat en électrotechnique de l'université de Batna, 2010..
- [28] I. CAMILLE DE BARROS « Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Droit, d'Économie et des Sciences d'Aix-Marseille, Aix-Marseille III, France, 2003.
- [29] G. A. CAPOLINO « Méthode de Conception d'une Commande Vectorielle pour Machine à Induction », SEE, Journée d'Études, Organisée par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992
- [30] Zad eh, L. A, "Fuzzy Sets", Information and Control, 8, 338, 1965.
- [31] Mamdani E. H, "Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant", Proc. ofIEEE, Vol. 121, No. 12, 1974
- [32] E.Merbat, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile ". These de Doctorat de l'universite de Batna, 2008
- [33] B.Toual, "Modelisation et Commande Floue Optimisee d'une Génératrice à Double Alimentation Application à un Système Eolien à Vitesse Variable". Memoire de Magister de l'universite de Batna, 2010
- ..[34] B.B. Meunie et comarsal « Logique floue : principe, aide à la décision » Edition Hermes science, lavopsier 2003
- [35] A.Kaufmann « Introduction à la théories des sous ensemble flous à l'usage des ingénieur » Tome 1 Edition Mascon, Paris, New york, Barcelone, Milon ,1977.
- [36] L. A.Zadah «The concept of a linguistic variable and its applications to approximate reasoning» , part 3, information sciences vol.09, pp.43-80, 1976.
- [37] Ferhat Lahouazi : ‘ mise en oeuvre d'une stratégie de commande neuro floue’,

- application à un Pendule inversé, mémoire de magister en Automatique, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 16.03.2011.
- [38] Laurant F, Sylvie G et Andre T. ‘ commande floue 1, de la stabilisation à la supervision, paris, Hermès Sciences publication, 2003
- [39] K. Kouzi, “Contribution des techniques de la logique floue pour la commande d’une machine a induction sans transducteur rotatif,” Thèse de doctorat de l’université de Batna
2008
- [40] S. Sayah, “Application des ensembles flous à la répartition optimale de la puissance dans les réseaux électriques,” Thèse de magister de l’université de Sétif, 2005.
- [41] L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques,” Thèse de doctorat de l’université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [42] E. Mamdani, “An Exprimint in Linguistic Synthesis with Fuzzy Logic Controller,” International Journal on Man-Machine Studies, Vol. 7, pp. 311-323, 1975.
- [43] Ferhat Lahouazi : ‘ mise en oeuvre d’une stratégie de commande neuro floue’, application à un Pendule inversé, mémoire de magister en Automatique, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 16.03.2011.
- [44] B. Bouchon, "La logique floue et ces applications", Addison Wesley, France, 1995.
- [45] P. Borne, J. Rozinoer, J.-Y. Dieulot, L.Dubois, "Introduction a la Commande Floue", Editions TECHNIP, 1998
- [46] H. Kouara, “Application d’un filtre actif série au contrôle de la tension d’un réseau basse tension,” Thèse de magister de l’université de Batna 2006.
- [47] H. Bühler, “Réglage par logique floue,” Collection électricité, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1994

- [48] A. Kheldoun, “Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté,” Thèse de doctorat de l’université de Boumerdès, 2007.
- [49] M. Bouharkat, “Etude de l’évolution des courants rotoriques d’une machine asynchrone à cage en régime dynamique,” Thèse de doctorat de l’université de Batna, 2006
- [50] Y. Bekakra. 'Etude et Commande du Moteur Asynchrone à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées ` ; Universitaire d'El-oued ,14 / 06 /2010
- [51] L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques,” Thèse de doctorat de l’université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999
- [52] B.B. Meunie et comarsal « Logique floue : principe, aide à la décision » Edition Hermes science, lavopsier 2003
- [53] L. A.Zadah «The concept of a linguistic variable and its applications to approximate reasoning», part 3, information sciences vol.09, pp.43-80, 1976
- [54] H. Buhler « Réglage par logique floue », presses polytechnique et université romande 1994
Paris
- [55] B. Bouchon .Meunier « La logique floue et ses applications » Edition Addison .wesley, France,décembre 1994.
- [56] Nezar. M, "Diagnostic des associations convertisseurs statiques machines asynchrones en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle", thèse de doctorat d'état de l' université de Batna, 2006
- [57] KHEMIS Abderrahmane : ‘Application de la logique floue type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone’ mémoire de Magister en Electrotechnique, électricité industrielle, Université Mohamed Khider , Biskra, 10/04/2011
- [58] Y. Bekakra, D. Ben attous, “Speed Control of Doubly Fed Induction Machine Using

- Fuzzy Logic Controller,” Proceedings of First International Conference on Electrical Engineering (CIGET’09), 25-26 Octobre 2009, University of Tebessa, Algeria
- [59] Y. Bekakra, D. Ben attous, “Comparison between Sliding Mode and Fuzzy Logic Controls in a Speed Control of a Doubly Fed Induction Machine,” 10th international conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering STA’2009, December 20-22, 2009, Hammamet, Tunisia
- [60] Y. Bekakra, D. Ben attous, “Speed and Flux Control for DFOC of Doubly Fed Induction Machine using Sliding Mode Controller,” Acta Electrotechnica et Informatica, Technical University of Košice, Letná 9, 042 00, Košice, Slovak Republic
- [61] V. Kumar, R.R.Joshi, “Hybrid Controller based Intelligent Speed Control of Induction Motor,” Journal of Theoretical and Applied Information Technology, pp 71-75, 2005.