

FACULTE : Sciences Technologique

DEPARTEMENT de Génie électrique

N° :.....



DOMAINE : Sciences et Technologie

FILIERE : Electrotechnique

OPTION : Commande électrique

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Intitulé

**Amélioration des performances de la
MADA par une commande DTC basée sur
la logique floue : Etude et Simulation**

Dirigé par :

- Dr. Choug Noredine
- Dr. Hellali lalllouani

Présenté par :

- Ben Saadia Aymen

Année universitaire : 2024 /2025

Dédicaces

A la mémoire de mes grands-parents,

A mes parents,

A mes chers amis,

Et mes frères et sœurs.

Remerciement

La louange est à Allah, celui qui glorifie ce qui dans les cieux et dans la terre, c'est Allah, le pur le puissant le sage et qui la prière et le salut de mon seigneur soient sur son prophète.

Au terme de cette étude et Avant tout nous remercions Dieu qui nous avons donné la santé, le courage, la volonté, d'achever notre travail et notre étude.

*Nous accordons une place particulière à nos encadrants, **Choug Nouredine,;Dr Hellali lalllouani**, pour avoir accepté de diriger ce travail de recherche, pourses conseils et échanges riches et précieux et ainsi pour sarigueur scientifique.*

Notre gratitude va également à nos parents qui m'ont orienté et inspiré toute ma vie. MERCI pour vos conseils, rigueur et soutien inconditionnel tout au long de mon parcours. J'espère être à la hauteur de leur fierté.

Sont joints à mes remerciements mes frères, mes sponsors durant cette longue route, qui m'ont toujours aidé, encouragé et surtout cru en moi.

Notation et symboles

MADA	: Machine Asynchrone Double Alimentation.
DTC	: (Direct Torque Control) Commande Direct du Couple.
MLI	: modulation de largeur d'impulsion.
IP	: Intégral Proportionnel
s, r	: Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
a, b, c	: indice correspondants aux trois phases a, b, c.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	: Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Courants statoriques.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Courants rotoriques.
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Flux statoriques.
$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Flux rotoriques.
L _{ss}	: La matrice des inductances statoriques.
L _{rr}	: La matrice des inductances rotoriques.
R_s, l_s	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_{sr}	: Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
m_s	: L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
m_r	: L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
θ	: Angle électrique.
(α, β)	: Axes fixés au stator.
(x, y)	: Axes fixés au rotor.
(u, v)	: Axes fixés par rapport au champ tournant.
θ_s, θ_r	: Déphasage du l'axe direct par rapport au stator et rotor.
[P]	: Matrice de transformation de PARK.
ω_s	: Pulsation statorique.

ω_r	: Pulsation rotorique.
ω	: Pulsation mécanique du rotor.
p	: Nombre de paires de pôles.
C_r	: Couple résistant.
Ω	: Vitesse angulaire de rotation.
f	: Coefficient de frottement.
J	: Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
δ	: Coefficient de dispersion.
$[A]$: Matrice de transition.
$[B]$: Matrice de commande.
T_r	: Constante de temps rotorique.
T_s	: Constante de temps statorique.
V_s	: Valeur efficace de tension.
w_s	: Pulsation d'alimentation.
Sabc	: Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur.
T_e	: Période d'échantillonnage.
γ_0	: L'angle ente les vecteurs flux statorique et rotoriques.
ψ_s	: L'angle entre le référentiel statorique et le vecteur flux φ_s .
s	: Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$.
PI	: Proportionnel Intégral
e, Δ_e	: Erreur de vitesse et sa variation
$\Delta_e, \Delta_{de}, \Delta_u$: Facteurs d'échelles du régulateur flou
A,B	: Ensembles flous
n	: Nombre des règles
μ_{ri}	: Représente le degré d'activation de la règle
u_i	: Abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie

Amélioration des performances de la MADA par une commande DTC basée sur la logique floue : Etude et Simulation

Introduction Générale	1
CHAPITRE I Modélisation et Simulation De la MADA.....	3
I.1 INTRODUCTION.....	4
I.2 MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION.....	4
I.2.1 Description générale de la MADA	4
I.2.2. Structure de la MADA.....	5
I.2.3 Classification des machines asynchrones à double alimentation.....	5
I.3. MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA	5
I.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA.....	7
I.4.1 Avantages de la MADA.....	7
I.4.2 Inconvénients de la MADA	7
I.5. HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES.....	8
I.6. MODÈLE DE LA MADA DANS LE REPÈRE TRIPHASÉ.....	9
I.6.1. Équations des tensions statoriques:.....	9
I.6.2. Équations des tensions rotoriques:.....	9
I.6.3. Équations magnétiques	9
I.6.4. Equation mécanique.....	10
I.7. TRANSFORMATION DE PARK	10
I.7.1 Equations électriques et magnétiques d'axe (u, v)	11
I.8. Choix de référentiel.....	11
I.8.1 Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y)	11
I.8.2 Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q)	12
I.8.3 Référentiel fixé par rapport au stator (α, β)	12
I.9. MODELISATION ET SIMULATION DE LA MADA	13
I.9.1. Structure sous forme schéma bloc	13
I.9.2. Schéma bloc de la MADA	14
I.10. RESULTATS DE LA SIMULATION	15
I.11. CONCLUSION	19
CHAPITRE II Contrôle Directe Du Couple de la MADA.....	20
II.1 INTRODUCTION.....	21
II.2 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION	21
II.2.1 Présentation de l'onduleur triphasé.....	22
II.3 PRINCIPE DU CONTROL DIRECT DU COUPLE.....	25
II.3.1 Règle de comportement des grandeurs à contrôler.....	25

II.3.1.1 Règle de comportement du flux statorique.....	25
II.3.1.2 Règle de comportement du couple électromagnétique.....	27
II.3.1.2.1 limite De Controle De Couple.....	30
II.4 DESCRIPTION DE STRUCTURE DE LA DTC.....	31
II.4.1 Sélection du vecteur tension.....	31
II.4.2 Estimation du flux statorique.....	32
II.4.3 Estimation du couple électromécanique.....	33
II.5 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE.....	34
II.5.1 Elaboration du contrôleur de flux.....	34
II.5.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique.....	35
II.5.2.1 Correcteurs à deux niveaux.....	35
II.5.2.2 Correcteurs à trois niveaux.....	35
II.5.2.3 Impact des paramètres de réglage de système de contrôle.....	36
II.5.2.4 Impact de la bande à hystérésis du correcteur de flux.....	36
II.5.2.5 Impact de la bande d'hystérésis sur le contrôle du couple.....	37
II.6 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION.....	37
II.6.1 Table de commutation pour les correcteurs à hystérésis à deux niveaux.....	37
II.6.2 Tables de commutation pour les correcteurs à hystérésis à trois niveaux.....	38
II.7 STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE.....	39
II.8 CONTROLE DE VITESSE PAR REGULATEUR (<i>IP</i>).....	40
II.8.1.1 Action intégrale.....	40
II.8.1.2 Action proportionnelle.....	40
II.8.2 Calcul de régulateur <i>IP</i>	40
II.8.2.1 Méthode d'imposition des pôles.....	41
II.9 CONCLUSION.....	41
CHAPITRE III COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA MADA.....	42
III.1 Introduction.....	43
III.2. Systèmes flous.....	43
III.2.1 La théorie des sous-ensembles flous.....	44
III.2.2 Variables linguistiques.....	44
III.2.3 Opérations sur les ensembles flous.....	45
III.2.3.1 Egalité.....	45
III.2.3.2 Inclusion.....	45
III.2.3.3 Intersection.....	45
III.2.3.4 Union.....	45
III.2.4 Fonction d'appartenance.....	45

III.3 Structure interne d'un système flou	46
III.3.1 Fuzzification.....	47
III.3.2 Base de connaissances.....	48
III.3.3 Moteur d'inférence floue.....	49
III.3.3.1 Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)	49
III.3.3.2 Méthode d'inférence max - produit (méthode de Larsen).....	50
III.3.3.3 Méthode d'inférence somme-prod	51
III.3.4 Défuzzification	52
III. 4 Application de la commande par Logique floue de la MADA :.....	53
III .5 Les Avantage et les inconvénients du régulateur par logique flou	55
III.6 Résultats de simulations.....	56
III.6.1 Suivi de consigne (vitesse fixe).....	56
III.6.2 Variation de vitesse (inversion du sens de rotation)	58
III.6.3 Variation du couple de charge.....	60
III.6.4 Test de robustesse.....	61
III.7 CONCLUSION.....	62
Conclusion Générale	64
Références bibliographiques	67

Liste des Figures

Chapiter I Modélisation et Simulation De la MADA

Figure I.1 Organisation interne du stator et des liaisons électriques avec le rotor dans la MADA.....	5
Figure I.2 Différentes modes de fonctionnement de la MADA	6
Figure I.3 Représentation symbolique de la MADA et détail de la phase statorique « a »	8
Figure I.4 Schéma bloc de la MADA.....	14
Figure I.5 Résultats de simulation de la MADA ($V_r=0$ et $f_r=0$) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 1.5$ sec.	15
Figure I.6 Résultats de simulation de la MADA ($V_r=10$ et $f_r=5$) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 1.5$ sec.	16
Figure I.7 Résultats de simulation de la MADA ($V_r=10$ et $f_r=10$) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 1.5$ sec.	17
Figure I.8 Résultats de simulation de la MADA ($V_r=30$ et $f_r=5$) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 1.5$ sec.	18

Chapiter II : Contrôle Directe Du Couple de la MADA

Figure II.1 Onduleur de tension triphasée à deux niveaux.....	22
Figure II.2 Représentation du vecteur de tension dans un onduleur à deux niveaux	24
Figure II.3 Évolution du flux du stator dans le plan (α, β).....	26
Figure II.4 Comportement de flux du stator pour différents vecteurs tensions V_s	27
Figure II.5 Evolution des flux ϕ_{set} et ϕ_{rap} après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$	28
Figure II.6 Evolution du couple C_{em} pour les variations de $\Delta\omega_{s1}$	30
Figure II.7 Effet de fluxage sur la pulsation statorique	31
Figure II.8 choix du vecteur tension.....	32
Figure II.9 Régulation du flux par un comparateur à hystérésis et choix des vecteurs de tension associés.....	34
Figure II.10 Correcteur de couple à trois niveaux	35
Figure II.11 Contrôle du couple hystérésis à trois niveaux électromagnétique à l'aide d'un correcteur à.....	36
Figure II.12 Les deux extrémités de la trajectoire du flux.....	36
Figure II.13 Structure globale de la commande directe de couple.	39
Figure II.14 Boucle de régulation de vitesse avec Régulateur IP	40

Chapitre III : COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA MADA

Figure III.1 Représentation graphique des termes linguistiques.....	45
Figure III.2 Exemple de fonctions d'appartenance.	46
Figure III.3 Structure interne d'un système flou.	46
Figure III.4 Méthode de Fuzzification pour une mesure exacte.....	48
Figure III.5 Méthode de Fuzzification pour une mesure incertaine.	48
Figure III.6 Définition de ALORS dans la méthode d'inférence max-min.	49
Figure III.7 Définition de OU dans la méthode d'inférence max-min.....	50
Figure III.8 Fonction d'appartenance résultante.	50
Figure III.9 Définition de OU dans la méthode d'inférence max-prod.....	51
Figure III.10 Défuzzification par valeur maximum.	52
Figure III.11 Defuzzification par la méthode des hauteurs pondérées.....	53
Figure III.12 Structure du Régulateur de Vitesse à Logique Floue.....	53
Figure III.13 Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée e , Δe et de sortie Δu	54
Figure III.14 Résultats de simulation du commande DTC de la MADA pour Les deux régulateurs avec Suivi de consigne.....	57
Figure III.15 Résultats de simulation du commande DTC de la MADA pour Les deux régulateurs avec inversion du sens de rotation.....	59
Figure III.16 Résultats de simulation du commande DTC de la MADA pour Les deux régulateurs avec Variation du couple de charge	60
Figure III.17 Résultats de simulation du commande DTC de la MADA pour Les deux régulateurs avec Variation résistance statorique R_s	62

Liste des tableaux

Chapiter I : Modélisation et Simulation De la MADA

Tableau I.1 Ecoulement de la puissance de la MADA.....	7
--	---

Chapiter II : Contrôle Directe Du Couple de la MADA

Tableau II.1 Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux niveaux(avec les vecteurs tensions nuls)	37
Tableau II.2 Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux niveaux(avec les vecteurs tensions non nuls) .	38
Tableau II. 3 stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis(avec les vecteurs tensions nuls)	38
Tableau II. 4 stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis(avec les vecteurs tensions non nuls)	39

Chapiter III : Commande Par Logique Floue De La Mada

Tableau III.1 Méthodes usuelles de l'infèrence floue	51
Tableau III.2 base des réglages des régulateurs de la vitesse.	55

Introduction Générale :

Aujourd'hui, une part importante de l'énergie électrique produite est transformée en énergie mécanique grâce à des moteurs électriques. En fonction des applications, ces moteurs adoptent diverses configurations, et leurs exigences en matière de performance varient grandement. De ce fait, ils doivent être capables de s'adapter efficacement aux variations des consignes, telles que la vitesse, la position et le couple. La machine à induction à double alimentation (MADA) constitue un choix privilégié pour les applications à vitesse variable [1], et son emploi comme générateur dans les éoliennes ou comme moteur dans les chaînes de conversion électromécanique a connu une croissance notable ces dernières années. En particulier, le convertisseur d'énergie utilisé pour redresser et transformer les courants alternatifs du rotor présente une puissance nominale inférieure à celle du générateur, ce qui permet de réduire les coûts comparativement à d'autres configurations concurrentes [2][3].

Ce travail propose des outils numériques destinés à élaborer des lois de commande optimisant le fonctionnement de la MADA sur l'ensemble de ses points de fonctionnement. Les stratégies de commande du couple se répartissent en deux grandes familles : la commande scalaire et la commande vectorielle. La commande scalaire repose sur des relations en régime stationnaire pour agir uniquement sur l'amplitude et la fréquence (vitesse angulaire) des vecteurs d'espace de tension, de courant et de flux. Par conséquent, elle n'influe pas sur la position de ces vecteurs lors des régimes transitoires [4]. À l'inverse, la commande vectorielle s'appuie sur des relations valides en dynamique pour maîtriser non seulement l'amplitude et la fréquence, mais également la position instantanée des vecteurs d'espace de tension, de courant et de flux. Cela garantit un alignement optimal des vecteurs aussi bien en régime stationnaire que transitoire [4][5].

Le contrôle direct du couple (DTC) a été introduit au milieu des années 1980 comme alternative à la commande vectorielle pour les machines à courant alternatif. Cette approche se fonde sur la détermination directe des états de commutation de l'onduleur, offrant ainsi une solution plus simple et moins sensible aux paramètres de la machine [6]. Néanmoins, le DTC entraîne une fréquence de commutation variable, générant d'importantes ondulations du flux et du couple, ce qui provoque du bruit acoustique et dégrade les performances globales. Le contrôle direct du couple classique (DTC-C) a fait l'objet de nombreuses recherches au cours des quatre dernières décennies en raison de ses excellentes performances comparées à la commande orientée champ (FOC). Cependant, l'usage de contrôleurs à hystérésis pour réguler le flux magnétique du stator et le couple induit naturellement des ondulations de couple importantes et une fréquence de commutation variable, dépendante de la vitesse, du couple de charge, des bandes d'hystérésis sélectionnées, rendant difficile le contrôle précis du couple et du flux à très basse vitesse [7].

Ces dernières années, de nombreuses améliorations ont été proposées afin d'optimiser la gestion du DTC. Les chercheurs se sont tournés vers des techniques de commande intelligentes, telles que la logique floue, en raison de leur aptitude à intégrer l'intuition humaine dans le processus de conception. La logique floue a suscité un vif intérêt dans le domaine du contrôle des dispositifs électromécaniques, car elle peut fonctionner sans s'appuyer sur des modèles mathématiques complexes [8]. Cette caractéristique lui confère un net avantage sur les méthodes de commande conventionnelles. La logique floue est une approche de calcul souple permettant de réguler efficacement des systèmes complexes en exploitant l'expertise humaine. De nombreux algorithmes basés sur la logique floue ont ainsi été développés pour des systèmes autonomes en ingénierie. Parmi les principaux avantages de cette technique figurent sa simplicité de mise en œuvre, son efficacité computationnelle et ses performances accrues [9].

Introduction Générale :

Dans ce cadre, l'étude approfondie de la MADA et de ses techniques de commande avancées revêt une importance capitale. La simulation numérique, couplée à une modélisation mathématique rigoureuse, constitue un outil essentiel pour analyser le comportement dynamique de la machine, anticiper les phénomènes indésirables et valider les choix technologiques avant toute expérimentation.

Ce mémoire s'articule autour de la modélisation, de la simulation et du contrôle de la MADA. Il s'attache à comparer différentes stratégies de commande, notamment l'approche classique utilisant un régulateur intégral proportionnel-intégral (IP) et l'approche intelligente basée sur la logique floue. L'objectif est d'identifier la solution la plus performante en évaluant la robustesse, la rapidité de réponse et la stabilité des systèmes dans divers scénarios de fonctionnement.

Ce mémoire est organisé selon la structure suivante :

Le premier chapitre est dédié à la modélisation de la machine asynchrone, une étape essentielle pour la mise en place d'un schéma de simulation adapté à la commande de la machine.

Le deuxième chapitre traite de la Commande Directe du Couple (DTC), présentée comme une stratégie de commande avancée, capable de réguler directement le couple et le flux en sélectionnant des vecteurs de tension adéquats via l'onduleur. Ce chapitre détaille les principes fondamentaux de la DTC, notamment les contrôleurs à hystérésis, les méthodes d'estimation du couple et du flux, la conception de la table de commutation, ainsi que la régulation de vitesse à l'aide d'un régulateur Intégral-Proportionnel (IP).

Le troisième chapitre est consacré à la commande par logique floue, introduite comme une alternative robuste aux approches classiques. Cette méthode est particulièrement pertinente pour les systèmes non linéaires ou peu modélisables avec précision. On y décrit la conception d'un contrôleur flou appliqué à la MADA, comprenant les étapes de fuzzification, moteur d'inférence, base de règles et défuzzification.

Enfin, une comparaison approfondie entre la commande DTC utilisant un régulateur IP et celle reposant sur la logique floue est présentée. Cette comparaison repose sur des simulations incluant le suivi de consigne, l'inversion du sens de rotation, les variations de couple de charge et des tests de robustesse.

Ce mémoire se clôture par une conclusion générale résumant les principaux résultats obtenus, mettant en évidence les points à approfondir et proposant des perspectives d'amélioration pour les travaux futurs.

Chapitre I

Modélisation et Simulation

De la MADA

I.1 INTRODUCTION

La Machine Asynchrone Double Alimentation (MADA), également connue sous le nom de Doubly-Fed Induction Générateur (DFIG) lorsqu'elle fonctionne en génératrice, est une machine électrique largement utilisée dans les applications nécessitant la variation de vitesse, telles que l'éolien [10]. La particularité de la MADA réside dans le fait que son stator est directement connecté au réseau électrique, tandis que son rotor est alimenté via des bagues et un convertisseur statique. Cette configuration permet de contrôler indépendamment le flux et le couple, offrant ainsi une grande souplesse d'exploitation. Grâce à cette double alimentation, la MADA peut fonctionner aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur, et ce, sur une large plage de vitesses autour de la vitesse synchrone. Sa capacité à absorber ou injecter de l'énergie réactive lui confère également un rôle important dans la régulation de la tension du réseau. [11]

La modélisation précise de la MADA est une étape essentielle pour la conception de stratégies de commande performantes et pour l'analyse dynamique de la machine.

En effet, une représentation mathématique fidèle du comportement électrique et mécanique de la MADA permet de prédire la réponse du système à différentes sollicitations, d'étudier l'influence des paramètres, et de concevoir des algorithmes de commande adaptés (commande vectorielle, DTC, etc.). De plus, la modélisation facilite la simulation numérique, ce qui constitue un outil précieux pour valider les choix technologiques et optimiser les performances avant la mise en œuvre expérimentale. Enfin, l'analyse des modèles aide à anticiper les éventuels phénomènes indésirables, tels que les instabilités ou les pertes, et à définir des méthodes de compensation efficaces. [12] [13]

L'objectif de ce chapitre est de présenter la modélisation d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), aussi détaille la structure de la machine, ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients, ainsi que le modèle mathématique utilisé pour la simulation.

I.2 MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

I.2.1 Description générale de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) se compose de deux parties principales le stator et le rotor.

Le stator est triphasé et identique à ceux des machines asynchrones classiques.

Le rotor, quant à lui, tourne à l'intérieur de la machine, séparé du stator par un entrefer.

Les circuits électriques du stator comprennent trois enroulements identiques, couplés en étoile ou en triangle. La différence réside dans le fait que le rotor est relié à des bagues, sur lesquelles glissent des balais.[14]

Cette machine peut fonctionner à la fois comme un générateur et comme un moteur. Le stator de la MADA est connecté directement au réseau, tandis que le rotor est relié à un onduleur.

I.2.2. Structure de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) possède un stator similaire à celui des machines triphasées classiques (asynchrones à cage ou synchrones). Ce stator est généralement constitué d'un empilement

de tôles magnétiques, comportant des encoches destinées à accueillir les enroulements triphasés [15], [16].

La particularité de la MADA réside dans la conception de son rotor. Contrairement aux rotors classiques équipés d'une cage d'écurie ou d'aimants, le rotor de la MADA est bobiné. Il comporte des enroulements triphasés, disposés de façon analogue à ceux du stator et généralement connectés en étoile [17] [18],

Les extrémités libres de ces enroulements sont reliées à des bagues collectrices, permettant une connexion externe. Cette configuration rend possible l'alimentation directe du rotor par un convertisseur externe, ce qui facilite le contrôle des grandeurs électriques rotoriques, comme illustré à la figure (I.1) [19].

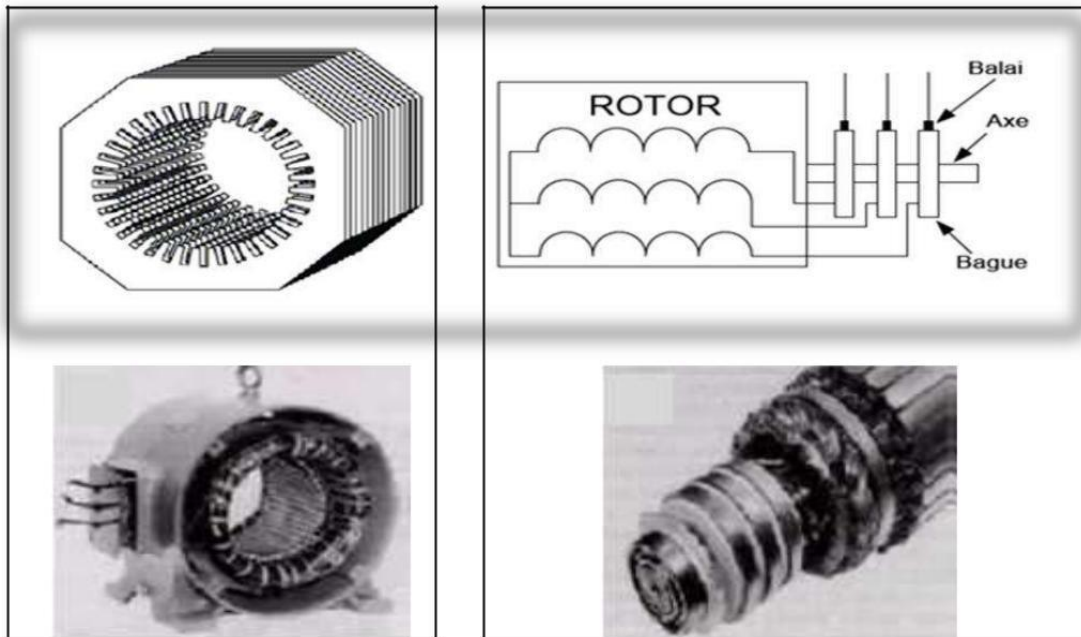


Figure I.1 Organisation interne du stator et des liaisons électriques avec le rotor dans la MADA[19].

I.2.3 Classification des machines asynchrones à double alimentation

Les machines à double alimentation peuvent être classées comme suit :

- **Machines à double alimentation à rotor bobiné**
- **Machines à double alimentation en cascade asynchrone**
- **Machines à double alimentation sans balais**

I.3. MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA

En générale, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur, mais la différence avec les autres types de machine réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur. En effet nous avons qu'une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur.

Par contre dans le cas de la MADA, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [16], [20].

Lors du fonctionnement de la MADA en moteur, la puissance P_s est fournie par le réseau au stator de cette dernière. Durant le mode hypo-synchrone (figure I .2. a),

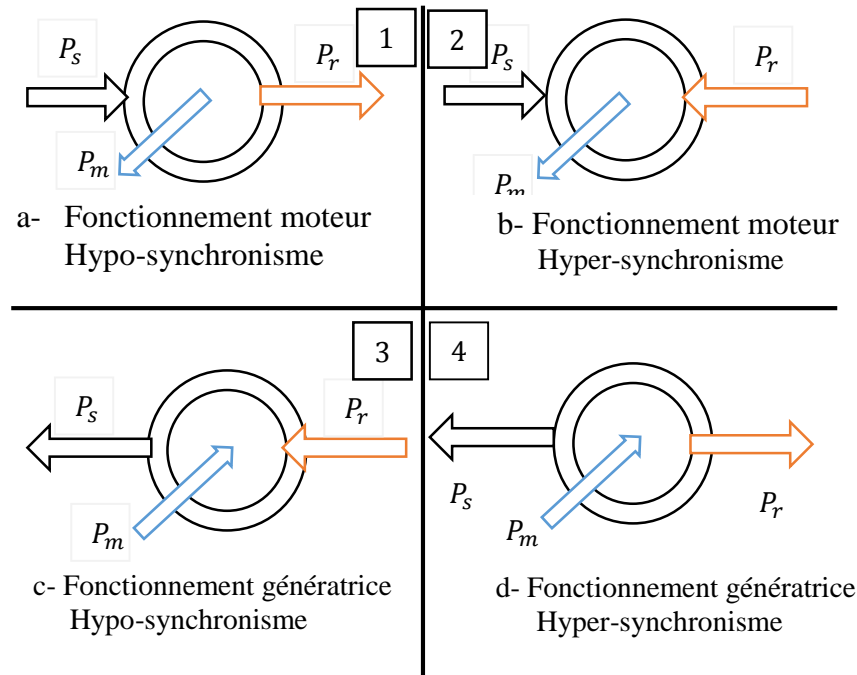


Figure I.2 Différents modes de fonctionnement de la MADA [22]

Où la vitesse de rotation est inférieure à celle du synchronisme, la puissance de glissement P_r transite à travers les deux convertisseurs pour être réinjectée au réseau. Pendant le mode hyper-synchrone (figure I .2. b) le réseau fournit la puissance au stator et au rotor de la MADA.

La puissance de glissement transite par les deux convertisseurs pour être absorbée par le rotor de la MADA entraînant par ceci un fonctionnement du moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme et le champ tournant induit par les enroulements rotoriques est alors en opposition de phase avec celui du stator.

Les quadrants 3 et 4 sont intéressants pour une utilisation dans un système éolien. Lorsque la MADA fonctionne en génératrice, la turbine fournit une puissance mécanique P_m à la machine. En mode hypo-synchrone (figure I .2.c) une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor. Par contre, en mode hyper-synchrone (figure I .2. d)

L'écoulement de la puissance au sein de la MADA dans les quatre quadrants est résumé par le tableau récapitulatif [21].

		Modes de fonctionnement	
		Moteur $P_m > 0$	Génératrices $P_m < 0$
Régimes	Hypo-synchrone	$P_s > 0$ $P_r > 0$	$P_s < 0$ $P_r < 0$
	Hyper-synchrone	$P_s > 0$ $P_r < 0$	$P_s < 0$ $P_r > 0$

Tableau I.1 Ecoulement de la puissance de la MADA[21].

Avec :

$$P_m = P_s - P_r \tag{I.1}$$

I.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) offre de nombreux bénéfices, mais présente également certains points faibles. [19]

I.4.1 Avantages de la MADA

- **Maintien du couple constant** : La MADA peut fonctionner à couple constant même à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale.
- **Réduction des pertes et meilleur rendement** : Grâce à la double alimentation, la fréquence appliquée au rotor peut être ajustée, ce qui permet de réduire les pertes fer et d’augmenter le rendement global de la machine.
- **Répartition des courants et de la puissance** : Les deux convertisseurs alimentant la machine permettent de partager le courant d’excitation et la puissance mécanique entre le stator et le rotor.
- **Bon rapport puissance/masse** : La MADA présente un rapport puissance/masse légèrement meilleur que d’autres machines de forte puissance.
- **Contrôle précis du flux et du couple** : L’accès au circuit du rotor permet un contrôle flexible et précis du flux magnétique et du couple électromagnétique.
- **Fonctionnement en mode dégradé** : En cas de panne partielle, la configuration à deux convertisseurs offre la possibilité de continuer à faire fonctionner la machine.
- **Plage de vitesse étendue** : La machine peut fonctionner efficacement sur une large plage de vitesses, en dessous ou au-dessus de la vitesse synchrone (fonctionnement hypo- et hyper-synchrone).
- **Transfert bidirectionnel de puissance** : La MADA peut transférer la puissance entre le rotor et le réseau dans les deux sens.

I.4.2 Inconvénients de la MADA

- **Taille plus importante** : Elle est généralement plus encombrante que la machine asynchrone à cage, principalement à cause des balais et des bagues collectrices.
- **Coût plus élevé** : L’investissement initial est supérieur à celui d’une machine à cage, notamment en raison de la complexité des équipements.

- **Maintenance régulière** : La présence de balais impose des interventions d'entretien périodiques.
- **Complexité des convertisseurs** : La MADA nécessite plusieurs convertisseurs électroniques, ce qui complique l'installation et la maintenance par rapport à une machine à cage qui en nécessite moins.

I.5. HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES

Afin de modéliser la MADA, nous posons les hypothèses simplificatrices suivantes : [22][23]

- La machine est de constitution symétrique.
- On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire) ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants ;
- On considère que la force magnétique créée par chacune des phases statorique et rotorique est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique.

Le schéma de la MADA est présenté ci-après Figure I.3. Nous écrivons d'abord les équations de la machine en triphasé. Puis au regard des hypothèses de simplification données ci-avant nous appliquerons la transformation de PARK.

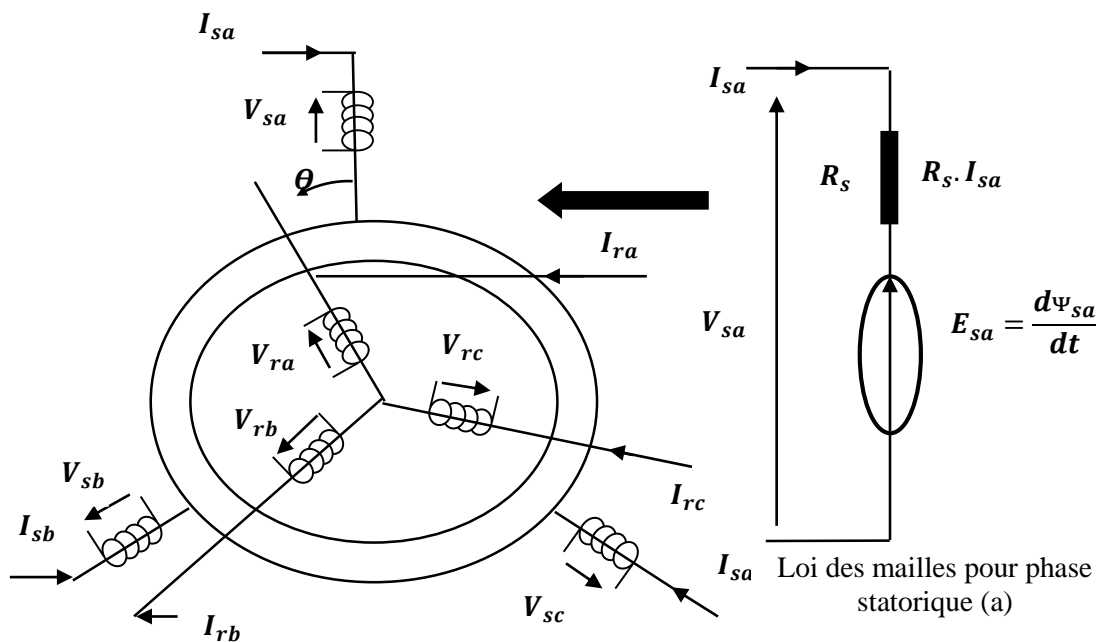


Figure I.3 Représentation symbolique de la MADA et détail de la phase statorique « a »

I.6. MODÈLE DE LA MADA DANS LE REPÈRE TRIPHASÉ

Il est possible d'exprimer la loi des mailles (Kirchhoff) pour chaque enroulement de la machine (Figure I.3). Ainsi, pour la phase «a» statorique, la tension V_{sa} aux bornes d'un enroulement est la somme de la tension $R_s I_{sa}$ aux bornes de la résistance R_s propre à l'enroulement et de $\lambda \frac{d\phi_{sa}}{dt}$ induite par la variation du flux ϕ_{sa} dans l'enroulement (Loi de Faraday). Les équations peuvent s'exprimer sous forme matricielle [22][24]:

I.6.1. Équations des tensions statoriques:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

I.6.2. Équations des tensions rotoriques:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

I.6.3. Équations magnétiques

Les flux dans le stator et le rotor sont exprimés en fonction des courants, en tenant compte des différentes inductances.

$$[\Phi_s] = [l_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (\text{I.4})$$

$$[\Phi_r] = [l_r] \cdot [I_r] + [M_{sr}]^t \cdot [I_s] \quad (\text{I.5})$$

Avec:

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} ; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[l_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} ; [l_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles est donnée par:

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad \text{Où :} \quad [M_{sr}] = [M_{rs}]^t$$

I.6.4. Equation mécanique

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \Rightarrow \dot{\Omega} = \frac{1}{j} (C_e - C_r - f \cdot \Omega) \quad (\text{I.6})$$

I.7. TRANSFORMATION DE PARK

Cette transformation qui permet le passage du système triphasé au système biphasé s'effectue en faisant correspondre aux variables réelles leurs composantes homos polaires, directes et en quadrature [25] [26].

Donc pour le passage de système triphasé au système biphasé en utilise la matrice :

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation (I.8) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Avec, X : Peut représenter la tension, le courant ou le flux, et les indices suivant représentent :

- **o**: indice de l'axe homopolaire.
- **d** : indice de l'axe direct.
- **q**: indice de l'axe en quadrature.

Et pour la transformation inverse on utilise la matrice $[A]^{-1}$

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

I.7.1 Equations électriques et magnétiques d'axe (u, v)

Les expressions des tensions statoriques et rotoriques suivant l'axe (u, v) sont données par :

$$\begin{cases} V_{su} = R_s I_{su} + \frac{d\Phi_{su}}{dt} - \omega_{coor} \Phi_{sv} \\ V_{sv} = R_s I_{sv} + \frac{d\Phi_{sv}}{dt} + \omega_{coor} \Phi_{su} \\ V_{ru} = R_r I_{ru} + \frac{d\Phi_{ru}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega) \Phi_{rv} \\ V_{rv} = R_r I_{rv} + \frac{d\Phi_{rv}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega) \Phi_{ru} \end{cases} \quad (I.11)$$

Avec :

ω : Vitesse rotorique.

ω_{coor} : Vitesse du système d'axe (u, v).

Les expressions des flux statorique et rotorique dans (u, v)

$$\begin{cases} \Phi_{su} = l_s I_{su} + M I_{ru} \\ \Phi_{sv} = l_s I_{sv} + M I_{rv} \\ \Phi_{ru} = l_r I_{ru} + M I_{su} \\ \Phi_{rv} = l_r I_{rv} + M I_{sv} \end{cases} \quad (I.12)$$

Avec :

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

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

$M = 3/2 \cdot l_m$: Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

I.8. Choix de référentiel

Pour effectuer une étude par 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.

A partir du système d'axe (u, v) on peut avoir d'autres d'axes qui sont des cas particuliers, dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles.

I.8.1 Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y)

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

$$\omega_{coor} = \omega \Leftrightarrow \begin{cases} u \rightarrow x \\ v \rightarrow y \end{cases}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Ce référentiel est utilisé pour étude les grandeurs statoriques.

I.8.2 Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q)

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a :

$$\omega_{coord} = \omega_s \Leftrightarrow \begin{bmatrix} u \rightarrow d \\ v \rightarrow q \end{bmatrix}$$

Dans le système d'équation devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

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

En générale, le référentiel lié on champ tournant est utilisé par réalise le contrôle vectoriel.

I.8.3 Référentiel fixé par rapport au stator (α, β)

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

$$\omega_{coord} = 0 \Leftrightarrow \begin{bmatrix} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{bmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques. Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = l_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = l_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = l_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = l_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Les équations représentant le mouvement mécanique sont données par :

$$C_e = \frac{3pM}{2L_s} + \varphi_{s\alpha} I_{r\beta} + \varphi_{r\beta} I_{r\alpha} \quad (I.20)$$

$$C_e - C_r = j + \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I.21)$$

Dans notre étude, nous avons opté le repère immobile par rapport au stator. C'est le référentiel le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I.9. MODELISATION ET SIMULATION DE LA MADA

I.9.1. Structure sous forme schéma bloc

On considère les flux statorique, les courants rotoriques et la vitesse mécanique ($\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}, I_{r\alpha}, I_{r\beta}, \Omega$) comme des variables d'état, et à partir des équations (I.17) (I.18), (I.19) et les équations mécaniques (I.20),(I.21) on peut écrire ce système de la forme d'état suivante:

$$\frac{dX}{dt} = \dot{X} = AX + BU \quad (I.22)$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \\ \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \text{ et } U = \begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \\ V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

Le développement des équations (I.17), (I.18) et (I.19) est effectué en annexe 2 ; Les matrices [A] et [B] sont données par :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s'} \omega_r & \omega_r & \frac{1-\delta}{\delta M T_s} & \frac{1-\delta}{\delta M} \omega_r \\ -\omega_r & \frac{-1}{T_s'} \omega_r & -\frac{1-\delta}{\delta M} \omega_r & \frac{1-\delta}{\delta M T_s} \\ \frac{M}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_s} & 0 & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{1-\delta}{\delta M} & 0 & \frac{1}{L_r \delta} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\delta}{\delta M} & 0 & \frac{1}{L_r \delta} \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

REMARQUE :

On peut écrire la matrice [A] sous une autre forme :

$$[A] = [A1] + [A2] \omega_r \quad (I.24)$$

Avec : $\omega_r = -\omega$.

$$[A2] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_s \delta} & 0 & \frac{1-\delta}{\delta M T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{T_s \delta} & 0 & \frac{1-\delta}{\delta M T_s} \\ \frac{M}{T_s} & 0 & \frac{-1}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_s} & 0 & \frac{-1}{T_s} \end{bmatrix} \quad [A1] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \frac{1-\delta}{\delta M} \\ -1 & 0 & -\frac{1-\delta}{\delta M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I.9.2. Schéma bloc de la MADA

Le système étudié est modélisé sous **SIMULINK**, ce dernier est un programme additionnel à **MATLAB** utilisé pour simulation des systèmes dynamiques, le contrôle et la modélisation des systèmes devient plus aisée, les fonctions de transfert sont écrites sous formes de blocs. Les différents types de signaux peuvent être générés et visualisés à l'aide d'instrument virtuel.

Le schéma bloc de la MADA est illustré sur la figure (I.4)

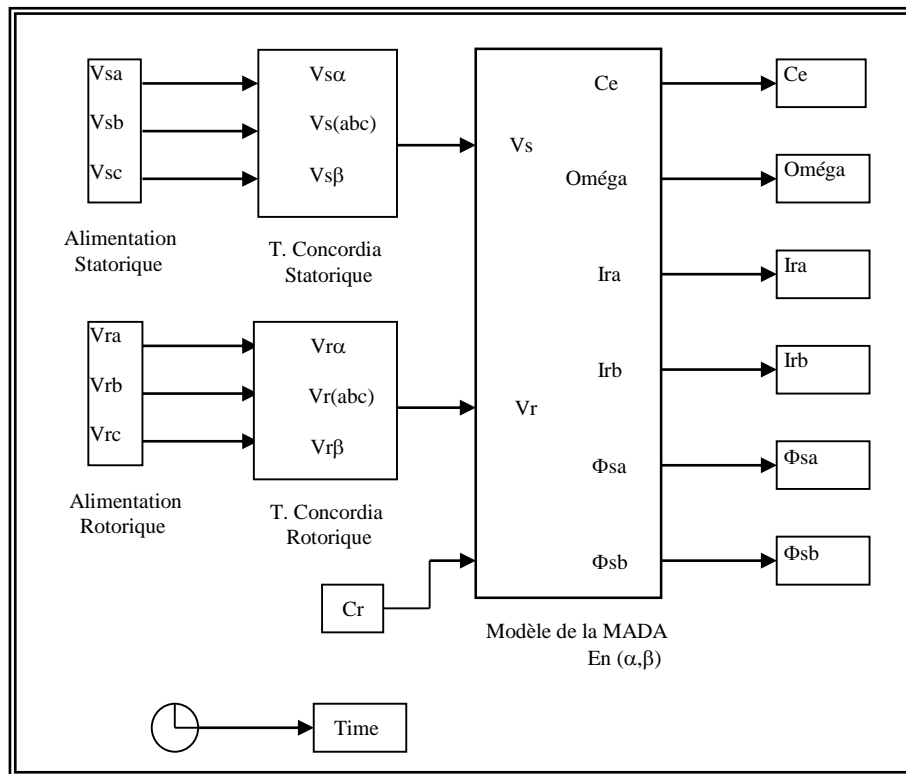


Figure I.4 Schéma bloc de la MADA

I.10. RESULTATS DE LA SIMULATION

Cette section explore le comportement d'une MADA connectée au réseau (220 V, 50 Hz) en simulant deux stratégies distinctes d'alimentation rotorique : maintenir une tension constante tout en faisant varier la fréquence, et maintenir une fréquence constante tout en ajustant la tension. L'annexe 1 fournit les paramètres détaillés de la machine.

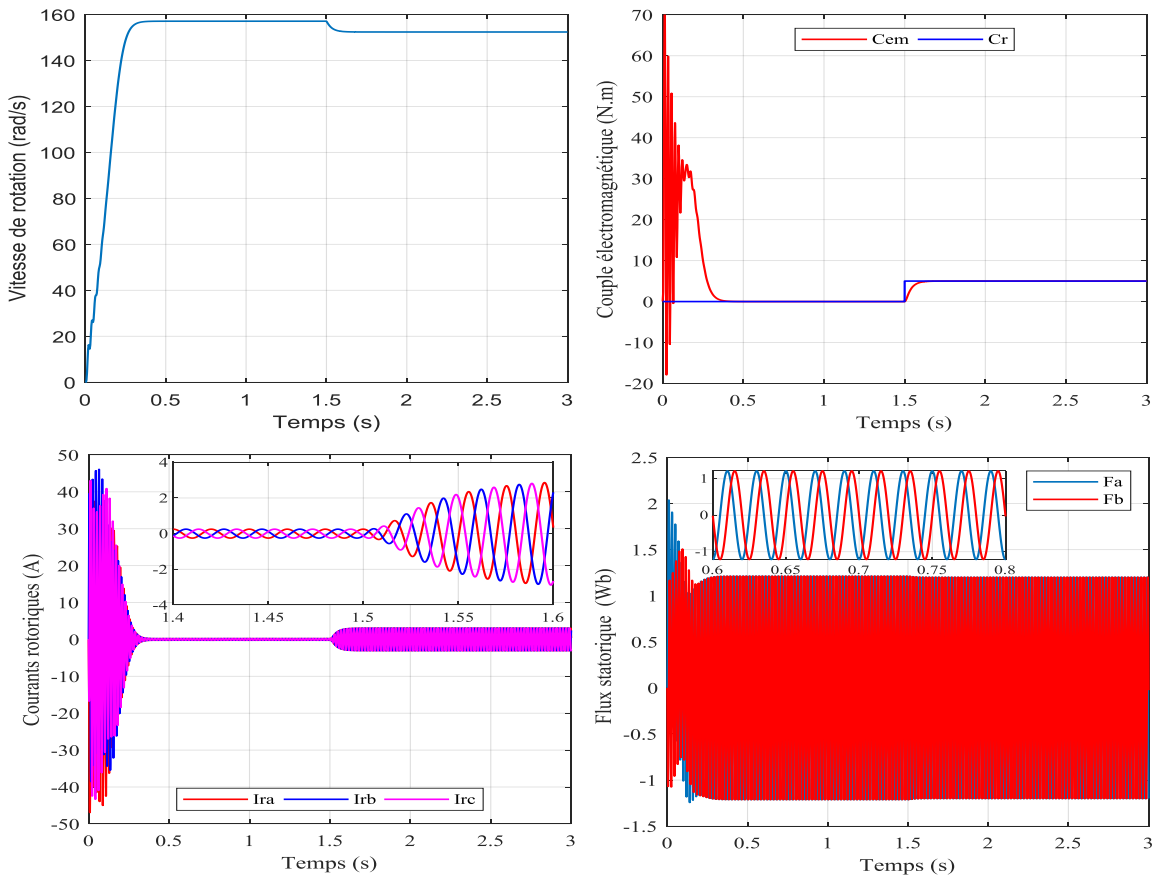


Figure I.5 Résultats de simulation de la MADA ($V_r=0$ et $f_r=0$) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 1.5$ sec.

Figure I.5 Ceci représente la MADA fonctionnant avec son rotor en court-circuit. Elle se comporte essentiellement comme une machine asynchrone à cage d'écureuil standard.

Lorsque le couple de charge est appliqué, la vitesse diminue. Ceci est attendu, car la machine doit s'adapter à la nouvelle condition de charge.

La baisse de vitesse provoque une augmentation du glissement, ce qui induit des courants rotoriques et génère un couple pour contrer le couple de charge. Le système atteint une nouvelle vitesse en régime permanent, inférieure à la vitesse initiale. L'ampleur de la chute de vitesse dépend des paramètres de la machine et du couple de charge.

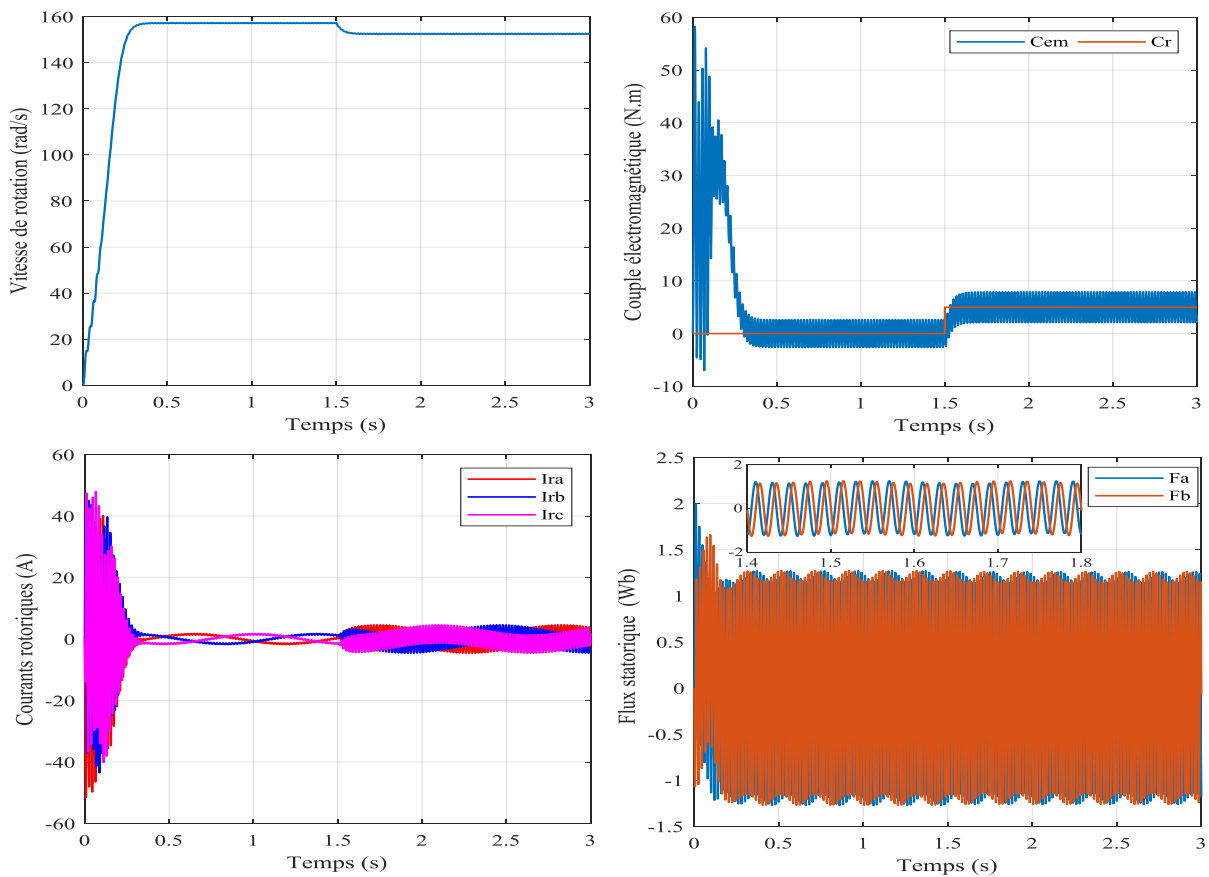


Figure I.6 Résultats de simulation de la MADA ($V_r=10$ et $f_r=5$) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 1.5$ sec.

Figure I.6 Ici, le rotor est alimenté par une tension et une fréquence. Cela permet de contrôler les courants rotoriques et, par conséquent, le couple et la vitesse de la machine.

L'application du couple de charge provoque toujours une baisse de vitesse, mais le système récupère plus rapidement et la chute de vitesse en régime permanent plus faible. Ceci démontre l'amélioration de la contrôlabilité offerte par la MADA par rapport à une machine asynchrone standard.

Les valeurs spécifiques de V_r et f_r influencent la réponse dynamique et le point de fonctionnement en régime permanent.

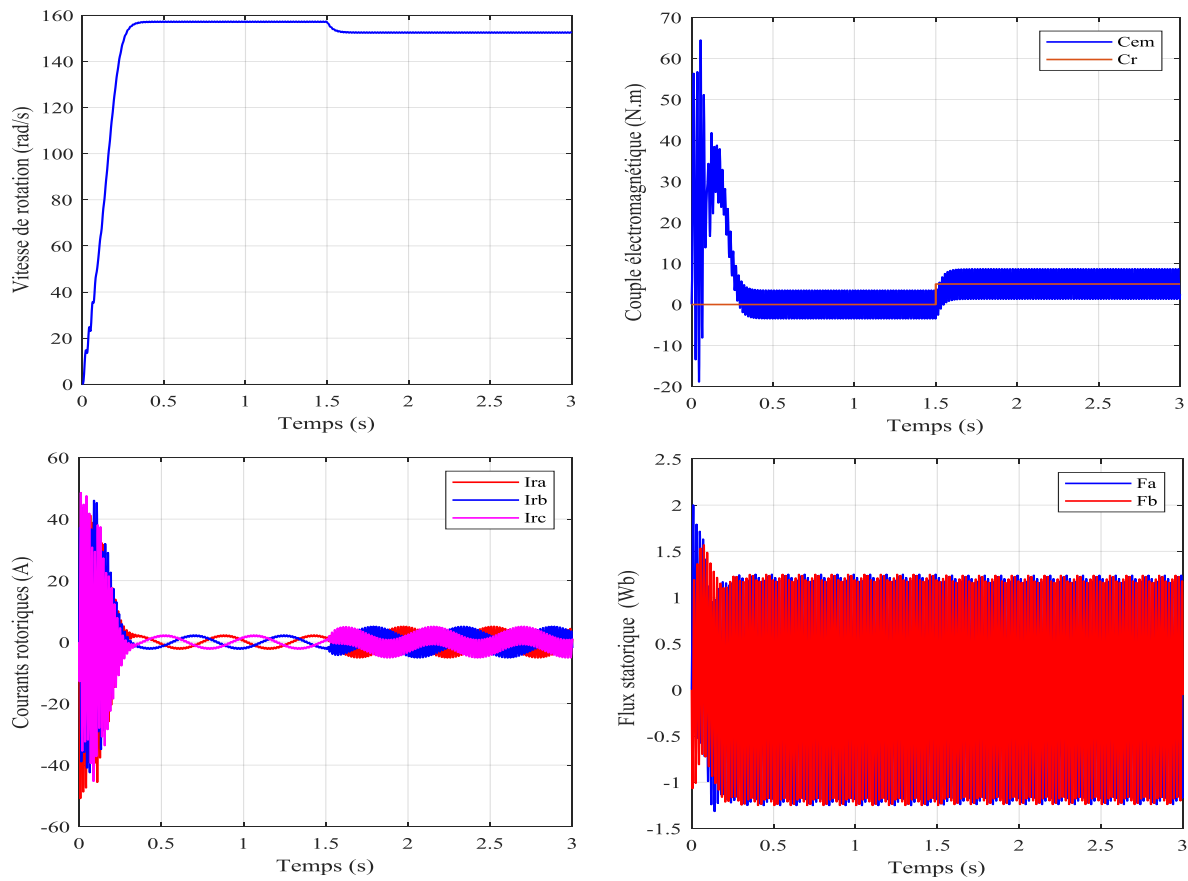


Figure I.7 Résultats de simulation de la MADA ($V_r=10$ et $f_r=10$) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 1.5$ sec.

Figure I.7 Similaire à la Figure I.6, le rotor est alimenté. La différence est la fréquence rotorique plus élevée. Cela affectera les caractéristiques de fonctionnement de la machine.

La fréquence plus élevée conduit à une réponse dynamique différente et potentiellement à une vitesse en régime permanent différente. L'effet exact dépend de la relation entre la fréquence du rotor et la fréquence du stator (qui est supposée constante et connectée au réseau)

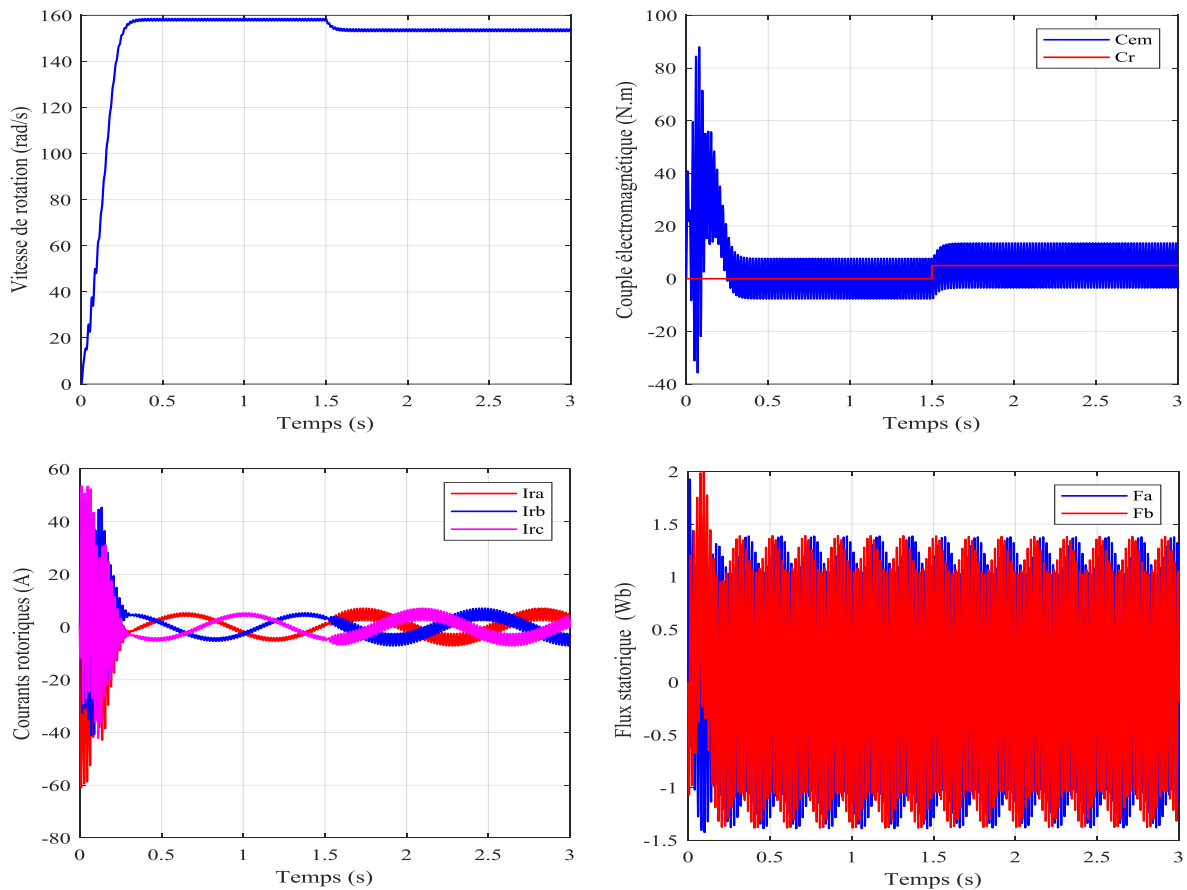


Figure I.8 Résultats de simulation de la MADA ($V_r=30$ et $f_r=5$) avec un couple de charge (5 N.m) à $t = 1.5$ sec.

Figure I.8 Cette figure montre l'effet d'une tension rotorique plus élevée tout en maintenant la même fréquence rotorique que dans la Figure I.6. L'augmentation de la tension entraîne une réponse dynamique plus rapide au changement de couple de charge et potentiellement une plus faible chute de vitesse en régime permanent. Cela pourrait également entraîner des courants rotoriques plus élevés.

I.11. CONCLUSION

Ce chapitre a permis d'explorer en détail la modélisation et la simulation d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Après une présentation de sa structure et de ses différents modes de fonctionnement, l'étude a mis en évidence les avantages significatifs de la MADA, notamment sa capacité à fonctionner sur une large plage de vitesses et à contrôler précisément le flux et le couple. Cependant, les inconvénients liés à sa complexité et à sa maintenance ont également été soulignés. L'utilisation de la transformation de Park a simplifié la représentation mathématique du système, permettant une simulation efficace sous Simulink. Les résultats de simulation ont confirmé l'influence directe des variations de tension et de fréquence rotoriques sur les performances de la machine, notamment l'apparition d'oscillations lors de variations de fréquence et l'impact direct de la tension sur la vitesse. Finalement, ce chapitre a démontré l'importance de la modélisation et de la simulation pour la compréhension et l'optimisation du fonctionnement de la MADA, ouvrant la voie à des stratégies de contrôle plus performantes. La commande par le contrôle direct du couple (*DTC*) sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre II

*Contrôle Directe Du Couple de
la MADA*

II.1 INTRODUCTION

Les structures de commande directe du couple DTC (Direct Torque Control) des machines asynchrones ont émergé au cours de la deuxième moitié des années 1980 grâce aux travaux des chercheurs japonais et allemands M. TAKAHACHI et I. DEPENBROCK. Ces structures ont été introduites comme une alternative compétitive face aux méthodes de commande classiques. Elles reposent sur l'utilisation d'une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur une séparation nette entre le contrôle du flux et celui du couple moteur [27].

Dans un repère fixe par rapport au stator, les valeurs instantanées du flux statorique et du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs mesurées au stator. Avec des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple peuvent être régulés de manière directe et indépendante. Cette régulation est assurée par une sélection appropriée du vecteur de tension appliqué par l'onduleur [28].

Avec des exigences croissantes en termes de performances dynamiques et des contraintes plus strictes (comme l'élimination des capteurs mécaniques montés sur l'arbre moteur), des recherches ont été menées pour développer de nouvelles stratégies de commande sans capteur mécanique. Ces stratégies s'appuient uniquement sur les grandeurs électriques accessibles au niveau du stator. Parmi elles, la commande directe du couple (DTC) s'impose comme une solution prometteuse. Toutefois, cette technique implique l'utilisation d'un onduleur à deux niveaux standard, fonctionnant avec une fréquence de commutation variable. Dans certains cas, cette fréquence peut atteindre des niveaux élevés, ce qui la rend inadaptée aux applications de forte puissance en raison des pertes par commutation qu'elle engendre [29].

Dans ce chapitre, nous commencerons par discuter de la modélisation de l'onduleur de tension utilisé, puis nous aborderons les principes du Contrôle Direct de Couple (DTC). Nous analyserons en particulier la relation entre le flux statorique et le couple électromagnétique, ainsi que la dynamique du contrôle. De plus, nous explorerons la structure du système de DTC, y compris les méthodes d'estimation du couple et du flux, les correcteurs de couple et de flux, ainsi que la table de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension. Nous examinerons également la présence d'une boucle de régulation de vitesse à l'aide d'un correcteur PI. Enfin, nous présenterons la structure générale du DTC avec les résultats de simulation correspondants.

II.2 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

Le convertisseur de fréquence remplit une double fonction : convertir l'énergie et modifier la fréquence entre le réseau industriel et le moteur asynchrone. L'onduleur de tension génère, pour le moteur, un système de tensions alternatives triphasées dont la fréquence et la valeur efficace sont ajustables, grâce à des lois de commande spécifiques appliquées aux semi-conducteurs.

Avant de concevoir une loi de commande, il est crucial d'étudier le processus à piloter, de réaliser une modélisation adaptée et d'analyser sa dynamique intrinsèque.

II.2.1 Présentation de l'onduleur triphasé.

La Figure. (II.1) illustre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux alimentant une charge triphasée équilibrée, connectée en étoile et sans connexion au neutre. La commande de chaque demi-pont est déphasée d'un tiers de période par rapport à celle du demi-pont suivant en conduction.

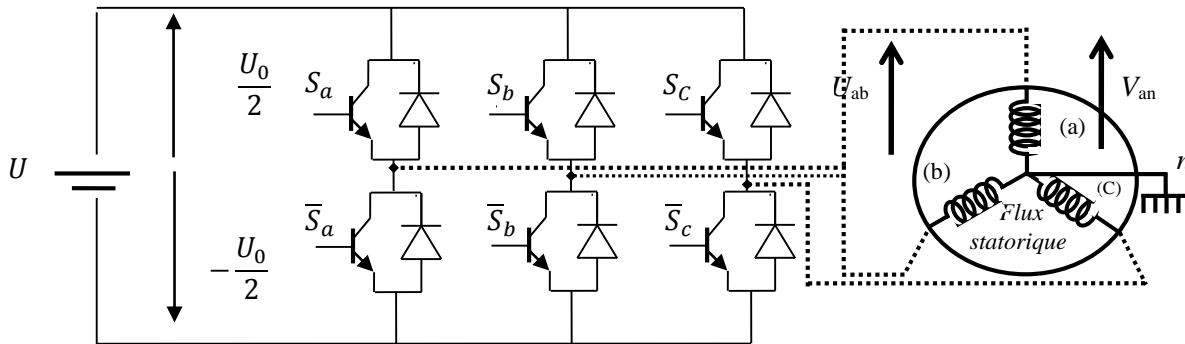


Figure II.1 Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Le vecteur tension V_s appliqué à la machine est délivré par un onduleur de tension triphasé dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits est représenté par trois grandeurs booléennes de commande $S_j (j = a, b, c)$

Telles que : [30]

$S_j = 1$: Interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

$S_j = 0$: Interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

Les tensions simples des phases de la charge issue des tensions composées ont une somme nulle.

$$\begin{cases} V_{an} = V_{n1} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = V_{n2} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = V_{n3} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (II.1)$$

Avec :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (II.2)$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_a = V_{n1} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_b = V_{n2} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_c = V_{n3} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (II.3)$$

Or, les tensions délivrées par les demi ponts sont données par :

$$V_{ao} = \begin{cases} \frac{U_0}{2} & \text{si } S_1 \text{ est fermée} \\ -\frac{U_0}{2} & \text{si } \bar{S}_1 \text{ est fermée} \end{cases} \quad V_{bo} = \begin{cases} \frac{U_0}{2} & \text{si } S_2 \text{ est fermée} \\ -\frac{U_0}{2} & \text{si } \bar{S}_2 \text{ est fermée} \end{cases}$$

$$V_{co} = \begin{cases} \frac{U_0}{2} & \text{si } S_3 \text{ est fermée} \\ -\frac{U_0}{2} & \text{si } \bar{S}_3 \text{ est fermée} \end{cases}$$

Pour les tensions simples par rapport au point neutre (o), on a :

$$\mathbf{V}_{jo} = \mathbf{S}_j \mathbf{U}_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.4})$$

En utilisant la forme vectorielle des tensions on a :

$$\mathbf{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{a} \mathbf{V}_{bo} + \mathbf{a}^2 \mathbf{V}_{co}) \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Avec : } \mathbf{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

On voit que :

$$\mathbf{V}_{so} = \mathbf{V}_a + \mathbf{V}_b + \mathbf{V}_c ; \mathbf{V}_s = \mathbf{V}_{so}$$

Avec :

\mathbf{V}_{so} : C'est le vecteur tension par rapport au point milieu de la tension d'onduleur.

\mathbf{V}_s : C'est le vecteur tension par rapport au neutre de la machine.

En utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme [31]

$$\mathbf{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \mathbf{U}_0 (\mathbf{S}_a + \mathbf{a} \mathbf{S}_b + \mathbf{a}^2 \mathbf{S}_c) \quad (\text{II.6})$$

Et:

$$\mathbf{V}_k = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} \mathbf{U}_0 e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & \text{pour } K = 1, 2, \dots, 6 \\ \mathbf{0} & \text{pour } K = 0 \text{ et } 7 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Lorsque la charge est un moteur asynchrone symétrique, les tensions de phase appliquées par l'onduleur au stator du moteur doivent respecter la contrainte suivante :

$$\mathbf{V}_{an} + \mathbf{V}_{bn} + \mathbf{V}_{cn} = \mathbf{0} \quad (\text{II.8})$$

L'utilisation de l'équation (II.8) nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \frac{1}{3} [2\mathbf{V}_{a0} - \mathbf{V}_{b0} - \mathbf{V}_{c0}] \\ \mathbf{V}_{bn} = \frac{1}{3} [2\mathbf{V}_{b0} - \mathbf{V}_{a0} - \mathbf{V}_{c0}] \\ \mathbf{V}_{cn} = \frac{1}{3} [2\mathbf{V}_{c0} - \mathbf{V}_{a0} - \mathbf{V}_{b0}] \end{cases}$$

Les équations des tensions écrites en fonction des états des interrupteurs sont données par les formules suivantes.

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_0 \\ V_{bn} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_0 \\ V_{cn} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_0 \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

La représentation vectorielle de cette équation peut être exprimée par :

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 [S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}] \quad (\text{II.10})$$

Le vecteur de tension ne peut occuper que huit positions fixes, correspondant aux différentes configurations possibles de l'onduleur. La figure (II.2) illustre, dans le plan complexe, les six vecteurs de tension non nuls que peut générer un onduleur triphasé à deux niveaux [32]. Les combinaisons des trois états logiques ($S_a S_b S_c$) permettent ainsi de produire huit positions distinctes pour le vecteur \vec{V}_s dont deux correspondent au vecteur nul : ($S_a S_b S_c$) = (0 0 0) ou (1 1 1) comme indiqué dans la figure (II.2).

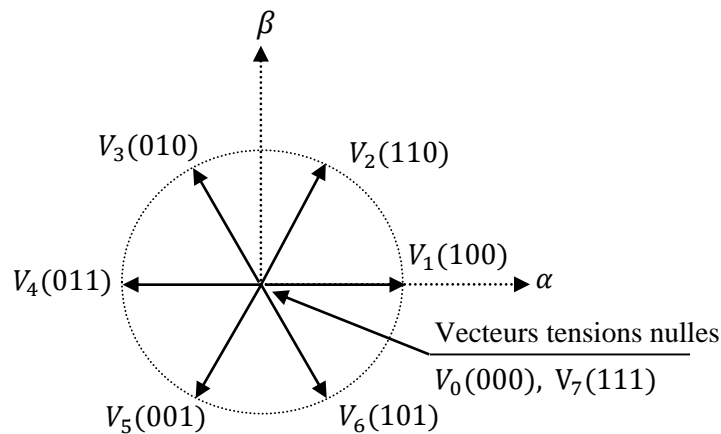


Figure II.2 Représentation du vecteur de tension dans un onduleur à deux niveaux

Étant donné que les tensions simples peuvent être exprimées en fonction du temps, leur relation est donnée par l'équation suivante

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin \omega t \\ V_b = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Le vecteur tension donc s'exprime par :

$$\vec{V}_s = -j \sqrt{\frac{3}{2}} V_m e^{j\omega t} \quad (\text{II.12})$$

En négligeant la chute de tension au niveau du stator, l'expression du flux magnétique peut être formulée de la manière suivante :

$$\bar{\varphi}_s = -j \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_m}{\omega} e^{j(\omega_s t - \frac{\pi}{2})} \quad (\text{II.13})$$

La relation précédente indique que le vecteur flux statorique présente un déphasage de $(\pi/2)$ par rapport au vecteur de tension. Lorsque les tensions appliquées au moteur sont sinusoïdales, l'extrémité du vecteur flux statorique décrit un cercle parfait. Dans notre cas, nous démontrerons qu'il est possible de contrôler le vecteur flux en sélectionnant judicieusement les vecteurs de tension.

II.3 PRINCIPE DU CONTROL DIRECT DU COUPLE

Le principe du DTC (direct torque control) est basé sur un contrôle direct du couple de la machine, sans intervention explicite sur le flux. Pour cela, des tensions appropriées sont appliquées au DFIM en modifiant l'état des commutateurs de l'onduleur. Cette méthode vise à maintenir les amplitudes du couple électromagnétique et du flux dans des plages définies par les régulateurs à hystérésis [1]. Plus précisément, les régulateurs à hystérésis assurent la correction des écarts de couple et de flux en les maintenant dans des limites prédéfinies, garantissant ainsi une réponse dynamique rapide. Lorsque le couple ou le flux dépasse les seuils imposés, un nouveau vecteur de tension est sélectionné afin de ramener ces variables dans les plages autorisées. Les résultats des régulateurs à hystérésis ont été ensuite exploités par une table de commutation, qui identifie le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque période de commutation. Cette table de commutation joue un rôle central dans le DTC, car elle transforme les écarts du couple et du flux en signaux de commande pour l'onduleur, permettant une sélection rapide et précise des vecteurs de tension nécessaires [33].

II.3.1 Règle de comportement des grandeurs à contrôler

Pour assurer un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est essentiel de commencer par un réglage précis du flux. Dans le cadre d'un contrôle de type DTC, le flux statorique est privilégié pour ce réglage, notamment en raison de sa dynamique plus rapide par rapport à celle du flux rotorique. En effet, la constante de temps du rotor étant plus élevée que celle du stator, les variations du flux rotorique sont négligeables par rapport à celles du flux statorique.

La différence entre le flux statorique et le flux rotorique, ramené au stator, correspond au flux de fuite, qui représente généralement moins de 10 % du flux magnétisant.

II.3.1.1 Règle de comportement du flux statorique

On considère un repère fixe (α, β) associé au stator de la machine. Dans ce repère, le flux statorique peut être déterminé à l'aide de l'équation suivante :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \rightarrow \Phi_s = \Phi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II.14})$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance statorique pour simplifier notre étude, on trouve l'équation (II.15) :

$$\Phi_s = \Phi_{s0} + \int_0^t V_s dt \quad (II.15)$$

On sait que, pendant une période d'échantillonnage T_e , le vecteur tension appliquée à la machine reste constant, donc :

$$\Phi_s(k+1) \approx \Phi_s(k) + V_s T_e \rightarrow \Delta\Phi_s \approx V_s T_e \quad (II.16)$$

Où :

- $\Phi_s(k)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\Phi_s(k+1)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta\Phi_s$: vecteur variation de flux statorique = $\Phi_s(k+1) - \Phi_s(k)$;
- T_e : période d'échantillonnage.

L'extrémité du vecteur φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_e , ce principe est décrit par la figure (II.3) :

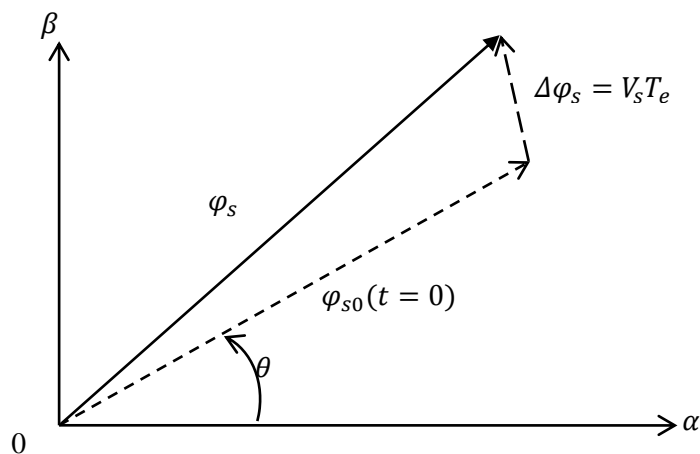


Figure II.3 Évolution du flux du stator dans le plan (α, β)

Lorsqu'on applique une tension constante quelconque V_s , l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension ceci avec une vitesse égale à l'amplitude de ce dernier vecteur [34].

Lorsque le vecteur tension choisi V_s est non nul, la direction de l'extrémité du flux φ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\varphi_s}{dt}$, correspondant pratiquement au vecteur V_s .

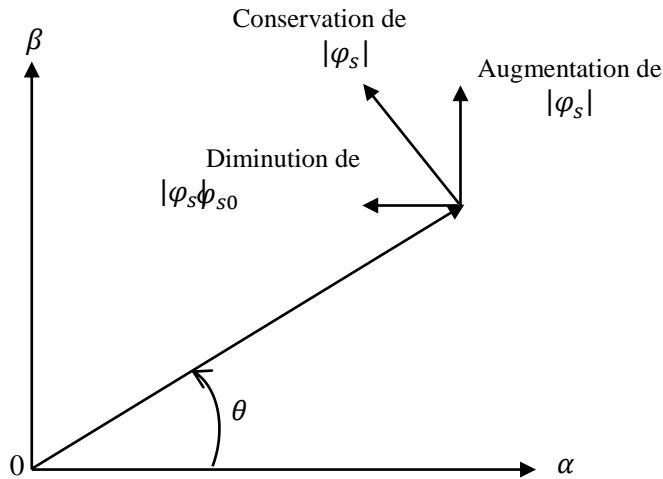


Figure II.4 Comportement de flux du stator pour différents vecteurs tensions V_s

La tension statorique appliquée influence à la fois l'amplitude et la direction du flux magnétique. La variation d'amplitude est proportionnelle à la composante de la tension projetée sur le vecteur flux, tandis que la variation de direction est proportionnelle à la composante orthogonale. La figure (II.4) illustre ces effets.

II.3.1.2 Règle de comportement du couple électromagnétique

Pour présenter de manière qualitative le principe du contrôle du couple, il est pratique, pour simplifier l'analyse en régime permanent, de considérer que le vecteur flux statorique φ_s décrit une rotation avec une amplitude constante φ_{s0} . [35] On admettra également que le vecteur flux du rotor φ_r garde une amplitude invariable et tourne à la même vitesse angulaire moyenne ω_{s0} que le vecteur flux statorique φ_s .

. À un instant donné t_0 , on pose :

$$\begin{cases} \overline{\varphi}_s = \varphi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \overline{\varphi}_r = \varphi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (II.17)$$

Avec $\theta_{s0} = \theta_{r0} = \omega_{s0}t$

alors : $\left(\frac{d\varphi_r}{dt}\right)_{t_0} = j\omega_{s0}\varphi_{r0}$ (II.18)

En substituant l'équation (II.10) dans l'expression de la tension au niveau du rotor, qui s'écrit :

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\varphi_r}{dt} - j\omega\varphi_r$$

On obtient :

$$\varphi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sqrt{1+\omega_{r0}^2 \delta^2 \tau_r^2}} \varphi_{s0} e^{-j\gamma_0} + \frac{\tau_r \delta}{\sqrt{1+\omega_{r0}^2 \delta^2 \tau_r^2}} V_r e^{-j\gamma_0} \quad (II.19)$$

En posant :

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} = \arctg(\omega_{r0} \delta \tau_r) \quad (II.20)$$

Où :

γ_0 : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique défini par :

$$\begin{cases} \cos \gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{1+\omega_{r0}^2 \delta^2 \tau_r^2}} \\ \sin \gamma_0 = \frac{\omega_{r0} \delta \tau_r}{\sqrt{1+\omega_{r0}^2 \delta^2 \tau_r^2}} \end{cases} \quad (II.21)$$

En utilisant les relations reliant les flux aux courants ainsi que l'expression générale du couple électromagnétique, et en tenant compte des conditions précédemment établies à l'instant t_0 , il est possible de récrire l'équation du couple électromagnétique sous la forme d'une fonction sinusoïdale :

$$c_{em0} = p \frac{M}{\delta L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin \gamma_0 \quad (II.22)$$

En appliquant à l'instant t_0 un vecteur tension V_s adéquat, on impose à la vitesse de rotation de flux statorique φ_s , un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$ immédiatement après t_0 , on peut noter une modification des expressions du flux statorique et rotorique (II.17).

Soit :

$$\begin{cases} \varphi_s = \varphi_s e^{j\theta_s} = \varphi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ \varphi_r = \varphi_r e^{j\theta_r} = (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (II.23)$$

Avec :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_{s1})(t - t_0)$$

La figure. (II.5) montre l'évolution des flux statorique et rotorique après l'application d'un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$.

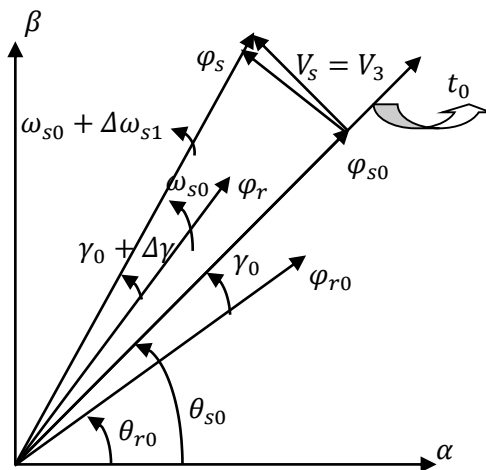


Figure II.5 Evolution des flux φ_s et φ_r après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$

À partir de l'expression (II.23) du flux rotorique, il est possible d'établir la relation donnant la dérivée de cette grandeur par rapport au temps, de la manière suivante :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} e^{j\theta_r} + j \frac{d\Delta\theta_r}{dt} \varphi_{r0} \quad (II.24)$$

Avec : $\Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma$

En introduisant les équations données par (II.23) et (II.24) dans l'expression de la tension coté rotor, on obtient la relation suivante :

$$j \left(\frac{d\Delta\theta_s}{dt} - \omega_{s0} - \frac{d\Delta\gamma}{dt} \right) (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) + \frac{1}{\sigma\tau_r} (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) + \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} - V_r e^{j\theta_r} = \frac{1}{\sigma\tau_r} \cdot \frac{M}{L_s} \varphi_{s0} \cdot e^{j(\gamma_0 + \Delta\gamma)} \quad (II.25)$$

En séparant la partie réelle et imaginaire et en appliquant l'approximation des petits signaux.

$$\begin{cases} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) = \sin \gamma_0 + \Delta\gamma \cdot \cos \gamma_0 \\ \cos(\gamma_0 + \Delta\gamma) = \cos \gamma_0 - \Delta\gamma \cdot \sin \gamma_0 \end{cases}$$

On relève donc :

$$\begin{cases} \frac{1}{\sigma\tau_r} \frac{M}{L_s} \varphi_{s0} (\cos \gamma_0 - \Delta\gamma \sin \gamma_0) = \frac{d\Delta\varphi_r}{dt} + \frac{1}{\sigma\tau_r} (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) - V_r \cos \theta_r \\ \frac{1}{\sigma\tau_r} \frac{M}{L_s} \varphi_{s0} (\sin \gamma_0 + \Delta\gamma \cos \gamma_0) = \left(\frac{d\Delta\theta_s}{dt} - \omega_{s0} - \frac{d\Delta\gamma}{dt} \right) (\varphi_{r0} + \Delta\varphi_r) - V_r \sin \theta_r \end{cases} \quad (II.26)$$

En remplaçant les équations (II.21) dans les équations (II.26), et en divisant par φ_{r0} , Après un développement de calcul, on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta\varphi_r}{\varphi_{r0}} \right) + \frac{1}{\sigma\tau_r} \left(\frac{\Delta\varphi_r}{\varphi_{r0}} \right) = -\omega_{s0} \Delta\gamma + \frac{V_r}{\varphi_{r0}} [\cos \theta_r - \cos(\gamma_0 + \Delta\gamma)] \\ \frac{d\Delta\gamma}{dt} + \frac{1}{\sigma\tau_r} \Delta\gamma = \Delta\omega_{s1} + \left(\frac{\omega_{s0}}{\varphi_{r0}} - \frac{\omega_r}{\varphi_{r0}} \right) \Delta\varphi_r + \frac{V_r}{\varphi_{r0}} [-\sin \theta_r + \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma)] \end{cases} \quad (II.27)$$

Une analyse rapide des deux dernières équations différentielles permet d'anticiper que, juste après l'instant t_0 et durant quelques périodes d'échantillonnage T_e , le comportement du système respectera la condition suivante :

$$T_e \ll \sigma\tau_r \quad (II.28)$$

Donc on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Delta\varphi_r = 0 \\ \Delta\gamma = \Delta\omega_{s1}(t - t_0) \end{cases} \quad (II.29)$$

On montre donc que le vecteur flux rotorique φ_r continue à tourner à la pulsation ω_{s0} , en conservant pratiquement la même amplitude φ_{r0} . On peut noter que cette amplitude va tendre progressivement à varier en sens contraire de $\Delta\gamma$.

Ainsi, immédiatement après t_0 , l'expression du couple (II.22) est modifiée et peut s'écrire sous la forme suivante :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \quad (II.30)$$

Ce qui peut s'écrire sous la forme :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \sin \gamma_0 + p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_{s0} \varphi_{r0} \Delta\omega_{s1}(t - t_0) \cos \gamma_0. \quad (II.31)$$

Et :

$$C_{em} = C_{em0} + \Delta C_{em1}$$

Les variations du couple peuvent donc être, dans ces conditions, contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur φ_s .

- Si $\Delta\omega_{s1} > 0$: on observe une croissance du couple électromagnétique.
- Si $\Delta\omega_{s1} < 0$: on observe une décroissance du couple électromagnétique avec comme cas extrême $\Delta\omega_{s1} = -\Delta\omega_{s0}$, alors lorsque la rotation du flux φ_s est arrêtée (application d'un vecteur nul).

Ces cas sont représentés sur la figure (II.6).

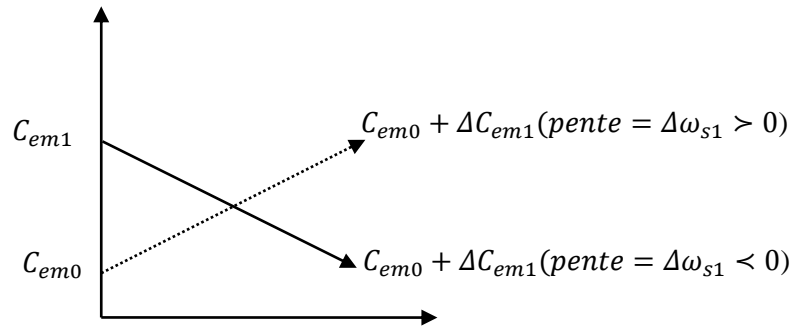


Figure II.6 Evolution du couple C_{em} pour les variations de $\Delta\omega_{s1}$

II.3.1.2.1 Limite de contrôle de couple

Pour augmenter le couple, la pulsation statorique générée par le vecteur tension appliqué doit dépasser la vitesse de rotation. La pulsation statorique est maximale lorsque la composante du flux selon le vecteur de tension est nulle.

$$tg(\Delta\theta_s) = \frac{V_s \cdot T_e}{\varphi_{s0}} \tag{II.32}$$

Pendant une faible période d'échantillonnage, on peut utiliser l'approximation sur la tangente qui s'écrit.

$$\Delta\theta_s \approx \frac{V_s \cdot T_e}{\varphi_{s0}} \tag{II.33}$$

Par conséquent, pour un $\Delta\varphi_s > 0$, il faut que le déplacement du flux statorique $\Delta\theta_s$ soit plus grand que le déplacement du flux rotorique $\omega_{s0} \cdot T_e$.

$$\omega_{s0} < \frac{V_s}{\phi_{s0}} \tag{II.34}$$

Lorsque l'amplitude du flux est maintenue constante et que la vitesse de rotation de la machine devient trop élevée, le système ne parvient plus à assurer le suivi du couple de consigne. Ainsi, à grande vitesse, le contrôle du couple reste possible, mais uniquement avec une machine dont le flux est réduit.

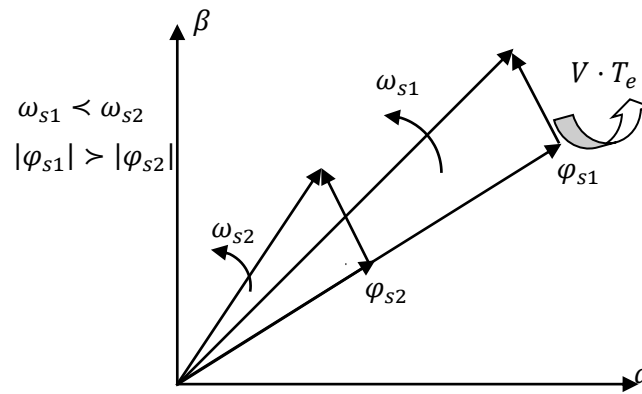


Figure II.7 Effet de fluxage sur la pulsation statorique

II.4 DESCRIPTION DE STRUCTURE DE LA DTC

II.4.1 Sélection du vecteur tension

Pour maintenir l'amplitude du flux statorique constante, l'extrémité du vecteur flux doit décrire une trajectoire circulaire. Cela implique que le vecteur de tension appliqué soit toujours perpendiculaire au vecteur flux. Toutefois, seuls huit vecteurs de tension discrets peuvent être appliqués. Cette commande est réalisée à l'aide de comparateurs à hystérésis pour le flux et le couple. Le choix du vecteur de tension V_s dépend alors de la variation souhaitée du module du flux statorique, du sens de rotation, ainsi que de l'évolution désirée pour le couple [36][37].

De cette manière, on peut diviser l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel statorique en six zones numérotées $N = i$, avec $i=1, \dots, 6$,

Lorsque le vecteur flux φ_s se situe dans une zone donnée $N = i$, le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension suivants :

- Si V_2 est sélectionné alors φ_s croît et C_{em} croît.
- Si V_6 est sélectionné alors φ_s croît et C_{em} décroît.
- Si V_3 est sélectionné alors φ_s décroît et C_{em} croît.
- Si V_5 est sélectionné alors φ_s décroît et C_{em} décroît.
- Si V_0 et V_7 est sélectionné alors la rotation du flux φ_s est arrêtée, d'où une décroissance de couple alors que le module du vecteur φ_s reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i .

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position $N = i$, les deux vecteurs tensions V_1, V_4 ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux φ_s sur une zone $N = i$, un bras de l'onduleur ne se commande jamais [38].

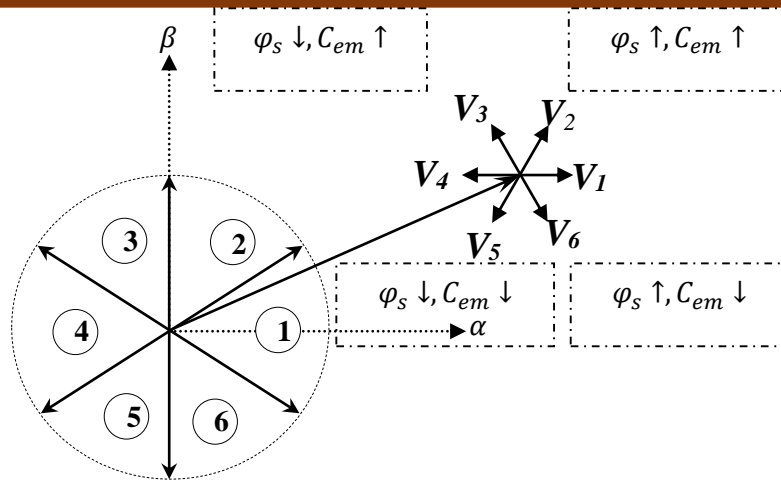


Figure II.8 choix du vecteur

En effet en début de la zone N=1, les vecteurs V_2 et V_5 , sont perpendiculaires au vecteur flux $\bar{\varphi}_s$, d'où une évolution rapide de couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\bar{\varphi}_s$, alors qu'enfin de zone, le choix des vecteurs V_6 et V_3 , correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$ au début de la zone, alors qu'enfin de zone c'est le contraire.

Le vecteur de tension V_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence ce que nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple.

II.4.2 Estimation du flux statorique

L'estimateur, obtenu par intégration des tensions statoriques dans les axes fixes (α, β) , a été largement utilisé pour la DTC. En raison de sa simplicité cette structure présente des limitations importantes. Le principal inconvénient est le fonctionnement à basses vitesses, en raison de sa sensibilité aux variations de la résistance R_s au cours du fonctionnement [39].

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tensions de la machine. On définit tout d'abord avant l'étude du contrôleur de flux, les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

A partir de l'équation :

L'estimateur, basé sur l'intégration des tensions statoriques dans le repère fixe (α, β) , a connu une utilisation étendue dans la DTC. Toutefois, malgré sa simplicité, cette approche présente d'importantes limitations. Son principal inconvénient réside dans sa performance à basse vitesse, du fait de sa sensibilité aux variations de la résistance statorique R_s durant le fonctionnement [40]. Le flux peut être estimé à partir des mesures des courants et des tensions statoriques de la machine [41]. Avant d'aborder l'étude du contrôleur de flux, il convient de définir les étapes de calcul permettant d'estimer l'amplitude du flux statorique.

En se basant sur l'équation :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \tag{II.35}$$

On obtient les composantes α et β du vecteur Φ_s :

$$\bar{\varphi}_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (\text{II.36})$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) , de la mesure de la tension de l'onduleur U_0 et en appliquant la transformée CONCORDIA :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{II.38})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

De même les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont également obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) et par application de la transformation de CONCORDIA :

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (\text{II.40})$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Le module du flux statorique est défini par :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.42})$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$. L'angle ψ_s entre le référentiel statorique et le vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ est égal à :

$$\psi_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{II.43})$$

II.4.3 Estimation du couple électromécanique

Le couple électromagnétique est estimé, uniquement à partir des flux et courants statoriques dans le repère (α, β) qui peut se mettre sous la forme suivante

$$Cem = p[\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}] \quad (\text{II.44})$$

II.5 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

II.5.1 Elaboration du contrôleur de flux

Afin d'assurer d'excellentes performances dynamiques, l'utilisation d'un correcteur à hystérésis à deux seuils apparaît comme la solution la plus simple et la mieux adaptée pour la commande DTC. Ce type de régulateur permet de contrôler efficacement et de maintenir l'extrémité du vecteur flux φ_s à l'intérieur d'une couronne circulaire, comme illustré à la figure (II.8). La sortie du contrôleur de flux, représentée par la variable booléenne $cflx$, signale les dépassements supérieur ou inférieur de l'amplitude du flux. Ainsi, comme évoqué précédemment, lorsque le vecteur flux se situe dans la zone 3, les vecteurs de tension V_2 et V_4 sont utilisés pour augmenter l'amplitude du flux, tandis que V_1 et V_5 servent à la diminuer. Cela met en évidence que le choix du vecteur de tension à appliquer dépend du signe de l'écart entre le flux de référence φ_{ref} et le flux estimé φ_s . De ce fait, le comparateur à hystérésis à deux niveaux appliqués au flux permet de détecter les sorties de la zone de contrôle et d'assurer que $[\varphi_{ref} - \varphi_s] < \Delta\varphi_s$, comme indiqué dans [35].

Avec :

- φ_{ref} : La consigne de flux.
- $\Delta\varphi$: L'écart d'hystérésis du contrôleur.

Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable logique " $cflx$ ":

- $cflx = 1$: lorsque l'erreur de flux est positive.
- $cflx = 0$: lorsque l'erreur de flux est négative.

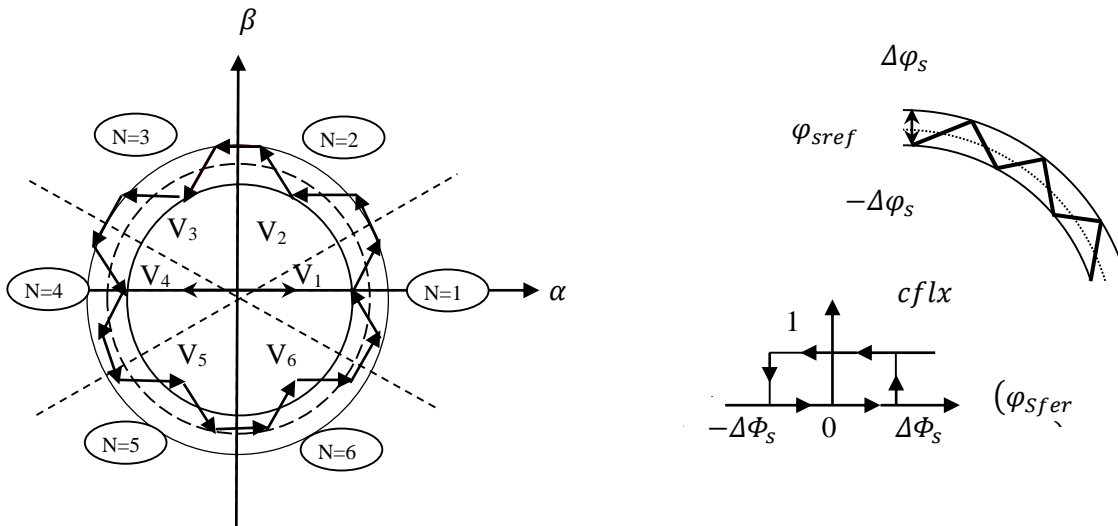


Figure II.9 Régulation du flux par un comparateur à hystérésis et choix des vecteurs de tension associés

II.5.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $[C_{eref} - C_{em}] < \Delta C_e$, avec C_{eref} la référence de couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [42][43][44].

Dans l'étude du contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.5.2.1 Correcteurs à deux niveaux

Le comparateur à deux niveaux diffère du correcteur à trois niveaux par la plus grande simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_2 et V_3 peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques [45].

II.5.2.2 Correcteurs à trois niveaux

Le régulateur à trois niveaux offre la possibilité de piloter le moteur aussi bien en rotation directe qu'en rotation inverse, permettant ainsi d'obtenir un couple positif ou négatif. Selon les besoins, il peut être nécessaire d'augmenter, de diminuer ou de conserver constant le couple électromagnétique de la machine, d'où l'intérêt d'un correcteur à trois niveaux. La figure (II.10) illustre ce type de dispositif.

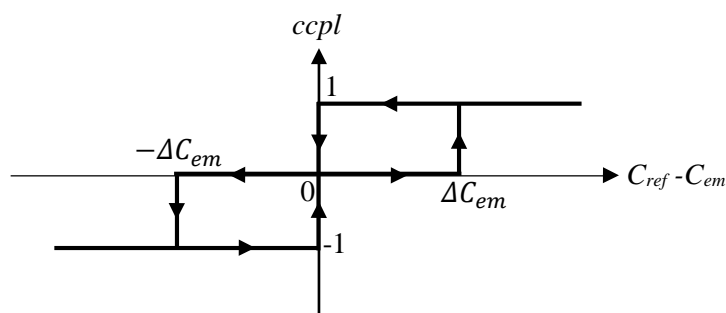


Figure II.10 Correcteur de couple à trois niveaux

La figure (II.10) montre l'état de sortie logique $ccpl$ du correcteur suivant l'évolution du couple électromagnétique C_{em} par rapport au signe du couple de référence C_{ref} .

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur [46].

Lorsque le couple est augmenté et que la consigne du couple est positive la sortie du correcteur est égale à 1. Inversement si elle est négative " $ccpl$ " est égale à -1.

Dans le cas où l'état de sortie du comparateur " $ccpl$ " est égal à 0, le couple diminue.

Ainsi on montre comment le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet de respecter la condition, $[C_{e_{ref}} - C_{em}] < \Delta C_e$ comme le montre les figures (II.10, 11).

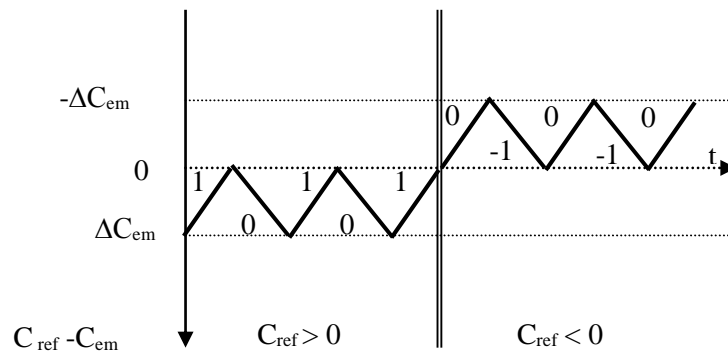


Figure II.11 Contrôle du couple hystérésis à trois niveaux électromagnétique à l'aide d'un correcteur à

Si la pulsation statorique est positive et le flux statorique est en avance sur le flux rotorique, le correcteur d'hystérésis trois -niveau permet une réduction rapide du couple. Ceci est possible grâce à l'utilisation de vecteurs nuls et des vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , considérant le sens trigonométrique comme sens de rotation. Ainsi, le flux rotorique rattrape le flux statorique, notamment lorsque ce dernier est immobile ou tourne en sens inverse. De plus, ce correcteur réduit significativement la commutation d'un bras de l'onduleur, permettant la mise en veille partielle et l'optimisation de son fonctionnement. [47]

II.5.2.3 Impact des paramètres de réglage de système de contrôle

Le système de contrôle direct du couple offre peu de paramètres de réglage, essentiellement les bandes d'hystérésis des correcteurs de couple et de flux, ainsi que la résistance statorique, qui influence l'estimation du flux.

II.5.2.4 Impact de la bande à hystérésis du correcteur de flux

Comme on peut le prévoir, lorsqu'on augmente la bande d'hystérésis du flux, la trajectoire de l'extrémité du flux statorique est la plus éloignée de la trajectoire circulaire. En effet, lorsqu'on augmente la bande d'hystérésis de flux, le nombre de commutation du correcteur de flux diminue, ce qui explique la déformation de la trajectoire d'extrémité du flux (figure (II.12)).

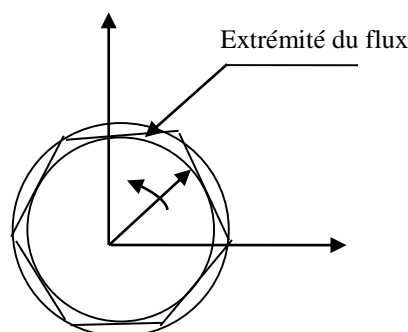


Figure II.12 Les deux extrémités de la trajectoire du flux.

II.5.2.5 Impact de la bande d'hystérésis sur le contrôle du couple.

L'influence de la bande d'hystérésis du couple se manifeste de deux manières : sur le couple moyen et sur la fréquence de commutation du correcteur, impactant ainsi la fréquence de commutation de l'onduleur. La Figure (II.11) illustre un couple moyen systématiquement inférieur à la référence, avec un écart d'environ $\frac{\Delta C_{em}}{2}$. Négligeable au couple nominal, cet écart peut devenir significatif à faible couple. Une bande d'hystérésis proportionnelle à la référence corrige ce problème en contrôle continu. Cependant, en contrôle échantillonné, la dynamique du couple peut amplifier l'erreur .

II.6 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION

Les tables de commutation déterminent le vecteur tension appropriée à chaque instant d'échantillonnage. Ce choix dépend de l'état des comparateurs de flux (*cflx*) et de couple (*ccpl*), ainsi que du secteur (*N*) où se situe le vecteur flux statorique dans le plan (α, β) . Différentes tables, correspondant à diverses stratégies de commutation, permettent d'ajuster les performances dynamiques du contrôle, notamment en termes de suivi des références de flux et de couple, et de réduction des ondulations de courant. [36]

II.6.1 Table de commutation pour les correcteurs à hystérésis à deux niveaux

Deux stratégies principales existent pour construire la table de commutation. La première utilise un correcteur à deux niveaux pour le contrôle du couple, limitant le contrôle à un seul sens de rotation. Seuls les vecteurs V_2 et V_3 sont alors utilisés pour modifier le flux statorique, tandis que la réduction du couple repose uniquement sur l'application des vecteurs nuls V_0 et V_7 :

<i>Couple</i>	<i>Flux</i>	N =1	N =2	N =3	N =4	N =5	N =6
<i>ccpl=1</i>	<i>cflx =1</i>	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	<i>cflx =0</i>	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
<i>ccpl =0</i>	<i>cflx =1</i>	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	<i>cflx =0</i>	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

Tableau II.1 Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux niveaux (avec les vecteurs tensions nuls).

Dans la deuxième stratégie de commande, ont choisi des vecteurs tensions non nuls pour décroître plus rapidement le couple électromagnétique. On peut avoir besoin d'augmenter ou diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de le maintenir constant.

<i>Couple</i>	<i>flux</i>	N =1	N =2	N =3	N =4	N =5	N =6
<i>ccpl =1</i>	<i>cflx =1</i>	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	<i>cflx =0</i>	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
<i>ccpl =0</i>	<i>cflx =1</i>	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
	<i>cflx =0</i>	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tableau II.2 Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux niveaux (avec les vecteurs tension non nuls).

II.6.2 Tables de commutation pour les correcteurs à hystérésis à trois niveaux

Les stratégies basées sur les tables précédentes limitent le fonctionnement au premier quadrant. Pour des performances dynamiques améliorées et un fonctionnement quatre quadrants, il faut utiliser les vecteurs V₅ et V₆, permettant une rotation bidirectionnelle du flux statorique. Une seconde stratégie privilégie le sens trigonométrique pour la rotation du moteur, utilisant V₂ et V₃ pour augmenter le couple, et V₅ et V₆ pour le diminuer.

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	N=1	N =2	N =3	N =4	N =5	N=6	<i>Contrôleur</i>
<i>cflx=0</i>	<i>ccpl=1</i>	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	<i>Deux Niveaux</i>
	<i>ccpl=0</i>	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	<i>ccpl= -1</i>	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	<i>trios niveaux</i>
<i>cflx =1</i>	<i>ccpl=1</i>	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	<i>Deux niveaux</i>
	<i>ccpl=0</i>	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	<i>ccpl= -1</i>	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	<i>Trois niveaux</i>

Tableau II.3 Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions nuls)

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Contrôleur
<i>cflx=0</i>	<i>ccpl=1</i>	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux Niveaux
	<i>ccpl=0</i>	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	<i>ccpl=-1</i>	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	
<i>cflx=1</i>	<i>ccpl=1</i>	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux Niveaux
	<i>ccpl=0</i>	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	<i>ccpl=-1</i>	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	
								trois niveaux

Tableau II.4 stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions non nuls)

II.7 STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

La figure (II.13) représente la structure complète du contrôle directe du couple de la MADA. Il s'agit d'une commande échantillonnée avec une période d'échantillonnage (T_e) très courte par rapport aux constantes de temps de la machine. Le vecteur tension est sélectionné à chaque période. La performance du contrôle, basé sur les consignes de couple et d'amplitude du flux statorique, dépend de la précision de leur estimation

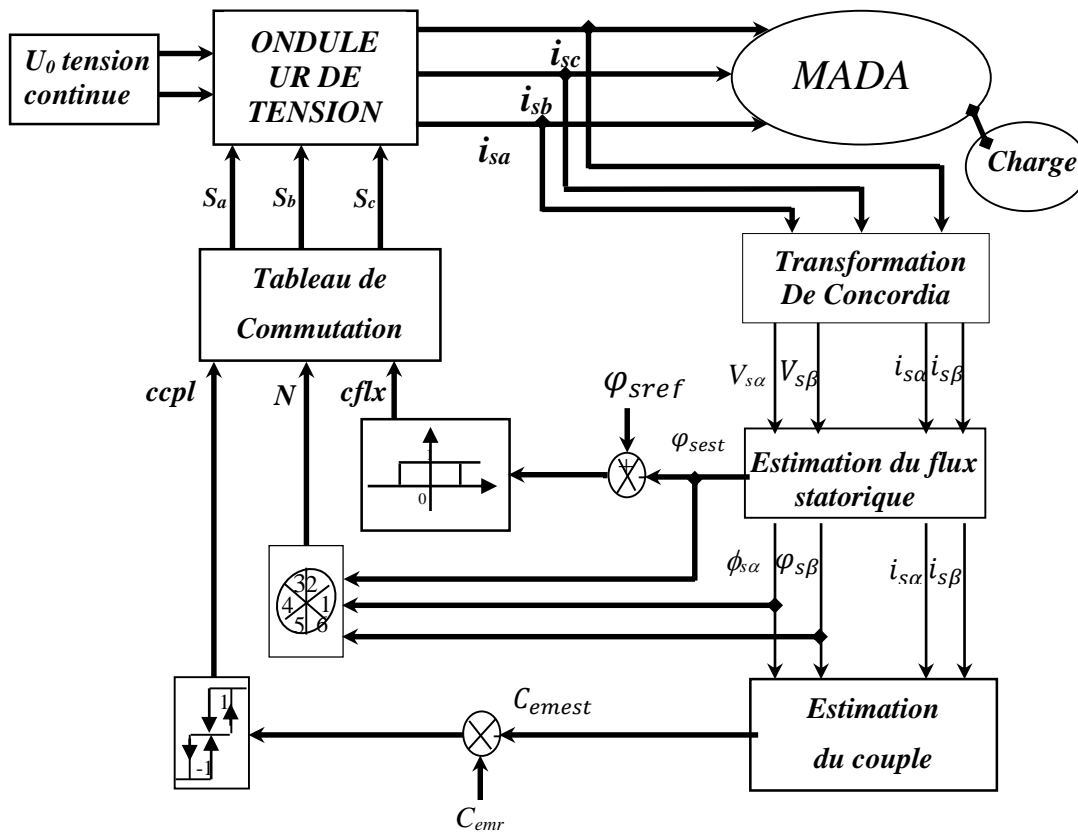


Figure II.13 Structure globale de la commande directe de couple.

II.8 CONTROLE DE VITESSE PAR REGULATEUR (IP)

Le régulateur IP, offrant de nombreux avantages tels que de hautes performances (faible dépassement, erreur statique nulle et bon rejet des perturbations), est fréquemment utilisé pour la commande des machines asynchrones. La figure suivante illustre la boucle de régulation de vitesse utilisant un régulateur IP.

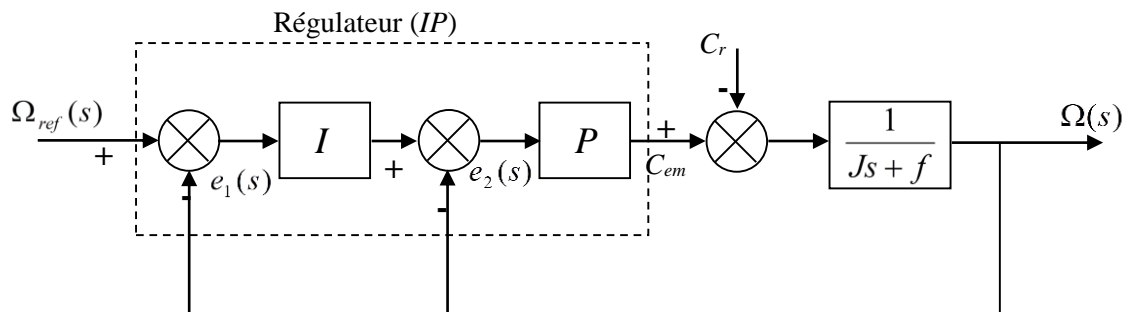


Figure II.14 Boucle de régulation de vitesse avec Régulateur IP

II.8.1 Conception au contrôle boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

II.8.1.1 Action intégrale

L'action intégrale réagit, lentement aux variations de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que subsiste une erreur positive (ou négative) l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.8.1.2 Action proportionnelle

- Si k_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît
- Si k_p est petit, la correction est lente. Il y a moins de risque d'oscillations.

II.8.2 Calcul de régulateur IP

Pour le réglage de la grandeur mécanique, un régulateur Intégral-Proportionnel (IP), dérivé du régulateur Proportionnel-Intégral (PI) classique, est utilisé. Son avantage réside dans l'obtention d'une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro.

$$H(s) = \frac{1}{\frac{J}{K_p K_i} s^2 + \frac{K_p + f}{K_p K_i} s + 1} \quad (II.45)$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients K_p, K_i . Deux méthodes peuvent être utilisées, compensation des pôles ou l'imposition des pôles qui sera utilisée dans la partie qui suit.

II.8.2.1 Méthode d'imposition des pôles

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisé par :

$$F(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2}s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{II.46})$$

Par analogie entre les expressions (II.9) et (II.10) on trouve :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_p K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p + f}{K_p K_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p = 2J\xi\omega_n - f \\ K_i = \frac{J\omega_n^2}{K_p} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs de ξ et ω_n pour déterminer les coefficients K_p et K_i .

II.9 CONCLUSION

Ce chapitre a présenté les fondements du contrôle direct de couple (DTC) pour la machine asynchrone doublement alimentée (MADA). Après une modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux, le principe du DTC a été détaillé, mettant en lumière la régulation indépendante et directe du flux et du couple grâce à une sélection appropriée des vecteurs de tension. L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique, éléments clés du DTC, a été expliquée, ainsi que le rôle des comparateurs à hystérésis et l'élaboration des tables de commutation. L'impact des paramètres de réglage, notamment les bandes d'hystérésis, sur les performances du contrôle a également été analysé. Enfin, l'intégration d'une boucle de régulation de vitesse utilisant un régulateur Intégral-Proportionnel (IP) a été présentée, soulignant ses avantages en termes de performances dynamiques.

Le chapitre suivant, consacré à l'application de la logique floue au DTC, permettra une étude comparative des performances des deux approches. Les résultats de simulation obtenus pour chaque stratégie seront alors présentés et analysés.

Chapitre III

COMMANDE PAR

LOGIQUE FLOUE DE LA

MADA

III.1 Introduction

La logique floue, qui fait partie du domaine plus large du traitement des incertitudes, est une des branches de l'intelligence artificielle. Son but est d'explorer et de représenter des connaissances qui ne sont pas précises, en utilisant un raisonnement approximatif. À ses débuts, elle a été considérée comme un sous-ensemble mathématique de la théorie de la logique traditionnelle. Par la suite, elle s'est intégrée dans les méthodes de contrôle intelligentes. Ce concept a été développé au milieu des années soixante à l'université de Berkeley en Californie par le professeur Lotfi Zadeh, qui a introduit les notions de variables linguistiques et d'ensembles flous[48]. Mamdani fut le premier à utiliser expérimentalement cette méthode de commande. La logique floue ne remplace pas les systèmes de régulation traditionnels ; elle les complète et est particulièrement utile lorsqu'il n'existe pas de modèle mathématique clair pour le processus à contrôler, ou quand celui-ci présente de grandes non linéarités ou imprécisions. De plus, la force de la logique floue réside dans sa capacité à gérer l'imprécis, l'incertain et le vague. Par conséquent, le succès de la commande utilisant la logique floue provient largement de sa faculté à convertir les stratégies de contrôle d'un opérateur compétent en un ensemble de règles linguistiques aisément compréhensibles [49]. Aujourd'hui, la logique floue est appliquée dans divers secteurs, comme la gestion, la médecine et le contrôle de systèmes. Dans ce dernier domaine, on peut mentionner la régulation de bras robotiques, de machines-outils, de réacteurs chimiques, de véhicules et d'appareils électroménagers.

D'une manière générale les avantages du contrôle par la logique floue sont :

- Facilité d'implémentation
- Solution de problèmes multi variables complexes
- Robustesse vis-à-vis des imprécisions
- Possibilité d'intégration du savoir de l'expert.

Ce chapitre va offrir un aperçu général de la théorie de la logique floue et de ses concepts fondamentaux. Ensuite, nous allons expliquer comment établir un régulateur flou et l'appliquer pour ajuster la vitesse de la MADA. Nous présenterons aussi des résultats de simulation et établirons une comparaison entre le régulateur PI traditionnel et le régulateur flou afin de démontrer l'amélioration du comportement dynamique de la vitesse de la MADA.

Nous présentons dans ce chapitre les concepts de la logique floue et nous décrivons tous les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension de cette technique. Nous détaillons ensuite les différentes phases de conception de contrôleurs flous des puissances active et réactive de la machine asynchrone double alimentation.

III.2. Systèmes flous

Les systèmes flous peuvent être vus comme des systèmes logiques, utilisant des règles linguistiques pour créer des liens entre les entrées et sorties. Leur première apparition remonte aux années soixante-dix, où ils ont été appliqués dans le contrôle des processus. Actuellement, au-delà de la commande, les systèmes flous trouvent

de nombreuses applications dans la modélisation, le diagnostic et la reconnaissance des formes. Afin de mieux saisir leur fonctionnement, nous allons présenter brièvement quelques concepts fondamentaux de ces systèmes, en particulier les variables linguistiques. [50]:

III.2. 1 La théorie des sous-ensembles flous

La théorie des ensembles flous, également appelés sous-ensembles flous, émise par ZADEH en 1965, a pour principe de base la notion d'appartenance d'un élément à un ensemble en logique booléenne classique, la caractéristique logique fondamentale d'un ensemble est la frontière, stricte, entre les éléments appartenant à l'ensemble et ceux qui en sont exclus. L'ensemble est alors parfaitement défini par sa fonction caractéristique ϕ à valeurs dans $\{0; 1\}$. en logique floue, en revanche, l'appartenance d'un élément à un sous-ensemble floue est décrite par une fonction d'appartenance .

On considère un ensemble de référence U. Un sous-ensemble flou A de ce référentiel U est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_A de U dans l'intervalle $[0 ; 1]$. A tout x de U, on associe une valeur $\mu_A(x)$ telle que $0 \leq \mu_A(x) \leq 1$. [51]

La fonction d'appartenance μ_A généralise le concept d'appartenance et la notion de fonction caractéristique, tel que définis sur un ensemble classique. Plusieurs fonctions d'appartenance, de forme géométrique variable, sont envisageables. On retrouve usuellement des fonctions simples, telles que des fonctions d'appartenance triangulaires, trapézoïdales, gaussiennes....

III.2.2 Variables linguistiques

Le rôle des variables linguistiques est essentiel dans le champ de la logique floue. Comme son nom l'indique, une variable linguistique repose sur des mots ou des phrases plutôt que sur des chiffres.

En général, pour décrire un événement, un phénomène ou un processus, on utilise souvent des termes vagues comme « un peu, beaucoup, fréquemment, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit, » etc. Ces termes constituent ce qu'on nomme des variables linguistiques dans la logique floue.

On peut illustrer une variable linguistique par un triplet (V, X, T_v) . Ici, V désigne une variable numérique (telles que Vitesse, Taille, Température) qui est définie dans un univers de référence X, tandis que T_v représente un ensemble de catégories floues de X, servant à qualifier V par le biais de fonctions d'appartenance [52].

Prenons comme exemple la vitesse de rotation d'un moteur électrique, considérée comme une variable linguistique sur un univers de discours $X = [0, 100]\text{rad/s}$, et son ensemble de catégories floues $T_v = (\text{Lente}, \text{Rapide}, \text{Moyenne})$. Ces trois ensembles flous de vitesse peuvent être représentés par des fonctions d'appartenance comme le montre la figure (III.1) [51].

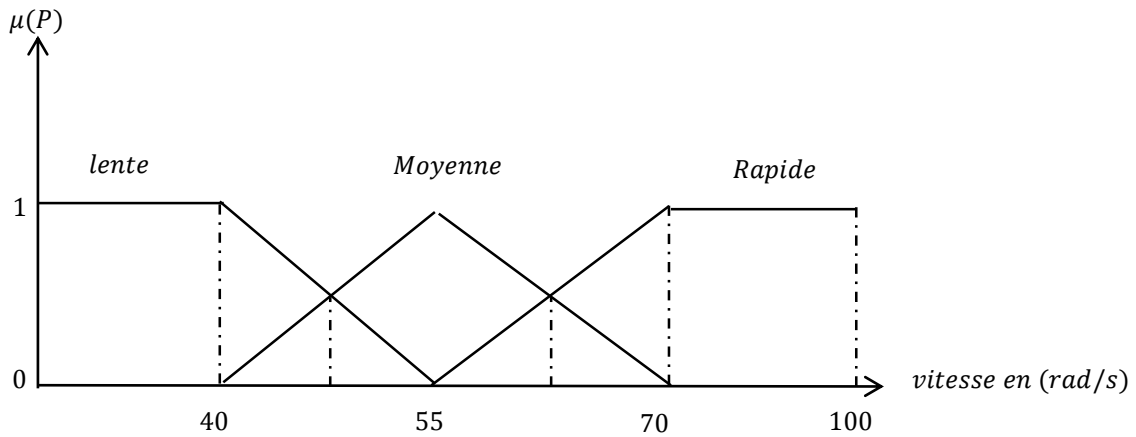


Figure III.1 Représentation graphique des termes linguistiques.

III.2.3 Opérations sur les ensembles flous

Les manipulations (opérations) sur les ensembles flous représentent une généralisation des opérations habituelles appliquées aux ensembles traditionnels. Cela permet d'illustrer des combinaisons logiques entre des concepts flous, ce qui équivaut à effectuer des calculs basés sur des degrés de vérité. En effet, lorsque les valeurs d'appartenance se limitent à 0 et 1, les opérateurs flous (tels que Et, Ou, négation, etc.) devraient produire des résultats identiques à ceux des opérateurs classiques. [53].

III.2.3.1 Egalité

Deux ensembles flous A et B de X sont égaux ($A=B$) si leurs fonctions d'appartenance prennent la même valeur pour tout élément de X :

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \forall x \in X. \text{ Si } \exists x \text{ Tel que } \mu_A(x) \neq \mu_B(x) \Rightarrow A \neq B \quad (\text{III.1})$$

III.2.3.2 Inclusion

Soit deux ensembles flous, A et B de X . L'ensemble A est inclus dans le l'ensemble B , ($A \subseteq B$), si leurs fonctions d'appartenance sont telles que :

$$\forall x \in X; \mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad (\text{III.2})$$

III.2.3.3 Intersection

L'opérateur logique correspondant à l'intersection d'ensembles est le ET. Le degré de vérité de la proposition « A ET B » est le minimum des degrés de vérité de A et de B :

$$\forall x \in X; \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.3})$$

III.2.3.4 Union

L'opérateur logique correspondant à l'union d'ensembles est le OU. Le degré de vérité de la proposition " A OU B " est le maximum des degrés de vérité de A et de B .

$$\forall x \in X; \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (\text{III.4})$$

III.2.4 Fonction d'appartenance

Un ensemble flou est identifié par sa fonction d'appartenance, qui correspond à ce que l'on appelle la

fonction caractéristique en logique classique.

Cette fonction permet d'évaluer dans quelle mesure un élément fait partie de l'ensemble flou [43]. En général, la fonction d'appartenance d'un ensemble flou est notée $\mu_E(x)$. L'argument E se rapporte à la variable en question, tandis que l'indice A désigné l'ensemble concerné. Il existe différentes formes de fonctions d'appartenance, comme [54]:

- a) Fonction triangulaire.
- b) Fonction trapézoïdale.
- c) Fonction gaussienne.

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire.

La figure (III.2) donne quelques fonctions d'appartenance

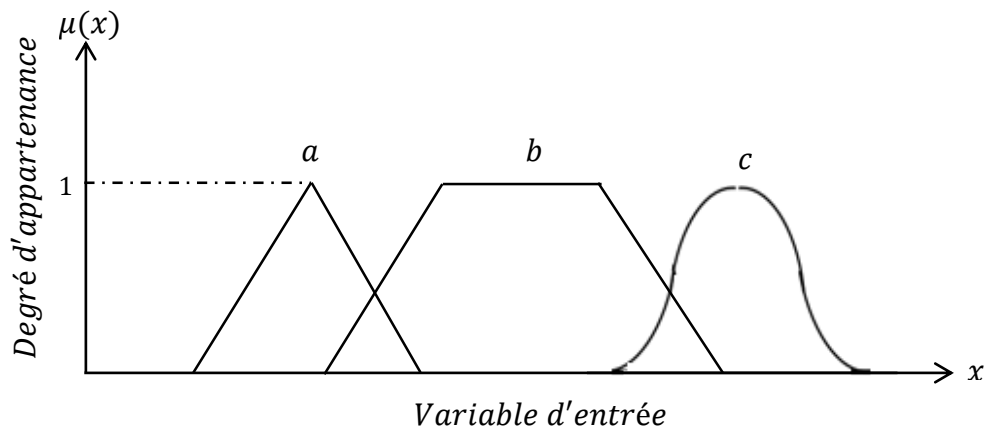


Figure III.2 Exemple de fonctions d'appartenance.

III.3 Structure interne d'un système flou

Le fonctionnement interne d'un système flou repose sur la structure présentée par la figure (III. 3) qui inclut quatre blocs:

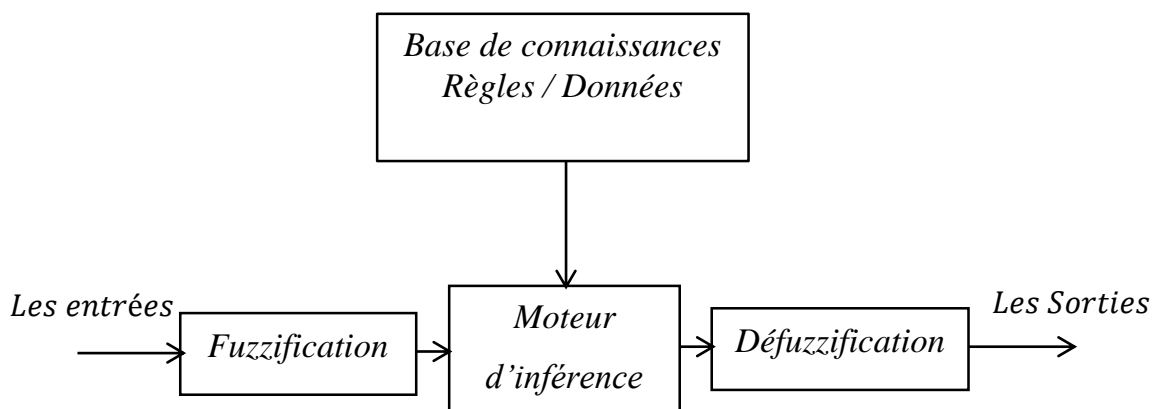


Figure III.3 Structure interne d'un système flou.

La structure interne d'un système flou peut être décomposée en quatre modules :

Le premier module traite les entrées du système on appelle Fuzzification, l'opération qui consiste à transformer une grandeur numérique en une grandeur floue.

Le deuxième module est la base de connaissances, elle contient les définitions des fonctions d'appartenance (formes et paramètres) associées aux variables d'entrée/sortie ainsi que l'ensemble des règles

floues.

Le troisième module est constitué du moteur d'inférence et de la base de règles. Celle-ci est constituée de règles de type : (Si..., Alors...) et va permettre de passer des degrés d'appartenance des grandeurs d'entrées aux degrés d'appartenance aux sous-ensembles floue de la grandeur de commande. Le moteur d'inférence, lui, va permettre de générer une conclusion à partir des entrées et des règles actives. Il calcule alors les degrés d'appartenance aux sous-ensembles floue correspondant la commande du système.

Le dernier module l'interface de Défuzzification, cette opération est consisté à transformer une grandeur floue en une grandeur numérique

Plusieurs stratégies de Défuzzification existent, les plus utilisées sont : (Méthode du centre de gravité, Méthode des hauteurs pondérées, Méthode de la moyenne des maximums) : [55] [56].

III.3.1 Fuzzification

C'est une opération qui consiste à transformer les données numériques d'un phénomène à des valeurs linguistiques sur un domaine normalisé qui facilite le calcul. A partir de ces domaines numériques appelés univers de discours et pour chaque grandeur d'entrée ou de sortie, on peut calculer les degrés d'appartenance aux sous-ensembles flous de la variable linguistique correspondant.

Les opérateurs utilisés dans la commande floue agissent sur les sous-ensembles flous, ainsi, il est nécessaire de transformer les variables non floues provenant du monde extérieur en sous-ensembles flous. Ceci est faisable avec l'opérateur de Fuzzification qui associe à une mesure de la variable x_0 une fonction d'appartenance particulière $\mu_{x_0}(x)$.

Le choix de l'opérateur dépend de la confiance que l'on accorde aux mesures effectuées.

➤ Cas où la mesure de la variable x_0 est exacte

Dans ce cas, le sous-ensemble flou doit être représenté par un fait précis. Par conséquent, on utilise comme opérateur de Fuzzification la transformation dite du singleton. La fonction d'appartenance de ce sous-ensemble flou est alors définie par:

$$\mu_{x_0}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

La figure (III. 4) montre l'aspect de cette fonction d'appartenance. Le sous-ensemble flou réalisé par cette méthode ne contient ainsi que l'élément x_0 .

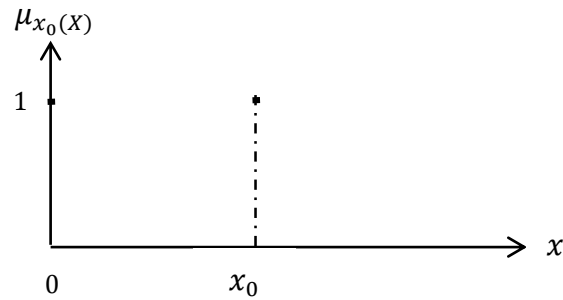


Figure III.4 Méthode de Fuzzification pour une mesure exacte.

➤ **Cas où la mesure de la variable x_0 est incertaine**

Dans ce cas, le sous-ensemble doit être représenté par un fait imprécis. On utilise alors une méthode de Fuzzification qui associe à la variable mesurée x_0 une fonction d'appartenance telle que, par exemple:

$$\mu_{x_0}(x) = \max\left\{0; 1 - \frac{|x-x_0|}{\mu_{min}}\right\} \quad (\text{III.6})$$

Cette fonction d'appartenance est illustrée dans la figure (II. 5), le sous-ensemble flou comprend la mesure x_0 avec une appartenance unité ainsi que les valeurs voisines de x_0 avec une appartenance inversement proportionnelle à l'écart avec x_0 .

La base du triangle figure (III. 5), est fonction de l'importance des erreurs de mesure.

En effet, plus les erreurs sont importantes, plus la mesure de la variable x_0 devient imprécise, et donc plus le triangle doit s'élargir.

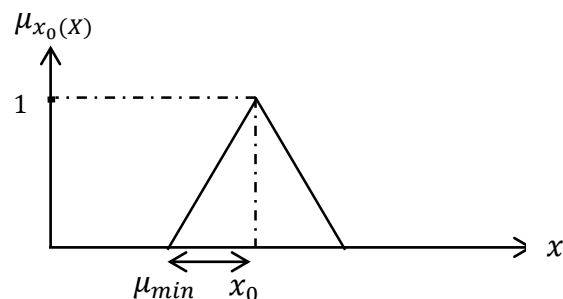


Figure III.5 Méthode de Fuzzification pour une mesure incertaine.

III.3.2 Base de connaissances

La création d'une base de connaissances est une étape clé dans la construction de systèmes experts. Elle inclut à la fois la base de données et les règles floues.

➤ **La base de données**

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

➤ **La base des règles floues**

Elle comprend des règles floues qui définissent comment le système doit se comporter. Ces directives peuvent être données par un spécialiste ou dérivées de données numériques. Dans les deux

situations, ces règles se présentent sous la forme « Si condition Alors résultat ».

$$R_i: Si x_1 \text{ est } A_1^i \text{ et } \dots \text{ et } x_n \text{ est } A_n^i \text{ Alors } u_i \text{ est } B^i$$

Avec :

$[x_1 \dots x_n]$: Les entrées du régulateur.

u_i : La sortie du régulateur.

Chaque régulateur activé donne un sous-ensemble flou de sortie.

Il y a plusieurs formes de Si Alors la forme générale est : Si (un ensemble de conditions est satisfait) Alors (un ensemble de conséquences peut être exécuté) [57].

III.3.3 Moteur d'inférence floue

C'est un système de prise de décision. Celui-ci permet de faire un choix à partir d'un fait observé en utilisant des règles floues, en tirant parti du raisonnement approximatif. Dans le cadre des inférences d'un régulateur utilisant la logique floue, les opérateurs ET et OU jouent un rôle essentiel. L'opérateur ET est utilisé pour les variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur OU relie les différentes règles entre elles. Plusieurs techniques existent pour appliquer ces opérateurs dans une inférence, en relation avec les fonctions d'appartenance, comme mentionné [58].

Pour le réglage par logique floue, on utilise en général l'une des trois méthodes suivantes :

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

III.3.3.1 Méthode d'inférence max-min (méthode de Mamdani)

A ne pas confondre avec les opérateurs logiques min-max avec la méthode d'inférence max-min le mot ALORS est représentée par l'opération minimum de la valeur de la règle et de la fonction d'appartenance considérée de la sortie. Ainsi la règle :

Si e est P ET Δe est Z ALORS μ est P est traduite par la surface hachurée de la figure (III.6) qui représente la fonction d'appartenance partielle.

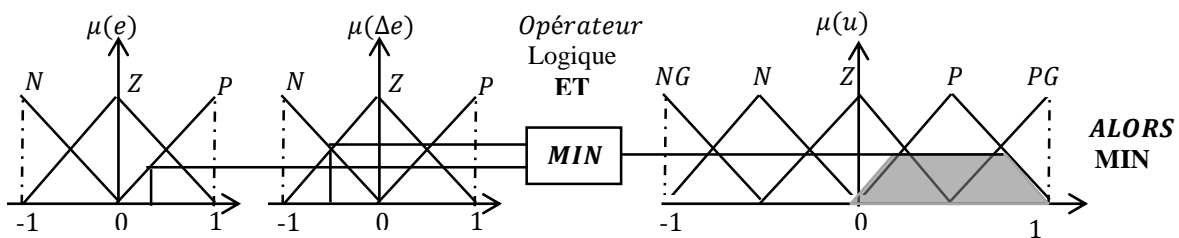


Figure III.6. Définition de ALORS dans la méthode d'inférence max-min.

Par ailleurs l'interaction entre les règles sera nommée OU ainsi, on considère que les deux règles suivantes

Si e est Z ET Δe est N ALORS μ est N

Si e est P ET Δe est Z ALORS μ est P

Se lisent :

Si e est Z ET Δe est N ALORS μ est N OU

Si e est P ET Δe est Z ALORS μ est P

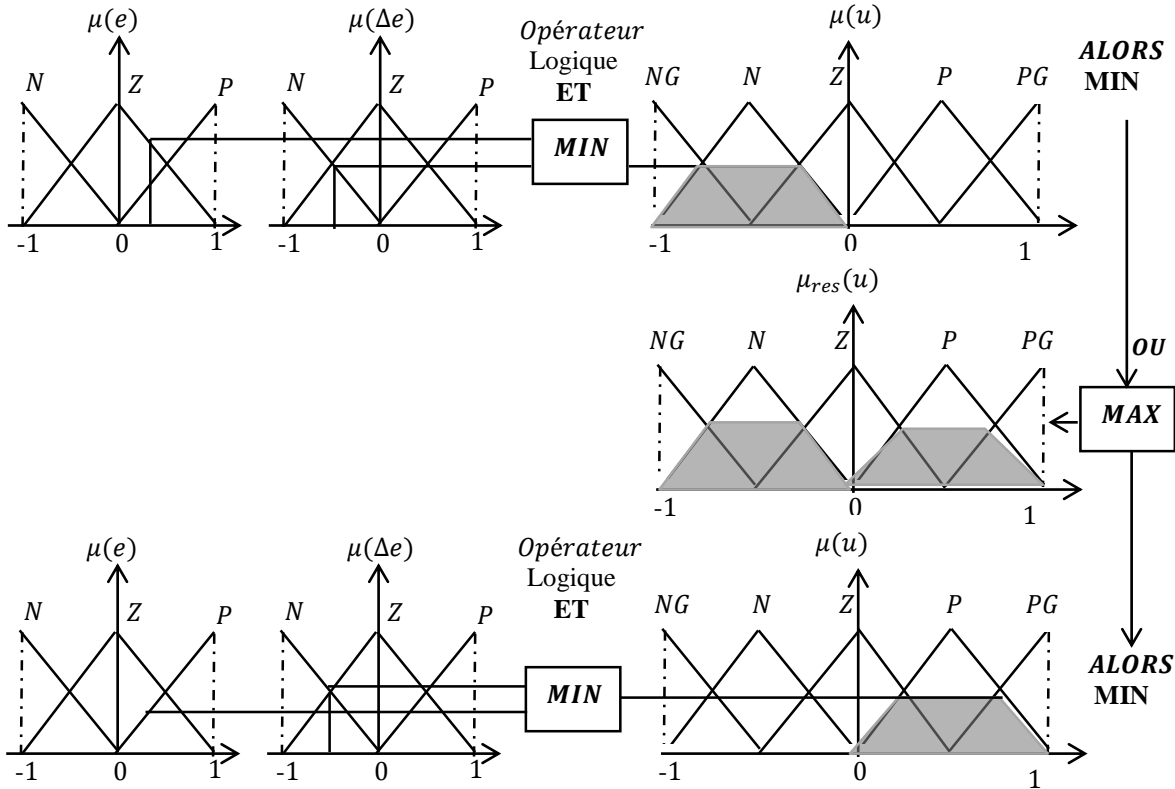


Figure III.7 Définition de OU dans la méthode d'inférence max-min.

L'application de l'ensemble des règles donne la fonction d'appartenance partielle représentée sur la figure (III.8):

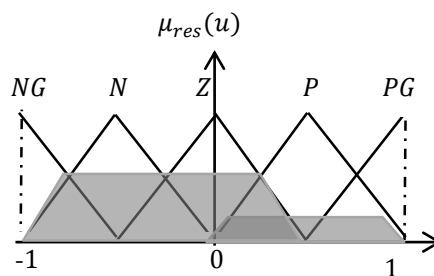


Figure III.8 Fonction d'appartenance résultante.

III.3.3.2 Méthode d'inférence max - produit (méthode de Larsen)

La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur «ET » par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par « ALORS » est réalisée par la formation du

produit. L'opérateur « OU », qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum. Ce résultat est illustrée sur la figure (III.9)

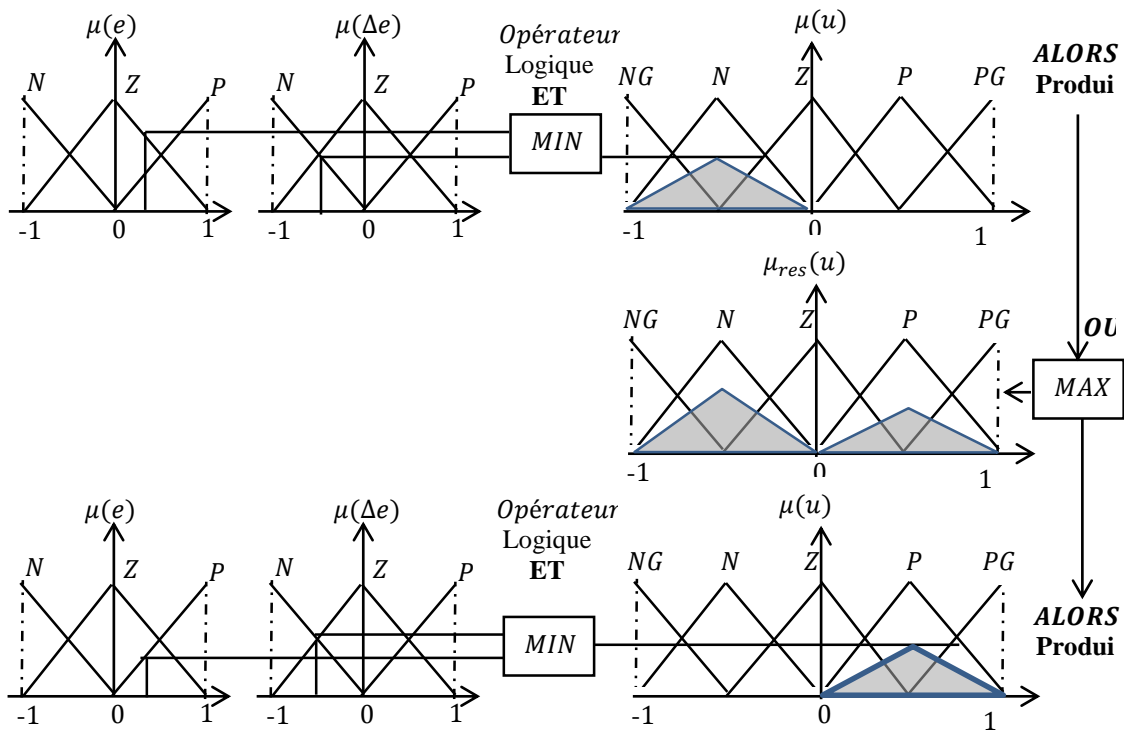


Figure III.9 Définition de OU dans la méthode d'inférence max-prod.

III.3.3.3 Méthode d'inférence somme-prod

Proche de la méthode précédente, il doit remplacer la traduction de ALORS par la somme des fonctions d'appartenance partielles.

Le tableau suivant résume la façon utilisée par ces trois méthodes d'inférence pour représenter les trois opérateurs de la logique floue. « Et, Ou et Alors »

Opérateur flous méthodes d'inférences	ET	OU	ALORS
Max-Min	Minimum	Maximum	Minimum
Max-Prode	Minimum	Maximum	Produit
Somme- prode	Produit	Moyenne	Produit

Tableau (III.1) : Méthodes usuelles de l'inférence floue

III.3.4 Défuzzification

La défuzzification est la dernière étape dans la commande floue. Elle consiste à transformer les informations floues établies par le mécanisme d'inférence en une grandeur physique ou numérique pour définir la loi de commande du processus. Plusieurs méthodes ont été élaborées pour faire cette opération. La méthode de défuzzification choisie est souvent liée à la puissance de calcul du système flou.

Parmi les plus couramment utilisées, on cite :

➤ **La méthode du centre de gravité :**

Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue. Elle génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation suivante : [59]

$$dU_n = \frac{\int x \mu_{reg}(x) dx}{\int \mu_{reg}(x) dx} \quad (\text{III.7})$$

L'intégrale du numérateur donne le moment de la surface, tandis que l'intégrale du dénominateur donne la surface de la fonction d'appartenance $\mu_{reg}(x)$. Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue, (car elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision), malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants.

➤ **Méthode par valeur maximum**

Cette méthode est bien plus facile. La sortie est déterminée en sélectionnant l'abscisse correspondant au point maximum de la fonction d'appartenance.

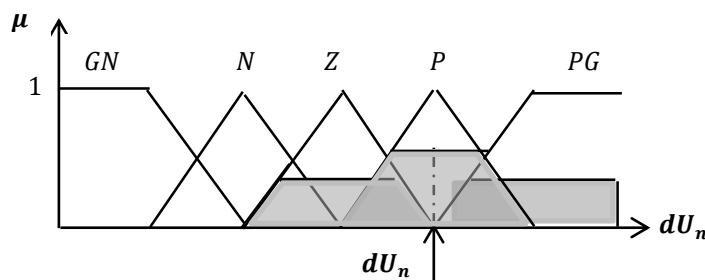


Figure III.10 Défuzzification par valeur maximum.

➤ **Méthode des hauteurs pondérées**

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas. Dans ce cas, on choisit des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des singletons, et on aboutit à une simplification notable de la détermination de l'abscisse du centre de gravité.

L'abscisse du centre de gravité se calcule alors à l'aide de la relation suivante :

$$U_i = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \mu_{ri}(x)}{\sum_{i=1}^n \mu_{ri}(x)} \tag{III.8}$$

Ou :

n : Nombre des règles.

μ_{ri} : Représente le degré d'activation de la règle r_i

u_i : Abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie.

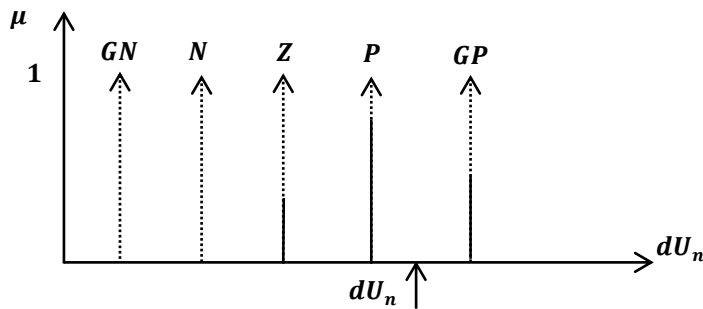


Figure III.11 Defuzzification par la méthode des hauteurs pondérées.

III. 4 Application de la commande par Logique floue de la MADA :

Nous allons maintenant lustrer les principes du contrôleur flou l'exemple de la régulation de vitesse de la machine asynchrone double alimentation de conception d'un contrôleur flou passe toujours par trois stades que nous allons détailler successivement comme le montre la figure (III.12)

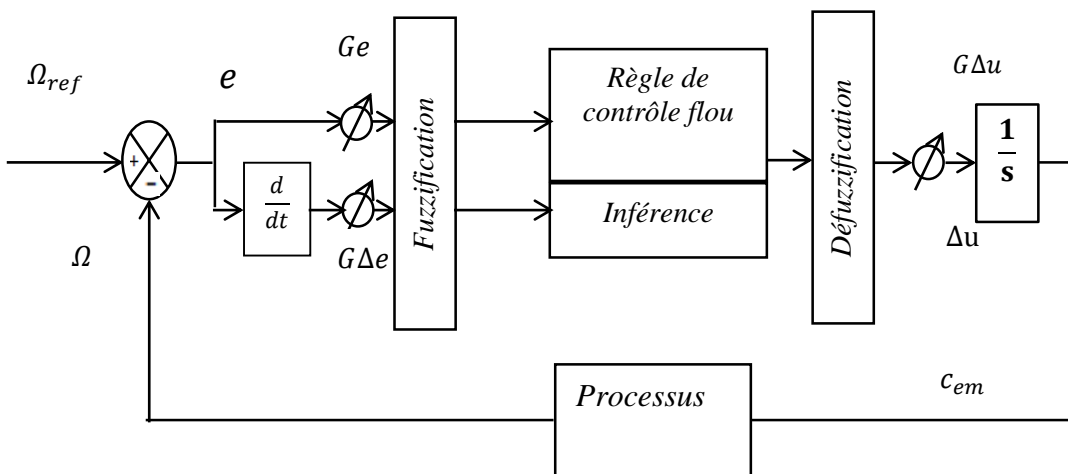


Figure III.12 Structure du Régulateur de vitesse par logique floue

Dans le schéma ci -dessus, Les entrées du régulateur flou sont calculées à l'instant k de la manière suivante :

e : Erreur, elle est définie par :

$$e(k) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k) \tag{III.9}$$

Δe : La dérivée de l'erreur, elle est approchée par :

$$\Delta e(k) = \frac{e(k) - e(k-1)}{T_e} \quad (\text{III. 10})$$

T_e : étant la période d'échantillonnage.

La sortie du régulateur est donnée par

$$C_{em}(k) = C_{em}(k-1) - \Delta u(k) \quad (\text{III.11})$$

Les gains $G_e, G_{\Delta e}, G_u$ sont des gains qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans changer la structure floue. Ils servent à transformer les valeurs physiques des entrées dans un domaine normalisé [-1 1] on appelle univers de discours.

1^{ère} étape : Fuzzification :

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure (III.13)

Les grandeurs sont normalisées dans un Univers de discours en sept classes.

EZ : Egale zéro, NP : Négatif petit, PP : Positif petit, NM : Négatif moyen, PM : Positif moyen, NG : Négatif grand, PG : Positif grand.

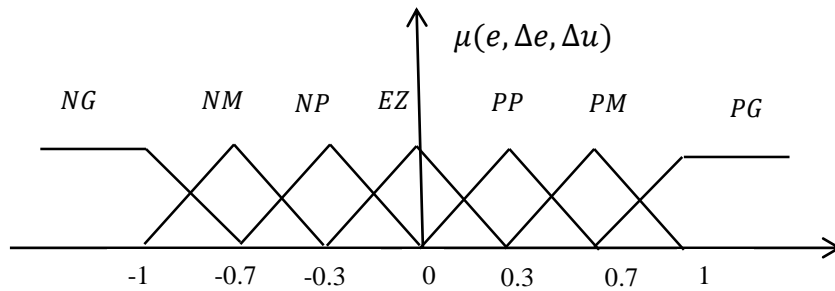


Figure III.13 Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée, Δe et de sortie Δu .

2^{ème} étape : Inférence

La stratégie de commande dépend essentiellement des inférences (règles). Pour notre cas nous avons la condition pour chaque règle:

Si (e est NG) et (Δe est NG) Alors Δu est NG

Si (e est NG) et (Δe est NM) Alors Δu est NG

Si (e est NG) et (Δe est NP) Alors Δu est NG

Si (e est NG) et (Δe est EZ) Alors Δu est NG

Si (e est NG) et (Δe est PP) Alors Δu est NM

Si (e est NG) et (Δe est PM) Alors Δu est PM

Si (e est NG) et (Δe est PG) Alors Δu est EZ

Pour simplifier la description des inférences on utilise une matrice d'inférence voir tableau.

$e / \Delta e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau III. 2 : base des réglages des régulateurs de la vitesse.

La méthode d'inférence retenue est la méthode (Max-Min) vu qu'elle est facile à implanter.

3^{ème} étape : Défuzzification

Pour la défuzzification, on utilise la méthode du centre de gravité on obtient :

$$dC_{em} = \frac{\sum_{i=1}^n \mu(dC_{em_i}) dte_i}{\sum_{i=1}^n \mu(dC_{em_i})} \quad (\text{III. 12})$$

n : les nombres des règles.

III .5. Les Avantages et Les Inconvénients du régulateur par logique flou

Le réglage par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et désavantages essentiels.

Les Avantages

- 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 microprocesseurs ou PC (solution logicielle), soit pour circuit intégrés (processeur dédiés, solution, matérielle). [60]

Les inconvénients

- 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).
- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable).
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.

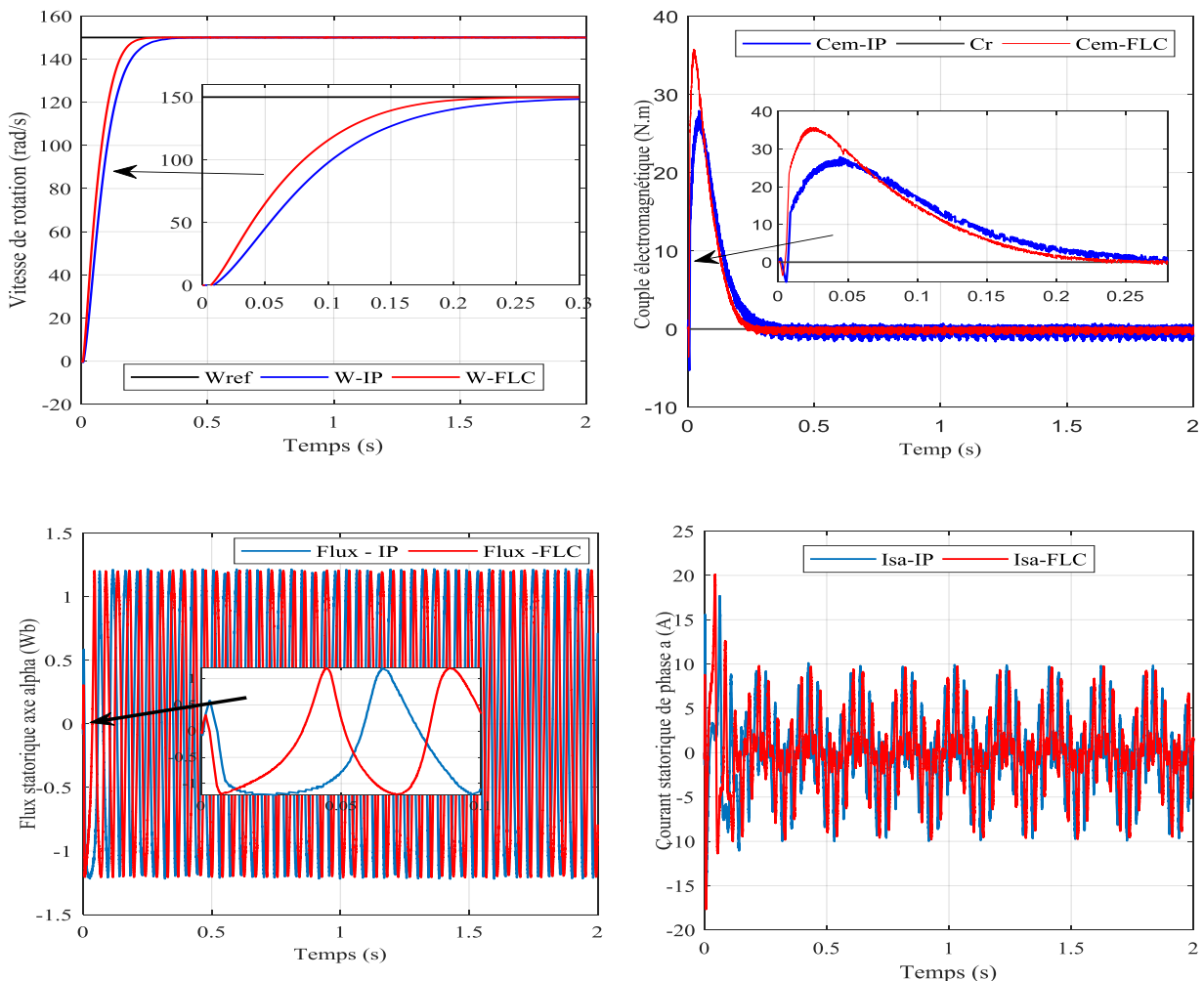
- La précision de réglage souvent peu élevée.
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible)

III.6 Résultats de simulations

Ce chapitre analyse en profondeur le comportement de la commande DTC (Direct Torque Control) appliquée à la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA), en considérant l'utilisation de deux types de contrôleurs distincts : un contrôleur Intégral Proportionnel (IP) et un contrôleur basé sur la logique floue. Dans le cadre de cette étude, le stator de la machine est connecté directement au réseau électrique, caractérisé par une tension de 220 V et une fréquence de 50 Hz, tandis que le rotor est alimenté séparément avec une tension de 20 V et une fréquence de 5 Hz. Les paramètres détaillés et spécifiques de la machine utilisée dans cette analyse sont présentés en Annexe 1. Dans ce chapitre, nous présentons une comparaison approfondie entre deux stratégies de régulation de vitesse appliquées à la commande directe du couple (DTC) : le régulateur IP et le régulateur à logique floue. L'objectif est d'identifier la solution la plus performante, en évaluant les réponses dynamiques et statiques de chaque régulateur à travers différents scénarios de fonctionnement.

Scénarios de tests réalisés

III.6.1 Suivi de consigne (vitesse fixe)



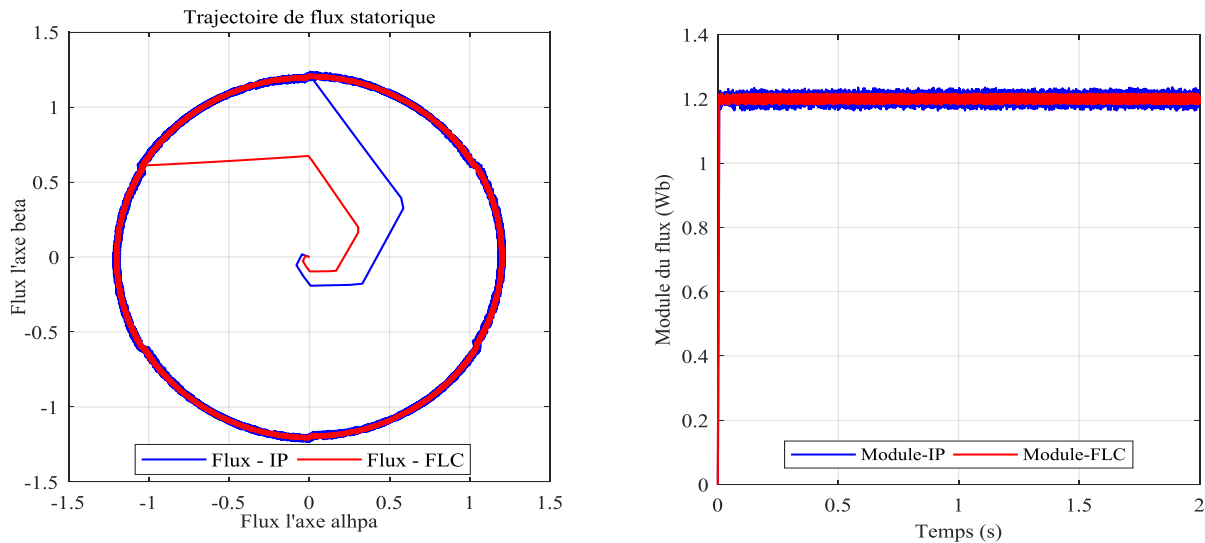


Figure III.14 Résultats de simulation du commande DTC de la MADA pour Les deux régulateurs avec Suivi de consigne.

Le premier essai consiste à appliquer un échelon de vitesse de 150 rad/s et à observer le comportement de la machine lors du démarrage à vide et du maintien d'une vitesse constante. Après l'application d'un échelon de consigne de 150 rad/s, la vitesse de la machine doit augmenter rapidement pour atteindre la valeur imposée avant de se stabiliser. Avec une régulation par un contrôleur proportionnel-intégral (IP), le temps de montée est généralement correct, un léger dépassement est observé, suivi d'une stabilisation rapide. En revanche, l'utilisation d'une régulation par logique floue permet un temps de montée plus court, un et une stabilité accrue.

Concernant le couple électromagnétique, celui-ci présente un pic initial (appelé couple de démarrage) pour accélérer la machine, avant de diminuer pour se stabiliser proche de zéro en régime permanent (à vide). Avec un contrôleur IP, le pic de couple est souvent plus prononcé, accompagné d'éventuelles oscillations transitoires, tandis que la logique floue modère ce pic et amortit plus rapidement les oscillations.

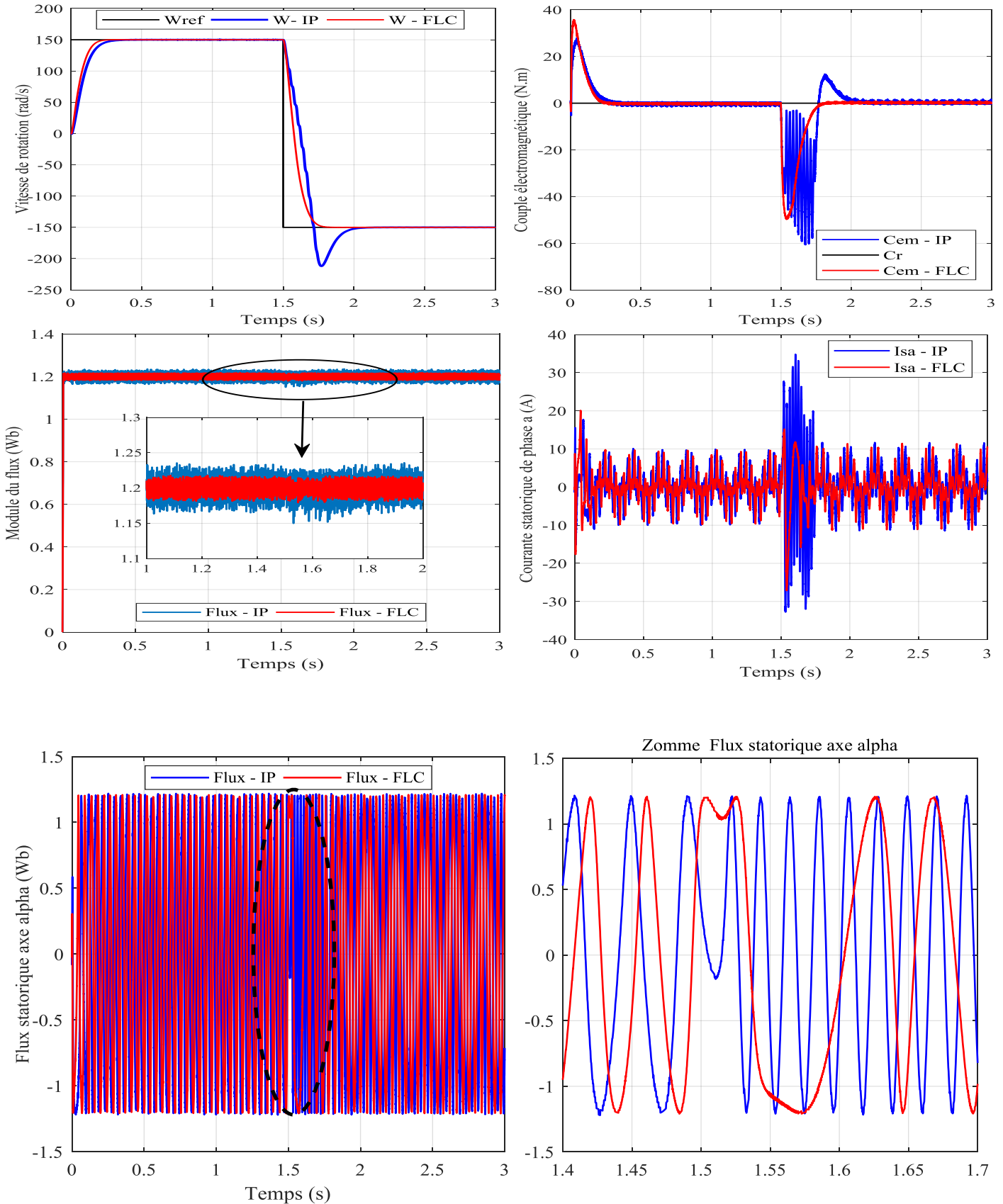
Le flux statorique, quant à lui, doit rester proche de sa consigne avec de faibles ondulations. Le contrôleur IP génère des ondulations modérées, alors que la logique floue réduit ces dernières et améliore la régulation.

Concernant le courant statorique, un fort courant d'appel est observé au démarrage, suivi d'une diminution en régime permanent. Avec un contrôleur IP, le pic de courant est généralement plus élevé, tandis que la logique floue permet un pic plus faible et un retour rapide à la normale.

Enfin, la trajectoire du flux statorique doit être la plus circulaire possible, ce qui témoigne d'un contrôle efficace. Avec un contrôleur IP, cette trajectoire peut être légèrement déformée, alors que la logique floue offre une trajectoire quasi circulaire avec moins d'ondulations, garantissant ainsi une meilleure performance globale du système.

III.6.2 Variation de vitesse (inversion du sens de rotation)

Ce test vise à évaluer la capacité du système à inverser rapidement le sens de rotation, en passant de 150 rad/s à -150 rad/s à $t = 1,5$ s.



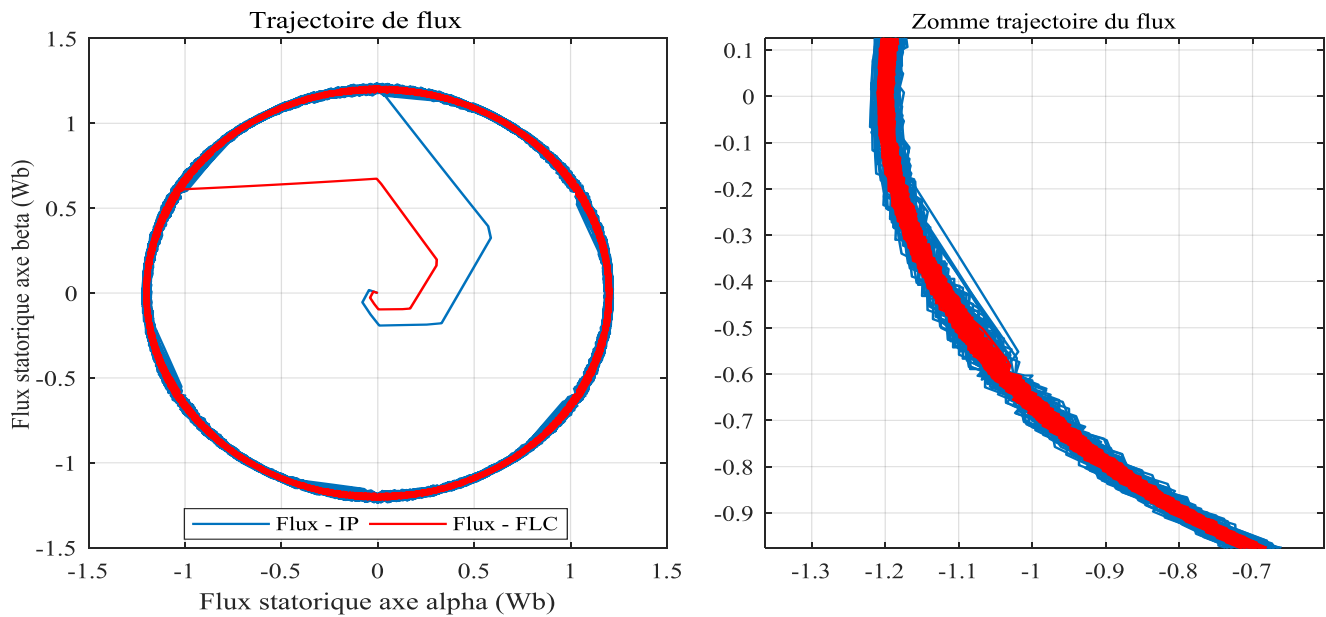


Figure III.15 Résultats de simulation du commande DTC de la MADA pour Les deux régulateurs avec inversion du sens de rotation.

Lors de l'inversion du sens de rotation, plusieurs comportements spécifiques sont attendus dans le système :

Vitesse : L'objectif est d'obtenir un passage rapide de $+150$ rad/s à -150 rad/s à $t = 1,5$ s, avec un temps de réponse court et un dépassement limité. Avec un contrôleur IP, le temps de réponse est généralement correct, mais cela peut entraîner un dépassement ou des oscillations. En revanche, avec une logique floue, on peut obtenir un temps de réponse plus court et des performances dynamiques améliorées.

Couple électromagnétique : Un pic de couple négatif significatif est attendu lors de l'inversion pour décélérer et inverser la rotation. Avec un contrôleur IP, ce pic peut être plus important, mais le retour au régime normal sera plus long. En utilisant la logique floue, le pic est modéré, permettant un amortissement plus rapide.

Flux statorique : Le flux doit rester stable autour de la consigne durant la transition. Avec un contrôleur IP, des ondulations peuvent apparaître lors de l'inversion, tandis qu'une approche par logique floue favorise une meilleure stabilité du flux.

Courant statorique : Un pic de courant est attendu lors de l'inversion, suivi d'un retour à la normale. Avec un contrôleur IP, ce pic est généralement plus élevé, alors qu'avec la logique floue, il est moins prononcé.

Module et trajectoire du flux : Lors de l'inversion, une légère déformation du flux est anticipée, mais un retour rapide à une trajectoire circulaire est souhaité. Avec le contrôleur IP, la déformation peut être plus marquée, tandis que la logique floue permet un retour plus rapide à l'état normal.

III.6.3 Variation du couple de charge

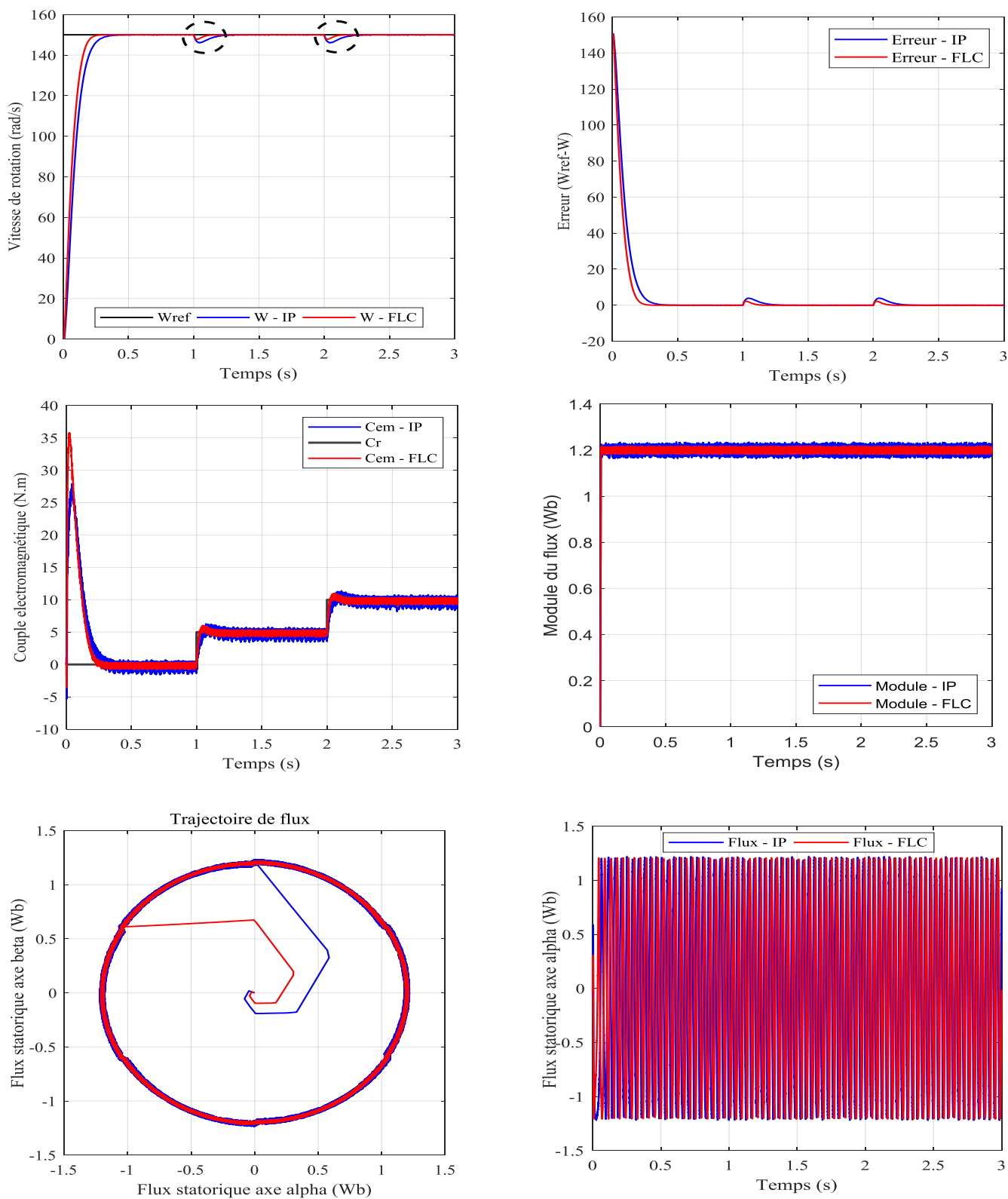
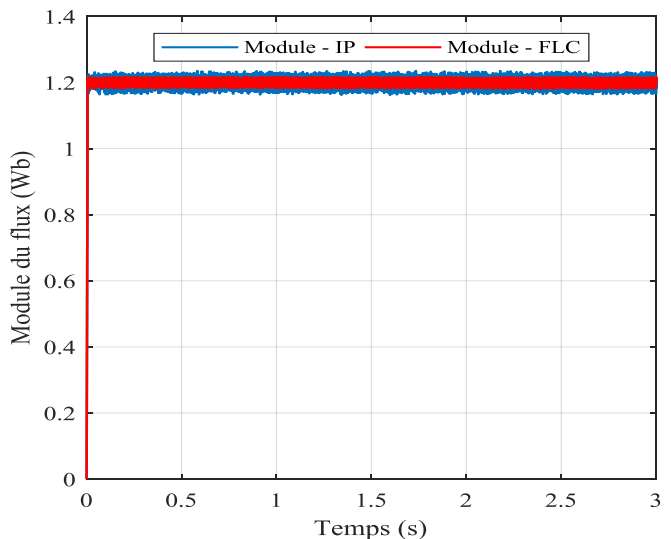
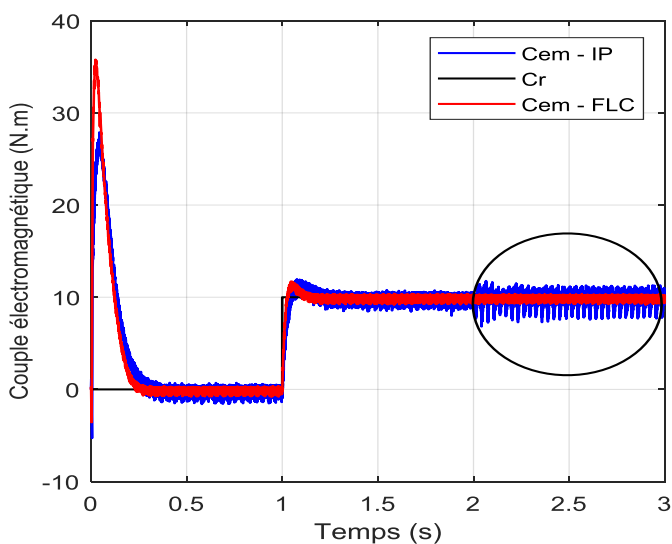
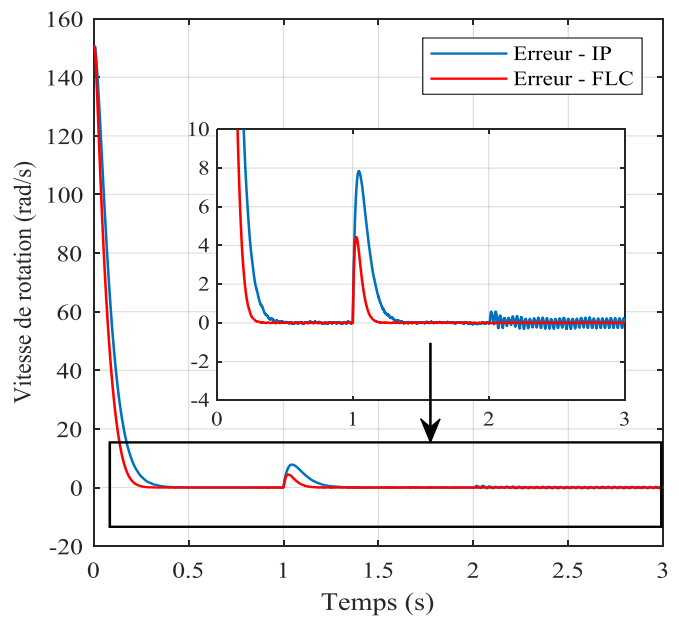
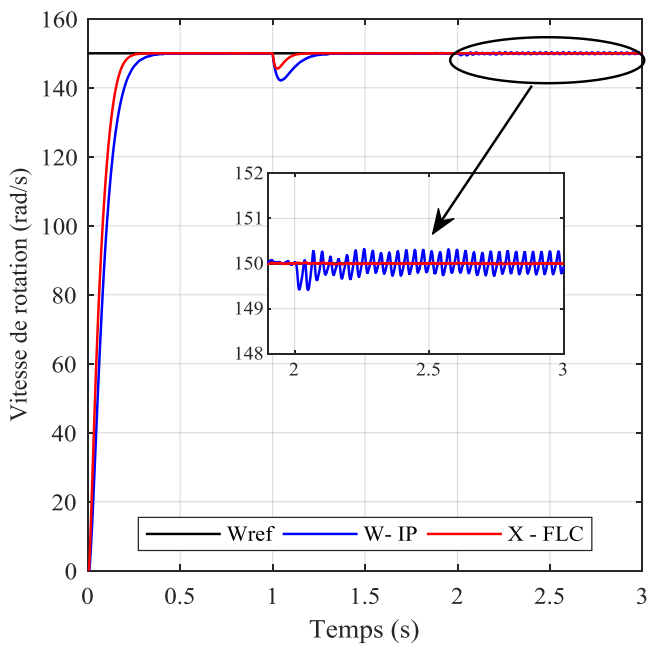


Figure III.16 Résultats de simulation du commande DTC de la MADA pour Les deux régulateurs avec Variation du couple de charge

La robustesse face aux perturbations est analysée en appliquant un couple de charge de 5 N·m à $t = 1$ s, suivi d'une augmentation à 10 N·m à $t = 2$ s

Les résultats montrent une meilleure performance de la logique floue face à la perturbation. L'application de la charge induit une chute de vitesse plus prononcée et une récupération plus lente avec le contrôleur IP qu'avec la logique floue, qui se rapproche du comportement attendu. Le couple électromagnétique généré par le contrôleur IP présente des oscillations plus importantes que celui de la logique floue, qui offre une réponse plus lisse et une meilleure compensation. De même, le flux statorique est mieux maintenu avec la logique floue, subissant moins de perturbations que le contrôle IP. Enfin, l'augmentation du courant statorique nécessaire pour compenser la charge est plus courte avec la logique floue, limitant les surintensités observées avec le contrôle IP. L'analyse du module et de la trajectoire du flux confirme la robustesse de la logique floue : la perturbation est plus courte et le retour à une trajectoire circulaire plus rapide qu'avec le contrôle IP.

III.6.4 Test de robustesse



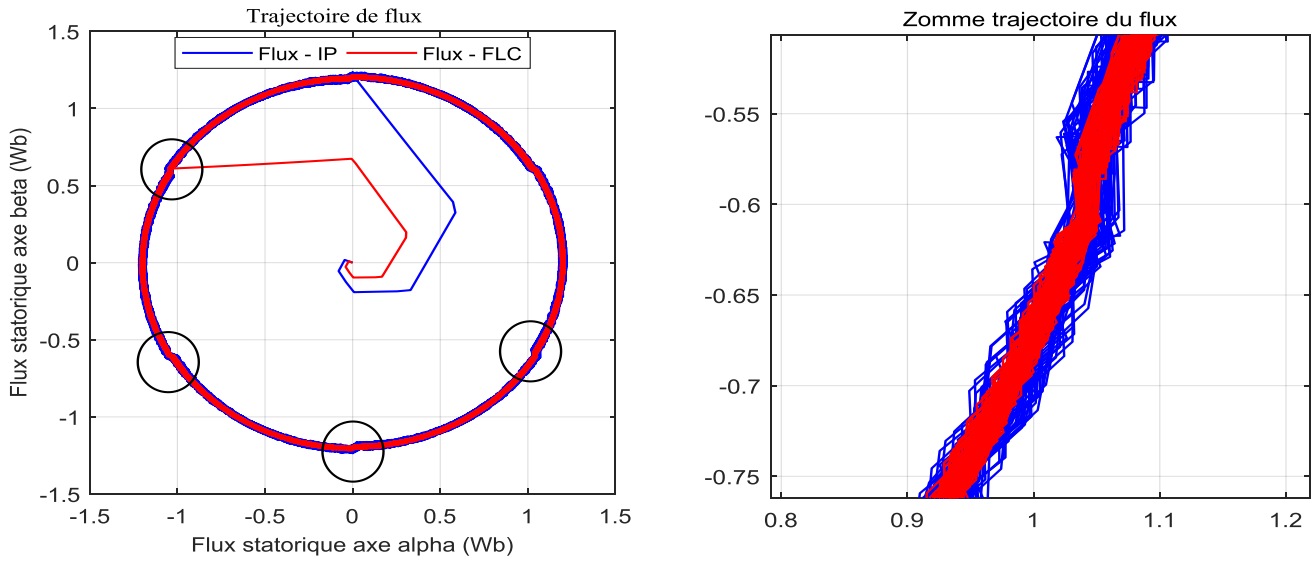


Figure III.17 Résultats de simulation du commande DTC de la MADA pour Les deux régulateurs avec Variation résistance statorique R_s .

Pour tester la résistance des régulateurs face aux variations des paramètres de la machine, la résistance statorique R_s est augmentée de 50 % à $t = 2$ s, tout en appliquant un couple de charge à $t = 1$ s.

Ce test, combinant une variation paramétrique et une perturbation par application d'un couple de charge, met en évidence la supériorité du contrôle par logique floue. Alors que le comportement attendu implique une compensation de ces variations, le contrôle IP montre des faiblesses significatives : chute de vitesse importante, oscillations du couple, dégradation du flux et instabilité du courant. À l'inverse, la logique floue maintient la vitesse avec peu de variation, compense efficacement le couple malgré la variation de R_s , et présente une meilleure invariance du flux statorique. Le courant statorique se stabilise rapidement après la perturbation, et la trajectoire du flux retourne rapidement à sa forme nominale. Ces résultats démontrent la robustesse du contrôle par logique floue face aux variations paramétriques et aux perturbations externes, contrairement au contrôle IP qui peine à maintenir les performances nominales.

III.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande directe du couple (**DTC**) de la machine asynchrone double alimentée en utilisant un régulateur à logique floue, conçu pour assurer un contrôle efficace de la vitesse. Le choix de cette approche repose sur plusieurs avantages distincts : elle s'apparente au raisonnement humain en traitant les imprécisions, les incertitudes et les variations floues, tout en offrant une capacité remarquable à commander des systèmes non linéaires. De plus, elle garantit de meilleures performances dynamiques ainsi qu'une grande robustesse intrinsèque.

Nous avons également effectué une comparaison approfondie entre deux stratégies de régulation de

vitesse appliquées à la commande DTC : le **régulateur IP** et le **régulateur à logique floue**. L'objectif principal de cette analyse était de déterminer la solution la plus performante en examinant les réponses dynamiques et statiques des deux régulateurs dans divers scénarios de fonctionnement.

Les essais menés montrent que les deux régulateurs offrent de bonnes performances en matière de suivi de consigne ainsi que dans la gestion des variations de vitesse et de couple. Toutefois, le régulateur à logique floue s'impose par sa robustesse accrue, son temps de réponse plus rapide et un dépassement considérablement réduit. Ces résultats confirment l'intérêt de privilégier la logique floue dans les applications où la rapidité, la stabilité et la capacité à gérer des situations complexes sont des critères essentiels.

Conclusion Générale

Dans le cadre de ce mémoire, nous avons conduit une étude approfondie sur la commande de la machine asynchrone double alimentée (MADA), en mettant particulièrement l'accent sur le contrôle direct de son couple (DTC). Ce travail a permis de démontrer non seulement la faisabilité, mais également les performances et les limites de cette approche. Les axes principaux explorés, ainsi que les perspectives prometteuses qui en découlent, peuvent être synthétisés comme suit :

La première partie a été dédiée à une présentation détaillée de la machine asynchrone, avec un focus particulier sur la MADA. Une attention particulière a été accordée à sa modélisation via la transformation de PARK, en mettant en évidence les différents systèmes de repères possibles, qui dépendent du choix du référentiel de la transformation. Cette étape a permis de bâtir un modèle cohérent, flexible et bien adapté au développement ultérieur de stratégies de commande.

Dans un second temps, l'étude a porté sur l'application du contrôle direct du couple (DTC) à la MADA. Nous avons démontré que les stratégies classiques de DTC, fondées sur une régulation par hystérésis du couple et du flux statorique, permettent d'éliminer la nécessité d'un modulateur de tension ou de boucles de régulation de courant, ce qui simplifie considérablement l'architecture de commande.

Différentes stratégies de commutation ont été explorées, en tenant compte de plusieurs critères

- Le niveau d'ondulation souhaité sur le flux et le couple,
- Le fonctionnement en deux ou quatre quadrants du plan couple-vitesse,
- L'évolution dynamique attendue du couple.

Pour le contrôle en boucle fermée de la vitesse, un régulateur IP a été intégré à la chaîne de commande, assurant ainsi un pilotage efficace lors de l'application du DTC classique.

La troisième partie du mémoire a introduit la commande par logique floue, qui se positionne comme une alternative robuste aux méthodes traditionnelles, notamment dans le cas de systèmes non linéaires ou difficiles à modéliser avec précision. Nous avons détaillé la conception d'un contrôleur flou appliqué à la MADA, en abordant les étapes clés : fuzzification, moteur d'inférence, base de règles, et défuzzification.

Enfin, une analyse comparative approfondie a été réalisée entre le DTC classique (avec régulateur IP) et le DTC enrichi par un contrôleur à logique floue. Les scénarios de simulation comprenaient le suivi de consigne, l'inversion du sens de rotation, les variations de charge, ainsi que des tests de robustesse.

Les résultats démontrent que si les deux approches offrent de bonnes performances globales, la commande floue se distingue par :

- Une meilleure robustesse face aux perturbations,
- Un temps de réponse plus rapide,
- Un dépassement significativement réduit.

Ces observations confirment tout l'intérêt d'adopter la logique floue dans les applications exigeant une grande réactivité, une stabilité renforcée, et une gestion efficace de situations complexes.

Perspectives

Ce travail ouvre plusieurs pistes d'amélioration et de recherche futures :

- Optimisation des règles floues : Un raffinement automatique des bases de règles, par exemple à l'aide de techniques d'apprentissage automatique (machine Learning), pourrait encore améliorer les performances du contrôleur.
- Tester les algorithmes développés sur des plateformes matérielles en temps réel (DSP, FPGA) pour valider leur viabilité industrielle.
- Évaluer l'application des stratégies développées à d'autres types de machines électriques (machines synchrones, moteurs à aimants permanents) ou dans des systèmes de conversion d'énergie renouvelable (éolien, marine).

References

bibliographies

- [1] **M. El Mahfoud, B. Bossouf, N. El Ouanjli, S. Mahfoud, M. Taoussi**, Three Speed Controllers of Direct Torque Control for a Doubly Fed Induction Motor Drive—A Comparison, *Electrica*, Vol.21, No. 1, pp. 129–141, 2021.
- [2] **A. Bakouri, H. Mahmoudi, A. Abbou**, Intelligent control for doubly fed induction generator connected to the electrical network, *Int. J. Power Electron. Drive System*, Vol. 7, No. 3, pp. 688–700, 2016.
- [3] **O. Otkun**, Scalar speed control of induction motors with difference frequency, *Journal of Polytechnic*, Vol. 23, No. 2, pp. 267–276, 2020.
- [4] **A. Agrawal, R. S. Lodhi, P. Nema**, Comparison between Scalar & Vector Control Technique for Induction Motor Drive, *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, Vol. 05, No. 6, pp. 2504 – 2509, Jun. 2018
- [5] **A. Bendaikha, S. Saad, A. Abdou, M. Defdaf, Y. Laamari**, A Study of SVM-DTC and Conventional DTC for Induction Motors Drive Fed by Five-level Inverter, *European Journal of Electrical Engineering*, Vol. 21, pp. 85–91, Feb. 2019.
- [6] **Fengxiang Wang**, “Model Predictive Torque Control for Electrical Drive Systems with and without an Encoder” Ph.D. thesis, Lehrstuhl für elektrische Antriebssysteme und Leistungselektronik der Technischen Universität München, 2014.
- [7] **J. Rodríguez, J. Pontt, César Silva, S. Kouro and H. Miranda** “A Novel Direct Torque Control Scheme for Induction Machines with Space Vector Modulation” 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, 2004.
- [8] **S. Faddel, A. A. S. Mohamed, and O. A. Mohammed**, Fuzzy logic-based autonomous controller for electric vehicles charging under different conditions in residential distribution systems, *Electric Power Systems Research*, 148, pp. 48-58, Jul. 2017.
- [9] **A. N. Ouda a, A. Mohamed**, Autonomous Fuzzy Heading Control for a Multi-Wheeled Combat Vehicle, *International Journal of Robotics and Control Systems*, Vol. 1, No. 1, pp. 90-101, Mar. 2021.
- [10] **Asha Rani. M.A, Nagamani. C, Saravana Ilango. G**, «A versatile method for computation of power pulsations in DFIG under grid imperfections». *Renewable Energy*, vol.88, pp.143-153, 2016.
- [11] **Djeriri. Y**, «Directe du couple et des puissances d’une MADA associée à un système éolien par les techniques de l’intelligence artificielle». Thèse de doctorat en électrotechnique, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes, Algérie, 2015.
- [12] **R. ABDESSEMED** « Modélisation des Machines Electriques », Presses de l' Université de Batna, Algérie, 1997.
- [13] **P. BASTIANI** « Stratégie de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur Machine Alternative : Application à la Traction Électrique », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2001
- [14] **Afaf BENAMOR**, "Commande Directe des Puissances d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation Intégré dans un Système Éolien Connecté au Réseau", Thèse Magister en Électrotechnique, Maitrise d’énergies électriques, Université Echahid Hamma Lakhdar - El Oued, 08 Octobre 2013.
- [15] **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, l'École Polytechnique de l'université de Nantes, 2003.

[16] **F. Kaddour**, Systèmes des énergies renouvelables et leurs intégrations dans les réseaux électriques, Thèse de Doctorat en science, Université des sciences et de la Technologie Mouhamed Boudiaf d'Oran, 2017.

[17] **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 Electronique et Génie Electrique, l'Université de Nantes, France, 19 Décembre 2003.

[18] **L. Riachy**, Contribution à la commande d'un onduleur multiniveaux, destinée aux énergies renouvelables, en vue de réduire le déséquilibre dans les réseaux électriques, Thèse de Doctorat, Normandie université, 2018.

[19] **Z. DEKALI**, "Contribution à la commande d'un simulateur HIL d'éolienne et d'une génératrice asynchrone à double alimentation", Thèse pour l'obtention du grade de DOCTORAT 3ème Cycle, Université Aboubakr Belkaïd Tlemcen, 04 Novembre 2021.

[20] **F.Z. Belaimeche**, Contribution à la commande d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) dédié à l'énergie renouvelable, Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes de Sidi-belAbbes, 2018.

[21] **F. Senani**, La Machine Asynchrone à Double Alimentation : Stratégies de Commande et Applications, Thèse de Doctorat, Université des Frères Mentouri de Constantine 1, 2018.

[22] **A. Zemmit**, Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes, Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf –Msila, 2017.

[23] **K. Loukal**, Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux, Thèse de Doctorat, Université Mohamed Boudiaf de M'Sila 2017.

[24] **A.K. Guediri**, Etude et commande d'une chaîne de conversion éolienne moyenne puissance raccordée au réseau moyenne tension, Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2017.

[25] **P. Li, L. Xiong, F. Wu, M. Ma, J. Wang**, Sliding mode controller based on feedback linearization for damping of subsynchronous control interaction in DFIG-based wind power plants, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol 107, pp. 239-250, 2019.

[26] **H. Bekhada**, Commande robuste d'un aérogénérateur à base de machine asynchrone à double alimentation pilotée par un convertisseur matriciel, Thèse de Doctorat, Université du Québec à TroisRivières, 2018.

[27] **H. Mohammed**, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbes, 5/10/2017.

[28] **R. Sadouni**, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile » Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010.

[29] **B. Elakhdar**, « Commande directe du couple flou et neuronale d'un moteur synchrone à double étoile sans capteur mécanique alimenté par onduleurs multiniveaux », Thèse Doctorat en sciences, université Djillali liabes –sidi bel abbés, 2015.

[30] **N. Abroug**, Commande robuste multi-variable des systèmes de comanipulation, Thèse de Doctorat, Université De Strasbourg, 2018.

[31] **A. Touahar, A. Zemit** « Contrôle DTC-SVM d'un moteur à induction alimenté par un onduleur PWM » Mémoire de Master, Université Kasdi Merbeh de Ouargla, 2022.

- [32] **M W. Benkaddour** « Diagnostic de défauts et reconfiguration d'onduleur Pour la commande. directe de couple d'un moteur à induction Par la logique floue», Mémoire de Master, UKMO, 2017.
- [33] **N. El Ouanjli, S. Motahhir, A. Derouich, A. El Ghzizal, A. Chebabhi et M. Taoussi**, « Stratégie DTC améliorée d'un moteur à induction à double alimentation utilisant un contrôleur à logique floue », Energy Rep., vol. 5, p. 271-279, novembre 2019.
- [34] **A. HADDOUN & S. REBBOUH**, « contrôle directe du couple du MAS (DTC)», Support de cours 2015.
- [35] **Mr: D. SAKRI**, «Commande Directe du Couple de la MAS basée sur la Technique – SVM » Mémoire Master, Dirigé par : 06 Juin 2016.
- [36] **BELKACEM SEBTI**, «Contribution A la commande Direct Du Couple Du Machine A Induction », Thèse de doctorat en génie électrique, Université de Batna, Algérie, 2011.
- [37] **KERRACHE ABDELAZIZ, KORICHI, AHMED**, « Commande DTC-SVM Prédicative D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique», Mémoire Master Académique, Université Kasdi Merbah Ouargla, (2013).
- [38] **DJAGHDALI LAKHDAR**, «Contribution à la commande prédictive directe du couple de la machine à induction», Thèse de Doctorat Electrotechnique, Université Batna 2, 2016.
- [39] **A. Kadum Akran**, nouveau contrôle adaptatif de la bande passante d'hystérésis pour le contrôle direct du couple des entraînements de machines à induction, publié dans l'International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDES) Vol. 11, n° 4 décembre 2020, pp, 1908-1917.
- [40] **Y. Tamissa** « Diagnostic des défauts neuronaux et reconfiguration de l'onduleur pour un contrôle direct du couple neuronal d'un moteur à induction », Mémoire de Master, UKMO, juin 2018.
- [41] **F. Kadri, S. Bensalem, et K. Houfar**, « PI Speed Control for Fuzzy Direct Torque Control of asynchronous motor using Fuzzy switching pattern », Première Conférence Internationale sur le Génie Électrique, CIGET'09. 25-26 Octobre/2009, Tébessa, Algérie.
- [42] **Mohammed Ilyes Hemmami**, «Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant», Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, 2015.
- [43] **F. BENSMINE ET N. AMEGHCHOUHE**, « commande par DTC d'un Moteur à induction sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif », Thèse d'ingénieur, université de Batna 2010.
- [44] **L. BESSOUF**, « Etude comparative des performances dynamiques et statoriques d'un FOC et d'un DTC d'une Machine à induction », Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2005.
- [45] **S. BOUREZG ET S. NECHE**, «Stratégies de Commande de la machine asynchrone :Etude et comparaison», Mémoire de Master, Université de M'Sila, Algérie, 2020.
- [46] **ABDELKRIM HAMZA ET ELGHARBI KAMEL**, « Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS) », Mémoire de Master, Université de M'Sila, Algérie, 2017.
- [47] **Benaissa Malika**, «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [48] **B. Toulal** "Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation,

Application à un Système Eolien à Vitesse Variable ", Mémoire de Magister, U.BATNA, 2010.

[49] **N.Khengaoui & N.Khengaoui** "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de Master, U.Kasdi Merbah ,OUARGLA, 2015.

[50] **AMROUCHE Sylia, AZOUANI Djillali**, «Commande neuro floue du canal longitudinal d'un drone à voilure fixe», Mémoire de Fin d'Etudes, Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou, 2018.

[51] **Hocine Khati**. Commande d'une Architecture de Téléopération par la Carte FPGA. PhD thesis, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, 2020.

[52] **M.-T. Latreche**, "Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien," 2018.

[53] **Hung T. Nguyen, Nadipuram R. Prasad, Carol L. Walker, and Elbert A. Walker**. A first course in fuzzy and neural control.

[54] **R. DOUMI** ' Commande PI Flou d'une machine asynchrone double étoile '. Mémoire de master académique. Université de m'sila.2019.

[55] **S. GDAIM**, command directs de couple d'un moteur asynchrone à base de technique intelligente. thèse doctorat en Génie Electrique doctorat Ecole Nationale, Ingénieurs de Monastir. 2013.

[56] **T. Laamayad** ' Fuzzy Speed Control of a Dual Star Induction Machine ', 10eme Conférence sur le génie électrique polytechnique Militaire,2017.

[57] **Y. Laggoun, H. Limane**, " Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue", Mémoire de Master, Université de Kasdi Merbah Ouargla ;2017.

[58] **D. BOUDIAF, M. BELIL** « Commande DTC par logique floue d'un moteur à induction alimenté par onduleur à cinq niveaux » Mémoire de Master en électromécanique, Université de M'sila.2020.

[59] **B.Larafi, A.Rachid, A. Kessal, E.Merabet** (2018). Control Neuro-Fuzzy of a Dual Star Induction Machine (DSIM) supplied by Five-Level Inverter. Journal of Power Technologies, 98(1), 70-79.

[60] **Lekhchine, S., Bahi, T., Soufi, Y. (2014)**. Indirect rotor field oriented control based on fuzzy logic controlled double star induction machine. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 57, 206-211.

[61] **N.El Ouanjli, S.Motahhir, A.Derouich, A.El Ghzizal, A.Chebabhi, M.Taoussn**. (Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller) Energy Reports 5(2019)-PP 271-279

ANNEXES

ANNEXE 1

**PARAMETRES DE LA MACHINE
A DOUBLE ALIMENTATION[61]**

Nom	Valeur numérique
Puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ kW}$
Fréquence nominale	$f_n = 50 \text{ Hz}$
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	10/6.5 A
Nombre de paire pole	P=2
Vitesse nominale	157 rad/s (1500 tr/min)
Résistance du stator	$R_s = 1.75 \Omega$
Résistance du rotor	$R_r = 1.68 \Omega$
L'inductance du stator	$L_s = 0.295 \text{ H}$
L'inductance du rotor	$L_r = 0.104 \text{ H}$
Inductance Mutuelle	$M = 0.165 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0.0426 \text{ Kg.m}$
Coefficient de frottement	$f = 0.027 \text{ SI}$

ANNEXE 2

MODELISATION DE LA MADA

Cas ou I_r et Φ_s sont les variables d'état :

Dans le repaire liée ou stator (α, β) on a :

$$\omega_s = 0 \quad \text{et} \quad \omega_r = -\omega$$

Les équations de tension et de flux sont données par :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (4)$$

De ces équations on déduit les équations d'état comme suit :

De l'expression (3), on tire I_s :

$$\bar{I}_s = -\frac{M}{L_s} \bar{I}_r + M \frac{\bar{\varphi}_s}{L_s} \quad (5)$$

Introduisons l'équation (5) dans (4), on obtient :

$$\bar{\varphi}_r = L_r \bar{I}_r + M \left(\frac{\bar{\varphi}_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} \bar{I}_r \right) \quad (6)$$

$$\bar{\varphi}_r = \delta L_r \bar{I}_r + \left(\frac{M}{L_s} - \bar{\varphi}_s \right)$$

Donc, les équations (5) et (6) dans (1) et (2), on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = -\frac{M}{T_s} \bar{I}_r + \frac{1}{T_s} \bar{\varphi}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = (R_r + j\omega_r \delta \cdot L_r) \bar{I}_r + \delta L_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} - j\omega_r \frac{M}{L_s} \bar{\varphi}_s + \frac{M}{L_s} \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \end{cases} \quad (7)$$

$$\text{Avec : } T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{et} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

D'après l'équation (7) :

$$\frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} = \frac{M}{T_s} \bar{I}_r + \frac{1}{T_s} \bar{\varphi}_s + \bar{V}_s$$

$$\bar{V}_r = (R_r + j\omega_r \delta \cdot L_r) \bar{I}_r + \delta L_r \frac{d\bar{I}_r}{dt} + j\omega_r \frac{M}{L_s} \bar{\varphi}_s - \frac{M}{L_s} \bar{I}_r \frac{1}{T_s} \bar{\varphi}_s + \frac{M^2}{L_s T_s} \bar{I}_r + \frac{M}{L_s} \bar{V}_s$$

D'après l'équation (10) :

$$\frac{d\bar{I}_r}{dt} = -\frac{1}{\delta T_s} \bar{I}_r - j\omega_r \bar{I}_r + j\omega_r \frac{1-\delta}{\delta M} \bar{\varphi}_s + \frac{1-\delta}{\delta M T_s} \bar{\varphi}_s - \frac{1-\delta}{\delta M} \bar{V}_s + \frac{1}{L_r \delta} \bar{V}_r$$

$$\text{Avec : } \frac{1}{T_s} = \frac{1}{T_r} + \frac{1-\delta}{T_s}$$

La décomposition des équations d'état (9) et (11) pour les courants rotoriques par :

$$\frac{dI_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{\delta T_s} I_{r\alpha} + \omega_r I_{r\beta} + \omega_r \frac{1-\delta}{\delta M} \varphi_{s\beta} + \frac{1-\delta}{\delta M T_s} \varphi_{s\alpha} - \frac{1-\delta}{\delta M} V_{s\alpha} + \frac{1}{L_r \delta} V_{r\alpha}$$

$$\frac{dI_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{\delta T_s} I_{r\beta} - \omega_r I_{r\alpha} + \omega_r \frac{1-\delta}{\delta M} \varphi_{s\alpha} + \frac{1-\delta}{\delta M T_s} \varphi_{s\beta} - \frac{1-\delta}{\delta M} V_{s\beta} + \frac{1}{L_r \delta} V_{r\beta}$$

Et pour les flux par :

$$\frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_s} I_{r\alpha} - \frac{1}{T_s} \varphi_{s\alpha} + V_{s\alpha}$$

$$\frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} = \frac{M}{T_s} I_{r\beta} - \frac{1}{T_s} \varphi_{s\beta} + V_{s\beta}$$

Résumé

Ce mémoire explore le contrôle de la Machine Asynchrone Double Alimentée (MADA) en mettant l'accent sur la stratégie de Contrôle Direct du Couple (DTC). Initialement, un modèle mathématique de la MADA est établi grâce à la transformation de Park. L'approche DTC classique, simplifiée par l'élimination du modulateur de tension et des boucles de courant, est analysée. Un régulateur Intégral-Proportionnel (IP) assure le contrôle précis de la vitesse en boucle fermée. Dans un second temps, une commande par logique floue est proposée comme alternative robuste. La conception de ce contrôleur flou, englobant la fuzzification, l'inférence, la base de règles et la défuzzification, est détaillée. Des simulations comparatives entre le DTC classique et l'approche floue sont menées, considérant divers scénarios : suivi de consigne, inversion du sens de rotation, variations de charge et robustesse. Les résultats démontrent la supériorité de la logique floue en termes de robustesse face aux perturbations, de rapidité de réponse dynamique et de réduction du dépassement, la positionnant comme une solution performante pour le contrôle avancé des MADA.

Mots clés : Machine Asynchrone à double alimentation, Onduleur de tension, Contrôle directe du couple (DTC), régulateur IP, logique floue (FLC)

ملخص

يستكشف هذا العمل التحكم في آلة الغير المتزامنة ذات التغذية المزدوجة (MADA) مع التركيز على استراتيجية التحكم المباشر بالعزم (DTC). في البداية، يتم إنشاء نموذج رياضي لـ MADA باستخدام تحويل بارك. يتم تحليل النهج الكلاسيكي للتحكم المباشر بالعزم، المبسط عن طريق إزالة المعدل للجهد وحلقات التيار. يضمن منظم تناسبي تكاملي (IP) التحكم الدقيق في السرعة في الحلقة المغلقة. بعد ذلك، يتم اقتراح التحكم بالمنطق الضبابي كبديل قوي. يتم تفصيل تصميم هذا المنظم الضبابي، الذي يشمل الترميز (التضبيب)، الاستدلال، قاعدة القواعد، والتصنيفية (إزالة التضبيب). يتم إجراء محاكاة مقارنة بين DTC الكلاسيكي والنهج الضبابي، مع الأخذ في الاعتبار سيناريوهات مختلفة: تتبع الإشارة المرجعية، عكس اتجاه الدوران، تغييرات الحمولة، والصلابة. أظهرت النتائج تفوق المنطق الضبابي من حيث الصلابة تجاه الاضطرابات، وسرعة الاستجابة الديناميكية، وتقليل التجاوز، مما يجعله حلاً عالي الأداء للتحكم المتقدم في MADA.

الكلمات المفتاحية: آلة الغير المتزامنة ذات التغذية المزدوجة، محول الجهد، التحكم المباشر بالعزم (DTC)، منظم IP، التحكم بالمنطق الضبابي (FLC)

Abstract

This work explores the control of the Doubly Fed Induction Machine (DFIM) with a focus on the Direct Torque Control (DTC) strategy. Initially, a mathematical model of the DFIM is established using the Park transformation. The classical DTC approach, simplified by the elimination of the voltage modulator and current loops, is analyzed. An Integral-Proportional (IP) controller ensures precise closed-loop speed control. Subsequently, fuzzy logic control is proposed as a robust alternative. The design of this fuzzy controller, encompassing fuzzification, inference, rule base, and defuzzification, is detailed. Comparative simulations between classical DTC and the fuzzy logic approach are conducted, considering various scenarios : reference Tracking, reversal of direction of rotation, load variations, and robustness. The results demonstrate the superiority of fuzzy logic in terms of robustness to disturbances, dynamic response speed, and overshoot reduction, positioning it as a high-performance solution for advanced control of DFIMs.

Key words: Doubly Fed Induction Machine, Voltage Source Inverter, Direct Torque Control (DTC), IP controller, Fuzzy Logic Control (FLC)