



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche

Université Echahid Hamma Lakhdard-El-Oued

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique

MÉMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Spécialité : Commande électrique

Présenté par :

- HABA Aya
- SAOUDI Fida

Intitulé :

Commande DTC-Floue d'un moteur asynchrone à double alimentation

Soutenue le : 03/06/2024

Devant le jury composé de :

Dr :ALLAG Abdelkarim	Président	Université
Dr :BOUGHEZALA Mohammed Saleh	Examineur	Université
Dr : BABA ARBI Idriss	Encadreur	Université

Année académique : 2023/2024

Remerciement

Nous remercions Allah aux les tous puissants qui n'a donné la force et le courage pour effectuer ce travail.

Nous tiens à présenter mon remerciement à mon honorable professeure encadreur **BABA ARBI Idriss** pour la tempe consacrée à la lecture et aux réunions qui est rythmée les différentes étapes de mon mémoire.

Les décussions que nous avons partagées ont permis d'orientés notre travail d'une manière pertinent. Nous les remercie aussi pour leurs disponibilités à encadrer ce travail à traverse leur critique et leurs propositions d'amélioration.

Nous remercions nos proches et nos parents qui ont su rester à nos côtés tout au long de la période de formation.

Dédicace

إلهي لا يطيب الليل إلا بشكرك ولا يطيب النهار إلا بطاعتك.. ولا تطيب اللحظات إلا بذكرك..
ولا تطيب الآخرة إلا بعفوك.. ولا تطيب الجنة إلا برويتك (الله جل جلاله).
إلى من بلغ الرسالة وأدى الأمانة.. ونصح الأمة.. إلى نبي الرحمة ونور العالمين..
(سيدنا محمد صلى الله عليه وسلم).
أهدي هذا النجاح إلى من كلفه الله بالهبة والوقار.. إلى من علمني العطاء بدون انتظار...
إلى من أحمل اسمه بكل إفتخار.. إلى أعز رجل في الكون " أبي الغالي " حفظه الله.
إلى ملاكي في الحياة.. إلى منبع الحب والحنان.. إلى بسملة الحياة وسر الوجود.. إلى من كان دعائها
سر نجاحي " أمي الغالية " اطال الله في عمرها.
إلى من دعمني في كل خطوة.. إلى سندي في هذه الحياة ومصدر الأمان.. إلى من أستمد منه قوتي "
زوجي الغالي " حفظه الله.
إلى ضلعي الثابت.. إلى من ساندوني عند ضعفي " إخوتي وأخواتي "
إلى كل "أفراد عائلتي " من دون استثناء.
إلى كل "أساتذتي من الابتدائية إلى الجامعة ".
ولا أنسى ان اشكر كل من علمني حرفا ونصحتني نصيحة.
وفي الأخير ارجو من الله ان يجعل عملي هذا نافعا يستفيد منه جميع طلبة العلم.

Dédicace

بسم خالقي وميسر أموري وعصمت أمري لك كل الحمد والإمتنان
يا الله لك الحمد حبا وشكرا على البدء والختام «وَأَخِرُ دَعْوَاهُمْ أَنْ الْحَمْدُ لِلَّهِ رَبِّ الْعَالَمِينَ»
وصلت رحلتي الجامعية إلى نهايتها بعد تعب ومشقة..
وها أنا اليوم أتوج لحظات الأخيرة من مذكرة تخرجي بكل همة ونشاط.
أهدي هذا النجاح إلى من كلله الله بالهيبة والوقار إلى من علمني العطاء دون انتظار..
إلى من أحمل اسمه بكل إفتخار.. "أبي" أرجو من الله ان يمد في عمره.
إلى ملاكي في الحياة إلى معنى الحب والحنان والتفاني.. إلى بسمه الحياة وسر الوجود
إلى من كان دعائها سر نجاحي "أمي الغالية" اطال الله في عمرها.
إلى "جدتي" التي غمرتني بحنانها حفظها الله.
إلى ضلعي الثابت وأمان أيامي "إخوتي" (إيناس، البشير، افنان، منير، محمد يزيد).
إلى ركيزتي عند الشدائد (عمتي مفيدة).
إلى أجمل صدفة من ألف اختيار إلى من سأكمل معه نصف ديني.
إلى اعمامي واخوالي كل باسمه وإلى كل الاحبة والأصدقاء
وإلى كل من علمني ولو حرف وكان لي داعما ولو بالقليل.
واخيرا الحمد لله الذي ما تيقنت به خيرا وأملا إلا وأغرقني سرورا وفرحا ينسيني تعبتي ومشقتي
فالحمد والشكر لرب العالمين.

Résumé:

Ce mémoire vise à une étude générale et une modélisation de la machine asynchrone à double alimentation et à présenter puis simuler sa commande par la technique directe du couple (DTC) sous sa forme conventionnelle.

La commande directe du couple est appliquée encore une fois sur la machine asynchrone à double alimentation mais en remplaçant le régulateur Proportionnel Intégrale ce qui est le générateur de couple de référence par un régulateur par logique floue sous le modèle Takagi-Sugeno.

les mots clés:

Machine asynchrone à double alimentation (MADA), commande direct du couple (DTC), logique floue.

Abstract:

This work aims at a general study and a modeling of a doubly-fed induction machine and to present and simulate its control by direct torque technique (DTC) in its conventional form.

The direct torque control is applied once again on doubly-fed induction machine but by replacing the Proportional Integral controller reference torque generator with a fuzzy logic controller via the Takagi-Sugeno model.

key words

Double-feed asynchronous machine (MADA), direct torque control (DTC), fuzzy logic.

المخلص:

تهدف هذه المذكرة إلى دراسة عامة ونمذجة لآلة غير متزامنة ذات التغذية المزدوجة وتقديم ثم محاكاة تقنية التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC) في شكلها التقليدي. تقنية التحكم المباشر في عزم الدوران تطبق مرة أخرى على آلة التغذية المزدوجة غير المتزامنة ولكن باستبدال المتحكم التناسبي التكاملي مولد عزم الدوران المرجعي بمتحكم بالمنطق الضبابي على شكل نموذج Takagi-Sugeno.

الكلمات المفتاحية:

آلة غير متزامنة ذات التغذية المزدوجة (MADA) ، التحكم المباشر في عزم دوران (DTC)، منطق ضبابي

Table des matières

Remerciement	
Dédicace	
RÉSUMÉ:	1
TABLE DES MATIÈRES	2
LISTE DE FIGURES	5
LISTE DES TABLEAUX	6
LISTE DES SYMBOLES ET ACRONYMES	6
INTRODUCTION GÉNÉRALE	9

CHAPITRE I

GÉNÉRALITÉS ET MODÉLISATION DE LA MADA

I.1. Introduction	12
I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation	12
I.3. Classification de la MADA	13
I.4. Principe de fonctionnement de la MADA	13
I.5. Différentes stratégies de l'alimentation de la MADA[7]	14
I.5.1. Stator Alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur	14
I.5.2. Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cyclo-convertisseur	15
I.5.3. Stator Alimenté par onduleur, rotor alimenté par un onduleur	15
I.6. Application de la MADA	16
I.7. Avantages et Inconvénients de la MADA	16
I.7.1 Avantages de la MADA	16
I.7.2 Inconvénients de la MADA	17
I.8. Modélisation de la MADA	17
I.8.1. Hypothèses simplificatrices	18
I.8.2. Modèle de la machine dans le repère	18
I.8.2.1. Equations électriques	19
I.8.2.2 Equations magnétiques	19
I.8.3 Transformation de Park	20
I.8.3.1. Modèle de la machine dans le repère de Park	20
I.8.3.2 Equations électriques dans le repère de Park	22
I.8.3.2.1. Equations électriques	24
I.8.3.2.2. Equations magnétiques	25

I.8.3.2.3. Equation mécanique.....	26
I.8.3.2.4. Expressions du couple électromagnétique.....	26
I.8.4. Choix du référentiel	26
I.8.4.1. Référentiel lie au stator.....	27
I.8.4.2. Référentiel lie au rotor.....	27
I.8.4.3. Référentiel lie au champ tournant	27
I.9. Alimentation de la MADA	28
I.9.1. Modélisation de l'onduleur de tension.....	29
I.10. Conclusion	31

CHAPITRE II

COMMANDE PAR DTC DE LA MADA

II.1. Introduction.....	33
II.3. Avantages et Inconvénients de la commande DTC.....	34
II.3.1. Avantages de la commande DTC	34
II.3.2. Inconvénients de la commande DTC.....	34
II.4. Stratégie de commande directe du couple (DTC)	34
II.5. Contrôle de flux rotorique et du couple électromagnétique	35
II.5.1. Principe de contrôle de flux rotorique	35
II.5.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique	36
II.5.3. Choix du vecteur de tension	37
II.6. Estimateurs	38
II.6.1. Estimation du flux rotorique.....	38
II.6.2. Estimation du couple électromagnétique.....	39
II.7. Elaboration du vecteur de commande	40
II.7.1. Le correcteur de flux.....	40
II.7.2. Le correcteur de couple	40
II.7.2.1. Le correcteur à deux niveaux	41
II.7.2.2. Le correcteur à trois niveaux.....	41
II.8. Elaboration de la table de commande	42
II.9. Modèle de la MADA	42
II.9.1. Application de la DTC sur la MADA.....	43
II.10. Conclusion	47

CHAPITRE III

COMMANDE DTC-FLOUE DE LA MADA

III.1. Introduction	48
III.2. Historique de la logique floue.....	48
III.3. Structure d'une commande par logique floue	49
III.3.1. L'interface de fuzzification	49
III.3.2. Base de règles	49
III.4. Principe de la Logique Floue	50
III.4.1. Variables linguistiques et ensembles flous.....	50
III.4.2. Les fonction d'appartenance :	51
III.4.3 L'opérateur de la logique flou	52
III.5. Domaine D'application	52
III.6. Avantages et Inconvénients de la commande par logique floue	53
III.6.1. Les Avantages essentiels sont :	53
III.6.2. Les inconvénients de la commande par logique floue sont :	53
III.7. La Commande DTC-Floue de La MADA.....	53
III.8. Résultats de simulation :	55
III.9. Conclusion	57
CONCLUSION GÉNÉRALE	58
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	59

Liste de figures

Figure (I.1): Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.	12
Figure (I.2): Classification des machines à double alimentation.	13
Figure (I.3) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur Première configuration.	15
Figure (I.4) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur Deuxième configuration.	15
Figure (I.5) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur Troisième Configuration.	16
Figure (I.6): Représentation schématique d'une MADA.	17
Figure (I.7): Représentation simplifié de la MADA.	18
Figure (I.8): Transformation de Park.....	21
Figure (I.9): Représentation de Park d'une machine asynchrone à double alimentation.	22
Figure (I.10): Modèle de la machine après la transformation de Park.	24
Figure (I.11): Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension.....	29
Figure (I.12): Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.	29
Figure (II.1): Exemple de l'évolution de l'extrémité de ($\vec{\phi}_r$) pour (R_r/I_r) négligeable.	35
Tableau(II.1) : Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur ($\vec{V}_r$) appliqué dans la zone(Z_i) . $k = (i - 1, i - 2, i + 1, i + 2)$	37
Figure (II.2): Répartition des zones.....	37
Figure (II.3): Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux rotorique et le contrôleur a hystérésis a deux niveaux.	40
Figure (II.4): Correcteur de couple à trois niveaux.	41
Figure (II.5): Structure générale de la commande directe du couple de la MADA.	43
Figure (II.6): La vitesse de rotation.....	44
Figure (II.7): Le couple électromagnétique.....	44
Figure (II.8): Les courants statoriques	45
Figure (II.9): Les courants rotoriques.....	45
Figure (II.10): Les flux statorique et rotorique.....	46
Figure (III.1): Structure d'un contrôleur flou.....	49
Figure (III.2): a. format d'un ensemble flou normalisé.....	51
Figure (III.3): Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	52
Figure (III.4): schéma global d'une commande directe de couple conventionnelle d'une MADA.	54

Liste des tableaux

Tableau (I.1): Tensions et flux dans le repère de Park.....	26
Tableau(II.2): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tension nuls).....	42
Tableau(II.3): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis a trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls).....	42
Tableau (III.1): Signification des opérateurs dans les deux logiques classique et floue.....	52
Tableau (III.2): Table d'inférence floue.....	55

Liste des symboles et acronymes

Symbole	signification
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation.
DTC	Direct Torque Control.
PI	Proportionnel Intégral.
A, B, C	Indices correspondants aux phases du stator.
a, b, c	Indices correspondants aux phase du rotor.
ω_s, ω_r	Les pulsation statoriques et rotoriques respectivement (rad/s).
g	Le coefficient de glissement.
ω_m	La vitesse angulaire du rotor (rad/s).
f_{em}	Force électromotrice.
Park	Transformation de Park.
f_r	La fréquence de rotor (Hz).
f_s	La fréquence de stator (Hz).
R _s	La résistance des phases statoriques (Ω).
R _r	La résistance des phases rotoriques (Ω).
M	L'inductance mutuelle (H).
θ	L'angle entre une phase statorique et une phase rotorique (rad).
θ_s	Le déphasage entre les axes OA et Od (rad).
θ_r	Le déphasage entre les axes Oa et Od (rad).
l_s	L'inductance propre statorique (H).
l_r	L'inductance propre rotorique (H).
C_e	Le couple électromagnétique (N.m).
C_r	Le couple résistant (couple de charge) (N.m).
C_{em}	Le couple moteur (N.m).
J	Moment d'inertie des parties tournantes (kg. m ²)
Ω	Vitesse de rotation du rotor de la MADA (rad/s).
F_{vis}	Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).
S_{abc}	Les interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel.
T _e	La période d'échantillonnage (s).
α_r	L'angle entre le référentielle rotorique et le flux rotorique (rad)
ΔC	La bande d'hystérésis du correcteur.
α, β	Axes du référentiel de Park.

dq0	Les indices de repère de Park (d: L'axe Direct ; q : L'axe en Quadrature ; 0 : Homopolaire).
$[V_{abc}]_r$	Les tensions instantanées des phases rotoriques respectivement a ,b et c
$[i_{abc}]_s$	Les courants instantanés des phases statoriques respectivement A,B et C
$[i_{abc}]_r$	Les courants instantanés des phases rotoriques respectivement a,b et c
$[\Phi_{abc}]_s$	Les flux magnétiques instantanée de phase statorique respectivement A,B et C.
$[\Phi_{abc}]_r$	Les flux magnétiques instantanée de phase rotorique respectivement a ,b et c.
$[A(\theta)]$	La matrice de Park.
$[A(\theta)]^{-1}$	La matrice inverse de Park.
$[i_{dq0}]_s$	Les courants statoriques dans le repère de Park
$[i_{dq0}]_r$	Les courants rotoriques dans le repère de Park
$[V_{dq0}]_s$	Les tensions statoriques da le repère de Park.
$[V_{dq0}]_r$	Les tensions rotoriques da le repère de Park
$[\Phi_{dq0}]_s$	Les flux statoriques dans le repère de Park.
$[\Phi_{dq0}]_r$	Les flux rotoriques dans le repère de Park.
$[V_{\alpha\beta}]_r$	Les tensions rotoriques dans le repère de CONCORDIA.
$[i_{\alpha\beta}]_r$	Les courants rotoriques dans le repère de CONCORDIA.
X_A, X_B, X_C	Axes triphasés réels Axes.

Introduction Générale

Depuis les premières années de l'industrie, les chercheurs luttent avec la façon de commander les machines électriques à des vitesses variables, car les moteurs électriques nécessitent de plus en plus de performances élevées, une fiabilité accrue et un coût inférieur.

Le domaine des moteurs électriques à vitesse variable a connu une croissance significative ces dernières années. En fait, les exigences de qualité et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de techniques de plus en plus efficaces dans les applications industrielles.

La machine asynchrone, très populaire dans les applications industrielles en raison de sa grande puissance électromécanique et de son faible coût, nécessite des structures de contrôle spécifiques et complexes utilisées dans des systèmes de commande à vitesse variable efficaces.

La machine à rotor asynchrone enroulé et à double puissance a fait l'objet de nombreuses recherches principalement pour fonctionner comme générateur dans les applications d'énergie éolienne. Notre travail porte sur le fonctionnement d'un moteur avec changement de vitesse pour améliorer les performances du moteur asynchrone à double alimentation (MADA).

Dans le domaine de l'utilisation de vitesses variables, il existe une nouvelle solution et innovante utilisant la machine à courant alternatif qui fonctionne dans un certain mode. Cette machine est la machine asynchrone à double alimentation (MADA) est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être actionnée par deux sources de tension.

Les derniers développements en sujet de commande d'un moteur asynchrone à double alimentation ont connu ont des différentes structures de commande vectorielle telles que le contrôle direct du couple DTC (Direct Torque Control), proposé pour la première fois par Takahashi et Denbrook en 1985. Cette technique cherche à appliquer des tensions à la machine. Cette stratégie de contrôle permet l'élaboration des signaux de commande, à savoir le flux de stator et le couple électromagnétique associées à la partie fixe avec l'utilisation d'un capteur mécanique.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à présenter la commande DTC d'une machine asynchrone à double alimentation sous sa forme conventionnelle où le couple de référence utilisé dans la commande est obtenu via un régulateur PI en premier lieu puis en utilisant un régulateur par logique floue ce qui permet d'obtenir une commande DTC-FLOUE de la MADA.

Le travail est organisé en trois chapitres ; ou le premier chapitre présente des notions de base sur la machine MADA, sa structure et sa modélisation.

Le second chapitre est consacré pour la présentation de la commande DTC d'une MADA pour le fonctionnement moteur.

Le troisième chapitre présente l'introduction de la commande floue à la commande directe de couple en présentant brièvement la commande floue pour l'utilisation de cette technique pour l'obtention du couple de référence avec une comparaison de deux techniques DTC-PI et DTC.

Chapitre I

Généralités et modélisation de la MADA

I.1. Introduction

Au cours des vingt dernières années, des études particulières et importantes ont été consacrées à l'étude de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) en raison des nombreux avantages qu'elle offre, parmi lesquels: plus puissante et moins coûteuse avec la même puissance que les autres machines, une large plage de fonctionnement par rapport à la machine synchrone avec la cage d'écureuil, ainsi que son utilisation fréquente dans de nombreuses applications, parmi lesquelles: Génération de réseaux à bord de navires ou d'avions, traction notamment avec des applications telles que le transport urbain ou la propulsion maritime, La machine asynchrone à double alimentation était un sujet important dans les laboratoires électrotechnique.

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) qui contient sa description, son principe de fonctionnement, sa classification, ses stratégies alimentaires, ses avantages, ses inconvénients et ses domaines d'utilisation, ainsi que de la modéliser.

I.2. Description de la machine asynchrone à double alimentation

Connue depuis 1899 [2], il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. La MADA est une machine asynchrone à trois étages avec un rotor de bobinage alimenté par deux bras, Elle a un statut similaire aux machines triphasées classiques (asynchrones ou synchrones). Son rotor n'est plus une cage d'écureuil moulée dans les anfractuosités d'un tas de plaques, mais constitué de trois bobines reliées aux étoiles [3], dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne.

Cette machine peut fonctionner comme générateur ou moteur. Le stator de la MADA connecté directement au réseau et le rotor et connecté par à un onduleur La figure (I.1) représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation [4].

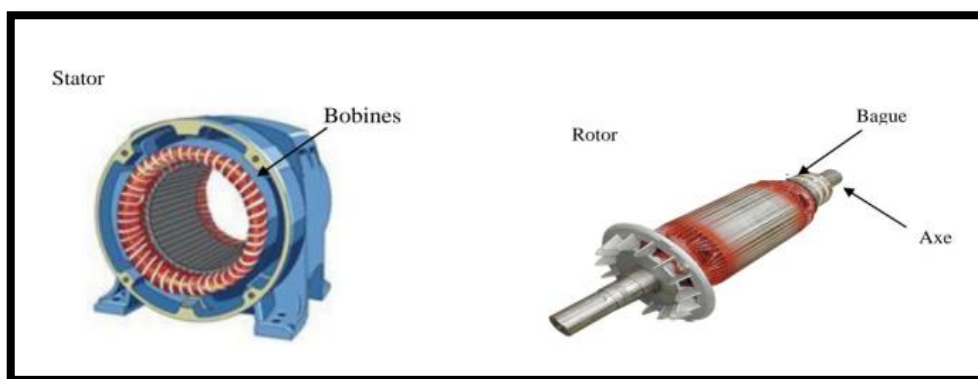


Figure (I.1): Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs autonomes en général.

I.3. Classification de la MADA

La classification de la machine asynchrone à rotor bobiné est obtenue à partir d'une recherche bibliographique qui a été développée dans la littérature du domaine des machines à double.

Les différentes variantes de la MADA les plus attractives et les plus développées dans la littérature sont classifiées par un organigramme. Le schéma de principe et la description de chaque variante seront détaillés ci-dessous [5].

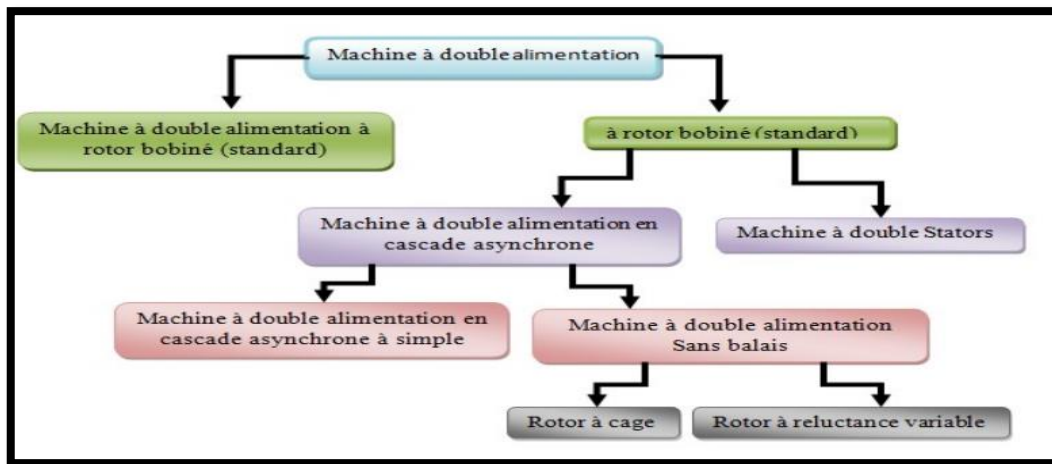


Figure (I.2): Classification des machines à double alimentation.

I.4. Principe de fonctionnement de la MADA

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices (f.é.m) du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Du moment que le vecteur résultant de la f.é.m des enroulements statoriques tourne, dans l'espace, avec une vitesse angulaire ($\omega_s = 2\pi f_s$) et que le rotor tourne à la vitesse (ω_m) par conséquent, pour satisfaire à cette condition, il faut que le vecteur f.é.m. de l'enroulement rotorique tourne par rapport au rotor avec la vitesse :

$$\omega_r = \omega_s \pm \omega_m = \omega_s - \omega_s (1 - g) = g\omega_s \quad (I.1)$$

Le signe positive (+) dans l'équation (I.1) signifie que le champ tournant créé par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor, (en régime hypo-synchrone). Le signe négative (-) signifie que le champ tournant créés par les champs tournants créés par les enroulements du stator et du rotor tourne dans des sens opposés et que la machine fonctionne en régime hyper-synchrone.

Où :

ω_s et ω_r : les pulsation statoriques et rotoriques respectivement.

g : Le coefficient de glissement.

ω_m : La vitesse angulaire du rotor.

C'est-à-dire proportionnellement au glissement (g), si la vitesse du moteur est inférieure à la vitesse du synchronisme, les sens de rotation sont identiques, dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à celle du synchronisme les sens seront opposés. Pour que la rotation du vecteur f.é.m par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement doit avoir une fréquence (f_r), définie à partir de ($g\omega_s = 2\pi f_r$);

c'est à dire :

$$= g f_s \quad (I.2) \quad f_r$$

Dans les machines synchrones dont l'excitation est assurée par une source continue, le courant dans l'enroulement possède une fréquence ($f_r = 0$). A partir de l'équation (I.1) et (I.2), on voit qu'il n'y a qu'une seule vitesse synchrone ω_s ($g = 0$) [6].

I.5. Différentes stratégies de l'alimentation de la MADA[7]

On peut avoir trois types de branchement de la MADA sur le réseau :

1-Branchement alternateur.

Branchement en moteur alimenté par un seul convertisseur.2-

Branchement en moteur alimenté par deux convertisseurs.3-

I.5.1. Stator Alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

Cette classe est dite MADA simple, Les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à son propre onduleur, La figure (I.3) représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA.

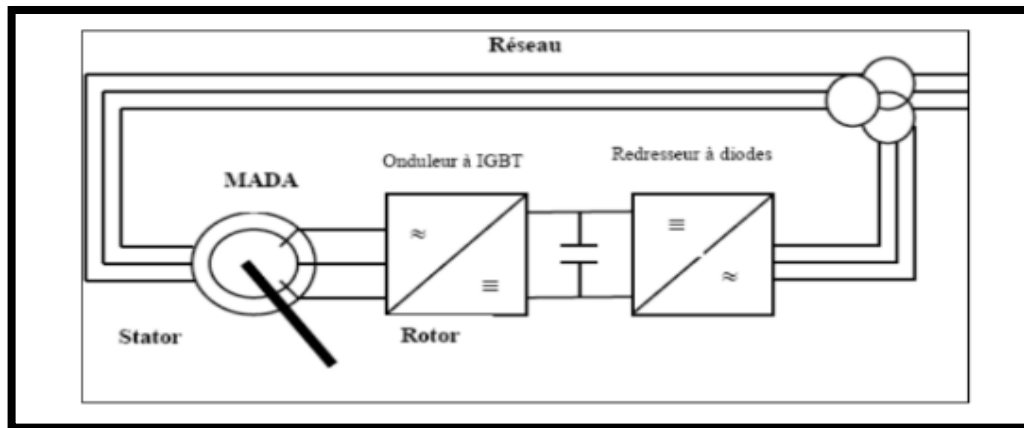


Figure (I.3) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur Première configuration.

I.5.2. Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cyclo-convertisseur

Dans cette configuration les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à un cyclo-convertisseur. La figure (I.4) représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA.

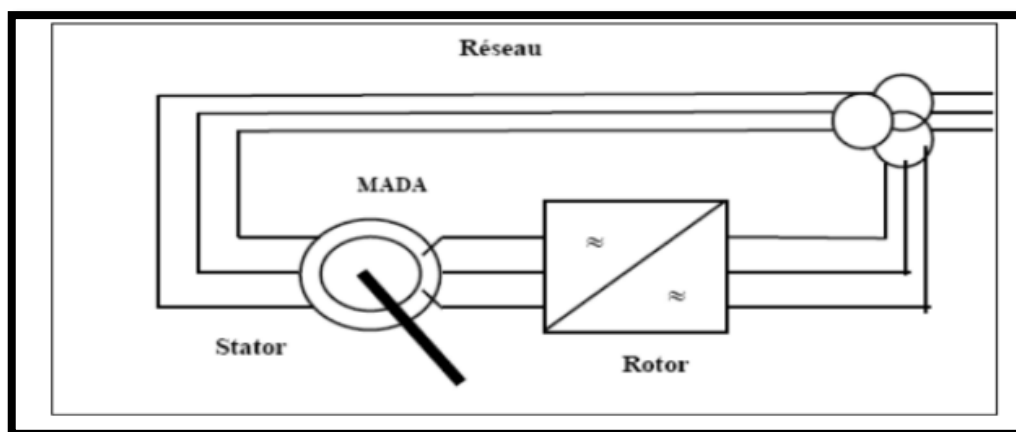


Figure (I.4) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur Deuxième configuration.

I.5.3. Stator Alimenté par onduleur, rotor alimenté par un onduleur

Cette configuration consiste en une MADA dont les deux côtés, stator et rotor, sont alimentés par des onduleurs de tension. Elle peut prendre deux formes équivalentes :

- * Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés.
- * Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs. Dans ce cas, c'est le réseau qui est la source du couplage électrique existant entre les deux côtés.

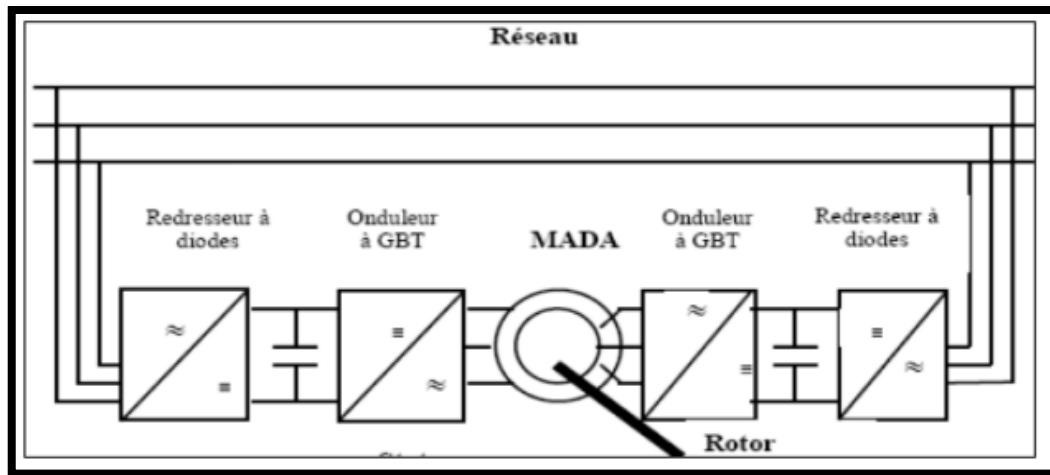


Figure (I.5) : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur Troisième Configuration.

I.6. Application de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation occupe actuellement une grande place dans les applications industrielles, grâce à ses nombreux avantages et sa première application importante est le fonctionnement à grande échelle du moteur de variation de vitesse en fait, MADA peut être utilisé dans de nombreuses applications importantes nécessitant un couple élevé, telles que [8]:

- Extraction du métal à l'aide de machines d'enroulement et de déroulement ;
- Générer des réseaux à bord des navires ou des aéronefs Éoliennes ou turbines à marée et îles à vitesse variable ;
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variables ;
- Traction, en particulier avec des applications telles que le transport urbain ou le paiement maritime.

I.7. Avantages et Inconvénients de la MADA

Dans ce paragraphe, nous offrons des avantages et des inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation.

I.7.1 Avantages de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation présente les avantages suivants :

- Capacité à fonctionner à des vitesses variables, ce qui le rend adapté à diverses applications telles que les éoliennes [9];
- Capacité de produire de l'électricité à fréquence constante et à vitesse mécanique variable [9];

- Large plage de fonctionnement par rapport à la machine synchrone avec cage d'écureuil ;
- Mesure des courants au niveau du statique et du rotor, contrairement à la cage qui offre une plus grande flexibilité et précision pour contrôler le flux et le couple électromagnétique [1].

I.7.2 Inconvénients de la MADA

La machine asynchrone à alimentation double comprend de nombreux défauts, notamment:

Avoir des balais sur le rotor nécessitant plus de travaux d'entretien ;-

- La machine à un nombre fixe de paires de pôles et devrait donc fonctionner sur une plage de vitesse très limitée, ce qui peut conduire à des courants de stator destructeurs si le glissement devient trop grand ;

Le coût des transformateurs est plus élevé que celui des autres systèmes.-

I.8. Modélisation de la MADA

Comme tous les systèmes physiques qui nécessitent une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. La machine asynchrone à double alimentation (MADA) présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible via des collecteurs comme la montre la figure(I.6) ci-dessous.

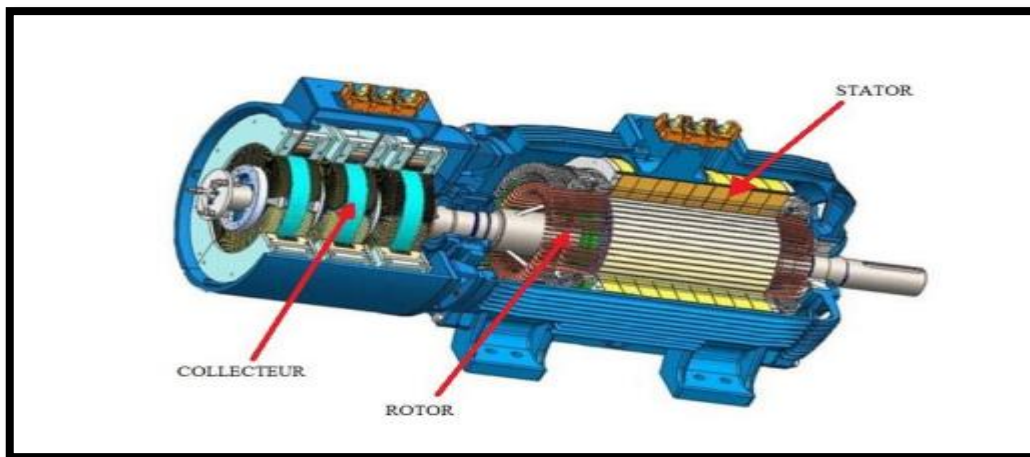


Figure (I.6): Représentation schématique d'une MADA.

I.8.1. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [10]. Elles sont indispensables pour une réalisation technologique [11] :

- . On suppose les circuits magnétiques non saturés, et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables ;
- . On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau est donc négligé ;
- . Le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés ;
- . On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor. L'entrefer est d'épaisseur uniforme (constant), les inductances propres sont constantes. Les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes des enroulements rotoriques et statoriques.

I.8.2. Modèle de la machine dans le repère

abc La machine asynchrone représentée par la figure (I.7) se compose :

- D'un circuit statorique fixe comportant trois phases identiques décalées entre elles de $(2\pi/3)$.
- D'un circuit rotorique mobile comportant trois phases identiques en court circuits décalées entre elles de $(2\pi/3)$.

Un entrefer constant.-

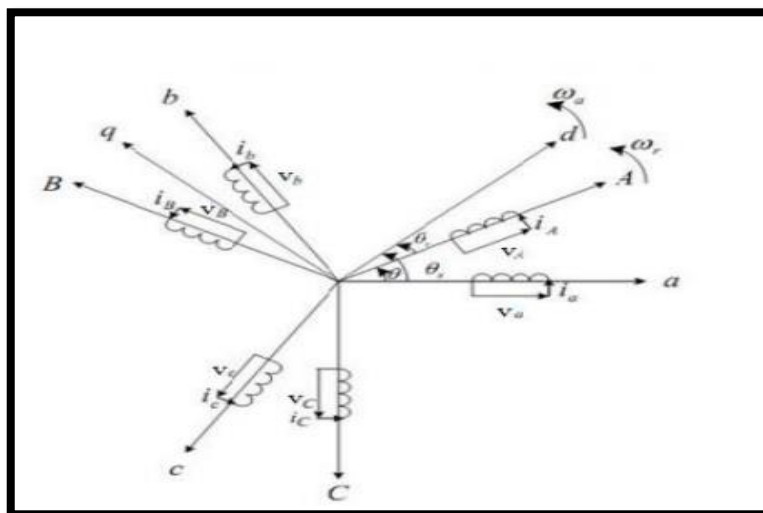


Figure (I.7): Représentation simplifié de la MADA.

I.8.2.1. Equations électriques

Sous les hypothèses précédentes et en utilisant La loi de Faraday et la loi d'Ohm, Les équations des tensions statoriques et rotoriques, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle suivante :

Stator :

$$\begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{AS} \\ I_{BS} \\ I_{CS} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{AS} \\ \emptyset_{BS} \\ \emptyset_{CS} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{ar} \\ \emptyset_{br} \\ \emptyset_{cr} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec:

$[V_s] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^T$, $[V_r] = [V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^T$: Représente respectivement les tensions statoriques et rotorique.

$[I_s] = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^T$, $[I_r] = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^T$: Représente respectivement les courants statoriques et rotoriques.

$[\emptyset_s] = [\emptyset_{as}, \emptyset_{bs}, \emptyset_{cs}]^T$, $[\emptyset_r] = [\emptyset_{ar}, \emptyset_{br}, \emptyset_{cr}]^T$: Représente respectivement les flux statoriques et rotoriques.

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

R_s et R_r : Resistance des enroulements statoriques et rotoriques

I.8.2.2 Equations magnétiques

Les flux créent par les enroulements statoriques et rotorique ont pour expression:

$$[\emptyset_s] = [L_s] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (I.5)$$

$$[\emptyset_r] = [L_r] [I_r] + [M_{sr}]^T [I_s] \quad (I.6)$$

Tel que:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} & M_{sr} \\ M_{sr} & L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & M_{sr} & L_s \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_{rs} & M_{rs} \\ M_{rs} & L_r & M_{rs} \\ M_{rs} & M_{rs} & L_r \end{bmatrix}$$

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

Avec :

L_s, L_r : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique respectivement.

M_{sr}, M_{rs} : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

Les équations (I.5) et (I.6) peuvent s'écrire aussi sous la forme:

$$\begin{cases} \phi_{as} = L_s I_{as} + M_{sr} I_{bs} + M_{sr} I_{cs} + M_{sr} I_{ar} + M_{sr} I_{br} + M_{sr} I_{cr} \\ \phi_{bs} = M_{sr} I_{as} + L_s I_{bs} + M_{sr} I_{cs} + M_{sr} I_{ar} + M_{sr} I_{br} + M_{sr} I_{cr} \\ \phi_{cs} = M_{sr} I_{as} + M_{sr} I_{bs} + L_s I_{cs} + M_{sr} I_{ar} + M_{sr} I_{br} + M_{sr} I_{cr} \end{cases} \quad (I.7)$$

$$\begin{cases} \phi_{ar} = L_r I_{ar} + M_{rs} I_{br} + M_{rs} I_{cr} + M_{rs} I_{as} + M_{rs} I_{bs} + M_{rs} I_{cs} \\ \phi_{br} = M_{rs} I_{ar} + L_r I_{br} + M_{rs} I_{cr} + M_{rs} I_{as} + M_{rs} I_{bs} + M_{rs} I_{cs} \\ \phi_{cr} = M_{rs} I_{ar} + M_{rs} I_{br} + L_r I_{cr} + M_{rs} I_{as} + M_{rs} I_{bs} + M_{rs} I_{cs} \end{cases} \quad (I.8)$$

En introduisant (I.5), (I.6) dans (I.3) et (I.4), on aura :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + [L_s] \frac{d[I_s]}{dt} + [M_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt} \quad (I.9)$$

$$[V_r] = [R_r] [I_r] + [L_r] \frac{d[I_r]}{dt} + [M_{sr}]^T \frac{d[I_s]}{dt} \quad (I.10)$$

Cette mise en équation aboutit à deux équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est relativement laborieuse. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Parmi ces transformations, on distingue celle de Concordia et de Park qu'on utilisera dans la suite de notre travail.

I.8.3 Transformation de Park

I.8.3.1. Modèle de la machine dans le repère de Park

La transformation de Park est définie comme la substitution de trois enroulements immobiles, dont les axes magnétiques (a, b, c) sont décalés dans l'espace de $(2\pi/3)$ et alimentés par un système de courant triphasé, par deux enroulements orthogonaux (d, q) mobiles et alimentés par des courants constants. Dans les deux cas on aura un champ magnétique tournant [12].

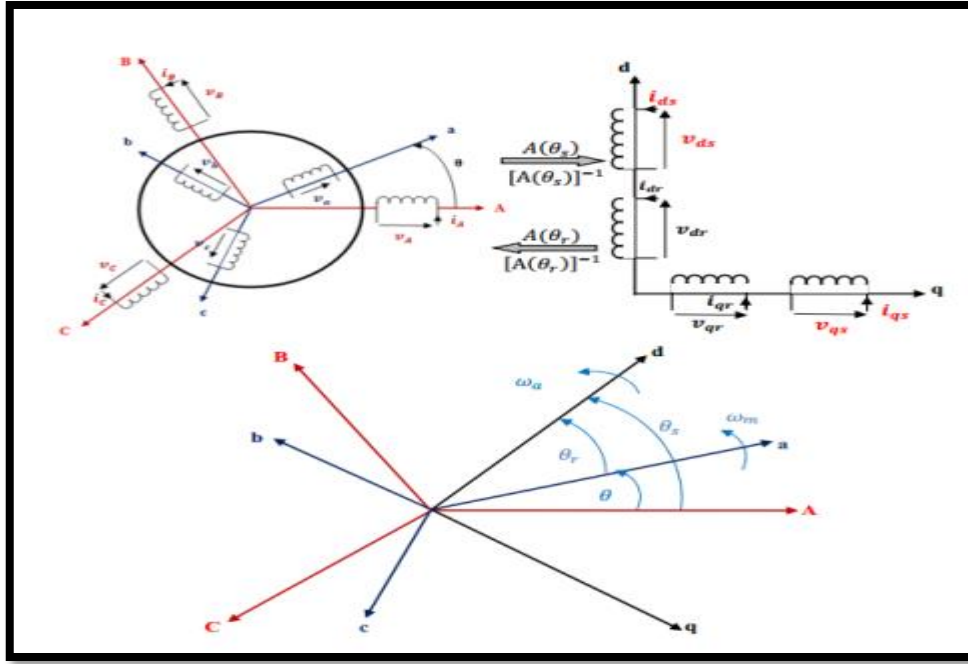


Figure (I.8): Transformation de Park.

La transformation de R.H. Park appelée aussi transformation des deux axes, or cette transformation est définie par l'équation qui est donnée sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [A(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Et sa transformation inverse comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [A(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Avec :

X_d : est la composante directe.

X_q : est la composante quadratique.

X_o : est la composante homopolaire (et elle est nulle).

$[A(\theta)]$: est la matrice de Park.

$[A(\theta)]^{-1}$: est la matrice inverse de Park.

Ou :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

I.8.3.2 Equations électriques dans le repère de Park

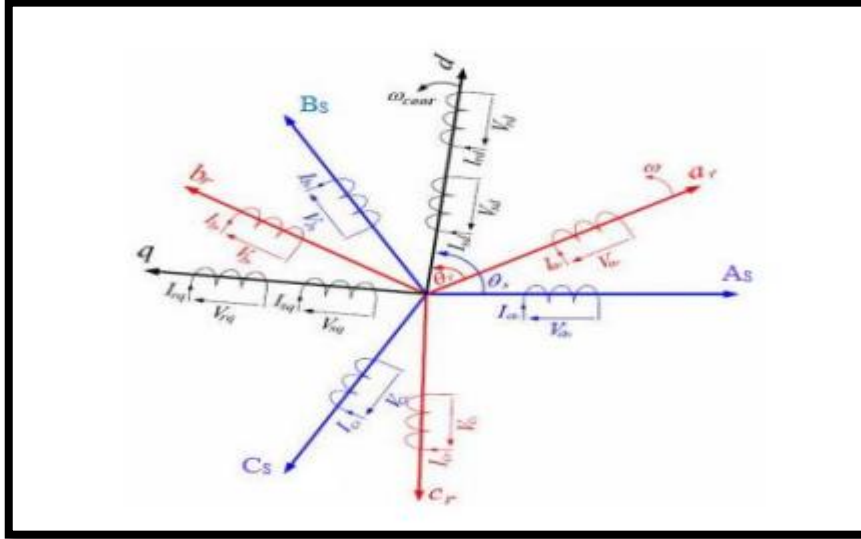


Figure (I.9): Représentation de Park d'une machine asynchrone à double alimentation.

θ_s : Le déphasage entre les axes OA et Od.

θ_r : Le déphasage entre les axes Oa et Od.

On définit les différentes vitesses dans le repère de Park comme suit :

$\omega = \frac{d\theta}{dt}$: La vitesse du rotor par rapport au stator.

$\omega_{coord} = \frac{d\theta_s}{dt}$: La vitesse du référentiel (Od Oq) par rapport au stator.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_{coord} - \omega$: La vitesse du référentiel (Od Oq) par rapport au rotor.

On applique la transformation de Park aux grandeurs statoriques et rotoriques, la première est définie par la matrice $[A(\theta_s)]$ et la deuxième est définie par la matrice $[A(\theta_r)]$.

Au stator :

$$\begin{cases} [V_{dqo}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [V_{ABC}]_s \\ [i_{dqo}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [i_{ABC}]_s \\ [\phi_{dqo}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [\phi_{ABC}]_s \end{cases} \quad (I.15)$$

$$\begin{cases} [V_{ABC}]_s = [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [V_{dqo}]_s \\ [i_{ABC}]_s = [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{dqo}]_s \\ [\phi_{ABC}]_s = [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [\phi_{dqo}]_s \end{cases} \quad (I.16)$$

Avec :

$$[V_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} [V_{ds}] \\ [V_{qs}] \\ [V_{os}] \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension statorique da le repère de Park.}$$

$$[i_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} [i_{ds}] \\ [i_{qs}] \\ [i_{os}] \end{bmatrix} : \text{Vecteur de courant statorique da le repère de Park.}$$

$$[\phi_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} [\phi_{ds}] \\ [\phi_{qs}] \\ [\phi_{os}] \end{bmatrix} : \text{Vecteur de flux statorique da le repère de Park.}$$

Au rotor :

$$\begin{cases} [V_{dqo}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [V_{ABC}]_r \\ [i_{dqo}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [i_{ABC}]_r \\ [\phi_{dqo}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [\phi_{ABC}]_r \end{cases} \quad (I.17)$$

$$\begin{cases} [V_{abc}]_r = [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [V_{dqo}]_r \\ [i_{abc}]_r = [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{dqo}]_r \\ [\phi_{abc}]_r = [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [\phi_{dqo}]_r \end{cases} \quad (I.18)$$

Avec :

$$[V_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} [V_{dr}] \\ [V_{qr}] \\ [V_{or}] \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension rotorique da le repère de Park.}$$

$$[i_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} [i_{dr}] \\ [i_{qr}] \\ [i_{or}] \end{bmatrix} : \text{Vecteur de courant rotorique da le repère de Park.}$$

$$[\phi_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} [\phi_{dr}] \\ [\phi_{qr}] \\ [\phi_{or}] \end{bmatrix} : \text{Vecteur de flux rotorique da le repère de Park.}$$

Donc on peut schématiser la machine après cette transformation comme suit :__

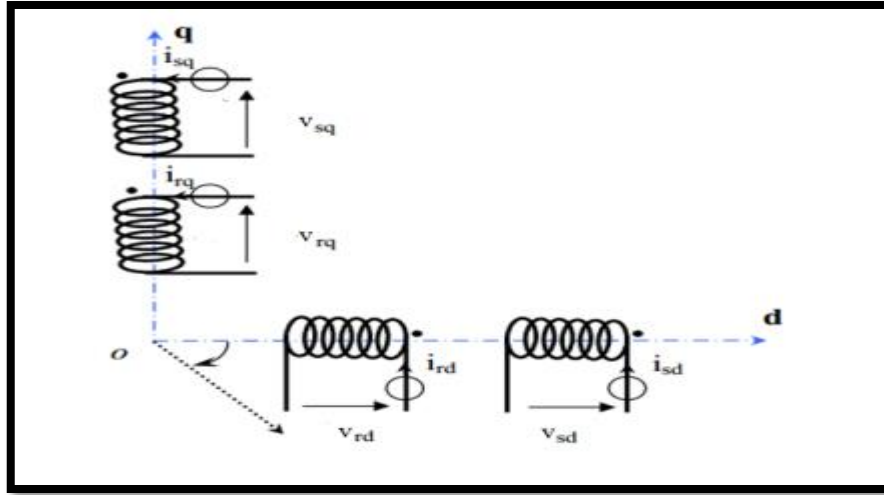


Figure (I.10): Modèle de la machine après la transformation de Park.

I.8.3.2.1. Equations électriques

L'expression des équations de tension dans le repère de Park sont obtenu ainsi :

Au stator :

On multiplie l'équation de tension (I.3) par la matrice $[A(\theta_s)]$ on aura :

$$[A(\theta_s)] \cdot [V_{ABC}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [R_s] \cdot [i_{ABC}]_s + [A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}]_s \quad (I.19)$$

Puis on obtient :

$$[V_{dqo}]_s = [R_s] \cdot [i_{dqo}]_s + \frac{d}{dt} [\phi_{dqo}]_s + [A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [\phi_{dqo}]_s \quad (I.20)$$

Et on calcul séparément le terme :

$$[A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \cdot [A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{d\theta_s} [A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{os} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{os} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ -\phi_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Au rotor :

On prend l'équation (I.4), on la multiplie par la matrice $[A(\theta_r)]$ et on aura :

$$[A(\theta_r)] \cdot [V_{abc}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [R_r] \cdot [i_{abc}]_r + [A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [\phi_{abc}]_r \quad (I.23)$$

Puis :

$$[V_{dqr}]_r = [R_r] \cdot [i_{dqr}]_r + \frac{d}{dt} [\phi_{dqr}]_r + [A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [\phi_{dqr}]_r \quad (I.24)$$

Dont on calcule aussi le terme :

$$[A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [P(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \cdot [A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{d\theta_r} [A(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Et finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{dr} \\ \emptyset_{qr} \\ \emptyset_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} \emptyset_{dr} \\ -\emptyset_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

I.8.3.2.2. Equations magnétiques

Au stator :

On prend l'équation (I.5) et on la multiplie par la matrice $[A(\theta_s)]$, on aura :

$$[A(\theta_s)] \cdot [\emptyset_{ABC}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [L_s] \cdot [i_{ABC}]_s + [A(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{abc}]_r \quad (I.27)$$

Après, on trouve :

$$[\emptyset_{dqo}]_s = [L_s] \cdot [i_{dqo}]_s + [A(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [A(\theta_r)]^{-1} [i_{dqo}]_r \quad (I.28)$$

Et finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{os} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Avec :

$L_s = L_s - M$: Inductance cyclique statorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance magnétique. (inductance mutuelle cyclique stator rotor).

Pour le rotor :

On multiplie l'équation (I.6) par la matrice $[A(\theta_r)]$ et on aura :

$$[A(\theta_r)] \cdot [\emptyset_{abc}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [L_r] \cdot [i_{abc}]_r + [A(\theta_r)] \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{ABC}]_s \quad (I.30)$$

Puis on obtient :

$$[\emptyset_{dqo}]_r = [L_r] \cdot [i_{dqo}]_r + [A(\theta_r)] \cdot [M_{sr}] \cdot [A(\theta_s)]^{-1} [i_{dqo}]_s \quad (I.31)$$

Et finalement :

$$\begin{bmatrix} \emptyset_{dr} \\ \emptyset_{qr} \\ \emptyset_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

Avec :

$L_r = L_r - M$: Inductance cyclique rotorique.

En tenant compte des équations (I.22), (I.26), (I.29) et (I.32) on peut classer les équations de tension et de flux magnétique dans le repère de Park dans le tableau suivant :

	Stator	Rotor
Tension	$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \\ V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \end{cases}$	$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} \\ V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} \end{cases}$
Flux	$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases}$	$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases}$

Tableau (I.1): Tensions et flux dans le repère de Park.**I.8.3.2.3. Equation mécanique**

L'équation mécanique de la machine est d'écrit comme sous la forme :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + F_{vis} \Omega \quad (I.33)$$

Ω : La vitesse de rotation en (rad/s).

I.8.3.2.4. Expressions du couple électromagnétique

L'expression générale du couple électromagnétique peut être dérivé de l'expression de la Co-énergie par rapport à l'angle mécanique de rotation ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. Il en résulte plusieurs expressions toutes sont égaux.

Dans le repère (d, q) équation devient :

$$C_e = p(\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}) \quad (I.34)$$

$$C_e = p \cdot M(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (I.35)$$

$$C_e = \frac{P \cdot M}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \quad (I.36)$$

$$C_e = \frac{P \cdot M}{L_s} (\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}) \quad (I.37)$$

I.8.4. Choix du référentiel

Jusqu'à présent nous avons exprimé les grandeurs de la machine dans un repère (d, q) qui fait un angle électrique (θ_r) avec le rotor et qui fait également un angle électrique (θ_s) avec le stator mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est à dire qu'il est libre.

Il existe trois choix importants. On peut fixer le repère (d, q) au stator, au rotor ou au champ tournant. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique. On parle de vecteur alors qu'en vérité on a tout un champ. Le vecteur permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Le flux rotorique, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui 'glisse' par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent, les deux flux statorique et rotorique tournent à la même vitesse au synchronisme [13].

Et pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone à double alimentation, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [12].

Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles.

I.8.4.1. Référentiel lié au stator

Ce repère de référence est le mieux adapté pour les grandeurs instantanées. Il est utilisé pour l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation de la machine. Il est caractérisé par [10]:

$$\omega_a = 0, \frac{d\theta_s}{dt} = 0, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_m$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_m \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_m \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.38)$$

I.8.4.2. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est choisi pour étudier les problèmes durant les régimes transitoires ou la vitesse de rotation est constante. Il est caractérisé par :

$$\omega_a = \omega_m, \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_m, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_m \phi_{qr} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_m \phi_{dr} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (I.39)$$

I.8.4.3. Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est souvent utilisé dans le cas où la fréquence d'alimentation est constante. Ce qui justifie sa large utilisation dans le domaine de la commande des machines asynchrones. Il est caractérisé par :

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où :

$$\omega_a = \omega_s, \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = (\omega_s - \omega_m) = \omega_r$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \omega_s \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{ds} \omega_s \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr} (\omega_s - \omega_m) \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{dr} (\omega_s - \omega_m) \end{cases} \quad (I.40)$$

Equations électriques :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \omega_s \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{ds} \omega_s \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr} (\omega_s - \omega_m) \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{dr} (\omega_s - \omega_m) \end{cases} \quad (I.41)$$

Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (I.42)$$

I.9. Alimentation de la MADA

Dans notre travail le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à travers un onduleur de tension, figure (I.11). La tension de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur [6].

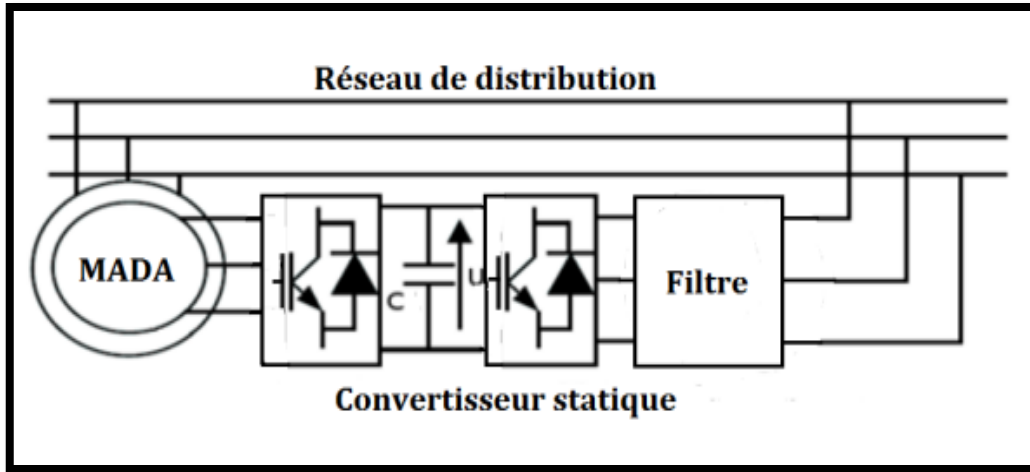


Figure (I.11): Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension.

I.9.1. Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, figure (II.12), on considère son alimentation comme une source parfaite (bus continu), supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $(U_{dc}/2)$ connectés entre eux par un point noté n_0

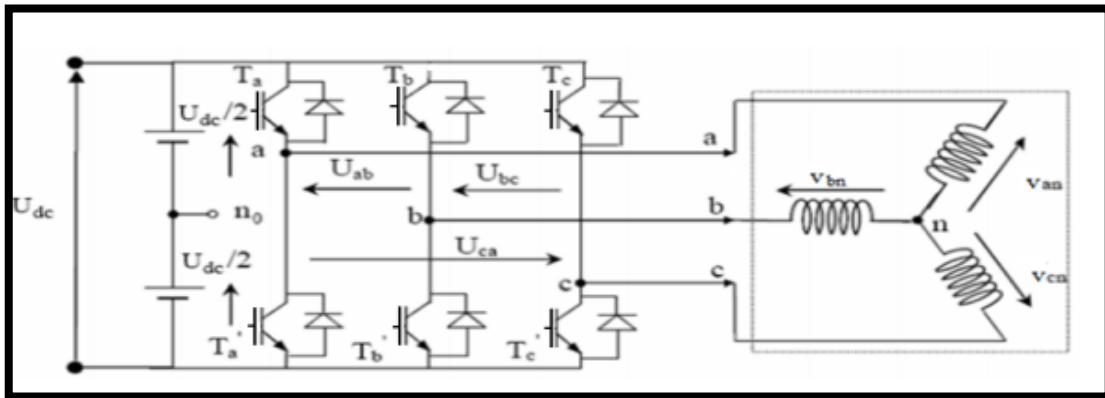


Figure (I.12): Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons (V_{an}) , (V_{bn}) et (V_{cn}) . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques (S_i) . On appelle (T_i) et (T'_i) les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- * si $(S_i = 1)$, alors (T_i) est passant et (T'_i) est ouvert,
- * si $(S_i = 0)$, alors (T_i) est ouvert et (T'_i) est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad (I.43)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3}[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3}[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence (n_0)

$$\begin{cases} U_{an} + V_{nn_0} = V_{an_0} \\ U_{bn} + V_{nn_0} = V_{bn_0} \\ U_{cn} + V_{nn_0} = V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn_0} = \frac{1}{3}[V_{an_0} + V_{bn_0} + V_{cn_0}] \quad (\text{I.46})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow S_i$ ($i = a, b, c$) on a :

$$V_{in_0} = S_i \cdot U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} = (S_i - 0.5)U_{dc} \quad (\text{I.47})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an_0} = (S_a - 0.5)U_{dc} \\ V_{bn_0} = (S_b - 0.5)U_{dc} \\ V_{cn_0} = (S_c - 0.5)U_{dc} \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

En remplaçant l'équation (II.38) dans l'équation (II.37), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{bn} = \frac{-1}{3}V_{an_0} + \frac{2}{3}V_{bn_0} - \frac{1}{3}V_{cn_0} \\ V_{cn} = \frac{-1}{3}V_{an_0} - \frac{1}{3}V_{bn_0} + \frac{2}{3}V_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{I.49})$$

En remplaçant l'équation (II.40) dans l'équation (II.41), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.50})$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Park pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

I.10. Conclusion

Dans ce chapitre, un aperçu du dieu asynchrone à double alimentation a été fourni. Nous avons étudié son fonctionnement et décrit ses avantages et inconvénients, ses stratégies de nutrition et ses domaines d'utilisation.

MADA a une personnalité qui permet à ce dernier d'occuper un grand espace pour bien exploiter dans ses domaines d'application, il est nécessaire de les modéliser. Cela nous a incité à présenter son modèle dans la marque à trois étages (abc), puis dans le signe Park (dq) associé au champ stator. Ces modèles ont été élaborés selon certaines hypothèses simplifiées que nous devons respecter.

Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la stratégie de contrôle (DTC) qui permet de contrôler la machine alimentée par deux réflecteurs, l'un par stator et l'autre par rotor.

Chapitre II

Commande par DTC de la MADA

II.1. Introduction

Au cours des 20 dernières années, le domaine du contrôle des machines électriques a connu des changements et des développements qui se poursuivent. Les moyens traditionnels de changer progressivement de vitesse ont été dépassés par des systèmes combinant des transformateurs constants et des moteurs électriques.

Au milieu des années 80, exactement en 1986, Takahashi propose une stratégie de contrôle direct du couple d'une machine asynchrone, apparue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control). Dans le cadre de nos travaux nous porterons une attention particulière à cette dernière stratégie.

Dans ce chapitre, les principes du contrôle direct du couple, les avantages et les inconvénients du contrôle DTC, la stratégie de contrôle direct du couple (DTC), le contrôle du flux rotorique et le couple électromagnétique en introduisant les méthodes d'estimation du couple électromagnétique et du flux, ainsi que les correcteurs pour le flux et l'électromagnétique. Couple, élaboration de la table de commande, et enfin nous présenterons un modèle de MADA à travers ses applications pour le DTC et les résultats de simulation.

II.2. Principes de la commande directe du couple

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état.

Les variables contrôlées sont : Le flux rotorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux rotorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation dans l'onduleur [14].

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

La commande indirecte des intensités et tensions de la machine ;-

L'obtention des flux et des courants proches des formes sinusoïdales ;-

La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide ;

II.3. Avantages et Inconvénients de la commande DTC

II.3.1. Avantages de la commande DTC

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator ;

La réponse dynamique est très rapide ;-

Utilise un modèle simplifié de la machine ;-

- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;

- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux est nécessaire ;

II.3.2. Inconvénients de la commande DTC

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;

- L'existence des oscillations au niveau du couple ;

- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des comparateurs à hystérésis) ;

- La nécessité de disposer des estimations de flux et du couple ;

II.4. Stratégie de commande directe du couple (DTC)

TAKAHACHI a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant [15] :

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50\mu s$) ;

- Pour chaque période, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la machine ;

- On reconstitue les composantes du vecteur de flux rotorique en utilisant les équations ($\Phi_{r\alpha}$, $\Phi_{r\beta}$) amplitude, phase (θ) ;

- L'estimation de couple électromagnétique de la MADA est alors possible grâce à l'estimation de flux et aux mesures des courants de ligne ;

On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux - et le couple suivant une logique qu'on nous allons présenter dans ce qui suit.

II.5. Contrôle de flux rotorique et du couple électromagnétique

II.5.1. Principe de contrôle de flux rotorique

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension rotorique :

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (II.1)$$

Le flux rotorique est estimé à partir de la relation suivante:

$$\phi_r(t) = \int_0^t (V_r - R_r I_r) dt \quad (II.2)$$

$$\phi_r(t) = \phi_{r0} + V_r \cdot t - R_r \int I_r dt \quad (II.3)$$

Avec l'hypothèse que (R_r) reste constante et que le terme $(R_r I_r)$ est négligeable devant la tension (V_r) .

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$ correspondant à une période d'échantillonnage (T_e) les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixées, ainsi on peut écrire :

$$\phi_r(t) \approx \phi_{r0} + V_r T_e \quad (II.4)$$

Où

ϕ_{r0} : est le vecteur flux à l'instant $(t = 0)$

Dans un intervalle de temps (T_e) , l'extrémité du vecteur (ϕ_r) se déplace sur une droite dont la direction est donnée par (V_r) . La figure (II.1) illustre ce principe, lorsque on sélectionne le vecteur $(V_r = V_3)$ par exemple.

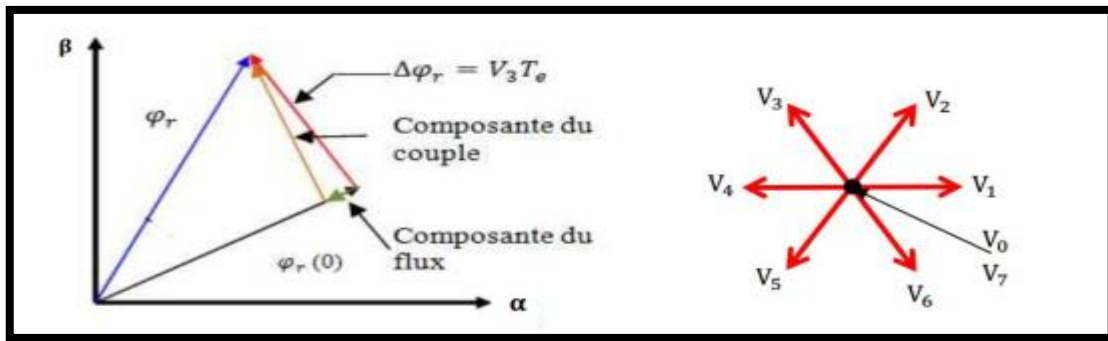


Figure (II.1): Exemple de l'évolution de l'extrémité de (ϕ_r) pour $(R_r I_r)$ négligeable.

Si la période de contrôle (T_e) est très faible devant la période de rotation du vecteur flux rotorique.

En choisissant une séquence appropriée de vecteur tension de l'onduleur sur des intervalles de temps successifs de durée (T_e) , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur flux (ϕ_r) la trajectoire désirée.

Le vecteur (Φ_r) est maintenu entre deux valeurs (Φ_{rmax}) et (Φ_{rmin}) ; le passage de l'une à l'autre étant commandé par (V_r) , si le vecteur de commande est l'un des vecteurs non nuls, (Φ_r) évolue avec une vitesse constante proportionnelle à la tension de commande, Si l'on maintient (Φ_r) à peu près constant, le couple ne dépend que du déphasage entre les deux flux rotorique min et max.

Pour répondre à une demande de variation rapide du couple, il suffit donc de modifier rapidement le déphasage entre les deux flux rotorique min et max.

Par exemple quand (Φ_r) atteint la valeur (Φ_{rmax}) , on déclenche le changement d'interrupteurs pour que la nouvelle valeur de (V_r) entraîne une diminution du module de (Φ_r) . En même temps la nouvelle phase du vecteur provoque (V_r) le décalage (I_r) et (Φ_r) dans le sens de rotation, fait augmenter le déphasage et le couple. Quand (Φ_r) chutera à la valeur (Φ_{rmin}) , on commandera la commutation suivante.

Il est possible de fonctionner avec un module de flux (Φ_r) pratiquement constant ; pour cela il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Ceci n'est possible que si la période de contrôle est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante du flux des vecteurs tensions appliquées doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante.

Lorsque le vecteur tension (V_r) est non nulle, la direction du déplacement de l'extrémité du flux (Φ_r) est donnée par sa dérivée $[\frac{d\Phi_r}{dt}]$ correspondant pratiquement au vecteur (V_r) .

II.5.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante [16]:

$$C_{em} = k(\vec{\Phi}_r \wedge \vec{\Phi}_s) \sin \gamma \quad (II.5)$$

Avec :

$\vec{\Phi}_r$: représente le vecteur de flux statorique ;

$\vec{\Phi}_s$: représente le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;

γ : représente l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

D'après cette expression, le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $(\vec{\Phi}_s)$ et $(\vec{\Phi}_r)$ et de leur position relative.

II.5.3. Choix du vecteur de tension

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux($\vec{\phi}_r$). Le tableau (II.1) montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs ($\vec{V}_{i+1}$), ($\vec{V}_{i+2}$), ($\vec{V}_{i-1}$), ($\vec{V}_{i-2}$) qui peuvent être appliqués dans la zone (Z_i) [16].

Lorsque le flux($\vec{\phi}_r$) se trouve dans une zone(Z_i), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs tensions suivants :

- ✓ Si (v_{i+1}) est sélectionné alors l'amplitude du flux (ϕ_r) croît et le couple (C_e) croît ;
- ✓ Si (v_{i+2}) est sélectionné alors l'amplitude du flux (ϕ_r) décroît et le couple (C_e) croît ;
- ✓ Si (v_{i-1}) est sélectionné alors l'amplitude du flux (ϕ_r) croît et le couple (C_e) décroît ;
- ✓ Si (v_{i-2}) est sélectionné alors l'amplitude du flux (ϕ_r) décroît et le couple (C_e) décroît ;
- ✓ Si (V_0) ou (V_7) sont sélectionnés, alors la rotation du flux (ϕ_r) reste inchangée.

✓ Vecteur (V_k)	(v_{i+1})	(v_{i+2})	(v_{i-1})	(v_{i-2})
Flux (ϕ_r)	↗	↘	↗	↘
Couple (C_e)	↗	↗	↘	↘

Tableau(II.1) : Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur (V_r) appliqué dans la zone(Z_i) . $k = (i - 1, i - 2, i + 1, i + 2)$

Les vecteurs tension à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux. Les paramètres(Z_1), (Z_2), (Z_3), (Z_4), (Z_5), (Z_6) de la figure (II.2). Représente les six zones possibles du Fonctionnement.

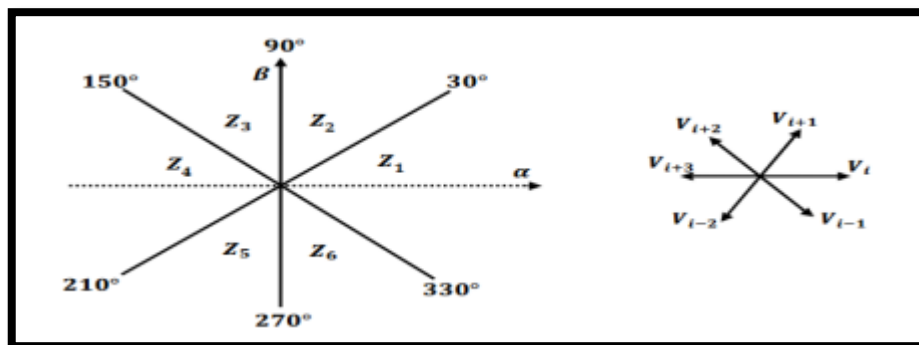


Figure (II.2): Répartition des zones.

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

En effet, en début de zone, les vecteurs $(\vec{V}_{i+1})$ et $(\vec{V}_{i-2})$ sont perpendiculaires à $(\vec{\Phi}_r)$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $(\vec{\Phi}_r)$, alors qu'en fin de zone l'évolution est inverse. Avec les vecteurs $(\vec{V}_{i-1})$ et $(\vec{V}_{i+2})$, il correspond à des évolutions lentes du couple et rapide de l'amplitude du flux $(\vec{\Phi}_r)$ en début d'une zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i, les deux vecteurs $(\vec{V}_{i+1})$ et $(\vec{V}_{i+3})$ ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de $(\vec{\Phi}_r)$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $(\vec{\Phi}_r)$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimé par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur $(\vec{\Phi}_r)$.

Un estimateur de $(\vec{\Phi}_r)$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

II.6. Estimateurs

II.6.1. Estimation du flux rotorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs rotoriques courant et tension de la machine. A partir de l'équation :

$$\vec{\Phi}_r = \int_0^t (\vec{V}_r - R_r \vec{I}_r) dt \quad (II.6)$$

On obtient les composantes (α) et (β) du vecteur $(\vec{\Phi}_r)$:

$$\begin{cases} \Phi_{r\alpha} = \int_0^t (V_{r\alpha} - R_r I_{r\alpha}) dt \\ \Phi_{r\beta} = \int_0^t (V_{r\beta} - R_r I_{r\beta}) dt \end{cases} \quad (II.7)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux rotorique.

On obtient les composantes ($V_{r\alpha}$) et ($V_{r\beta}$), après l'application de la transformation de CONCORDIA sur les tensions d'entrée mesurées (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}).

Ces tensions sont exprimées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur (U_0), et des états de commandes (S_a, S_b, S_c) soit :

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{r\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Les courants ($i_{r\alpha}$) et ($i_{r\beta}$), sont également obtenus à partir des courants réels (i_{ra}), (i_{rb}) et (i_{rc}) avec ($i_{ra} + i_{rb} + i_{rc} = 0$) et par application de la transformation de CONCORDIA :

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{ra} \\ i_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{rb} - i_{rc}) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

L'amplitude du flux rotorique est estimée à partir de ses composantes ($\phi_{r\alpha}$) et ($\phi_{r\beta}$) par :

$$(\phi_r) = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (\text{II.10})$$

L'angle (α_r) entre le référentielle rotorique et le vecteur flux (ϕ_r) est égal à :

$$\alpha_r = \arctg \frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}} \quad (\text{II.11})$$

II.6.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants rotorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p(\phi_{r\alpha} i_{r\beta} - \phi_{r\beta} i_{r\alpha}) \quad (\text{II.12})$$

On peut remarquer dans cette équation que l'exactitude de cette dernière dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants rotorique.

II.7. Elaboration du vecteur de commande

II.7.1. Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur ($\vec{\Phi}_r$) dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.3).

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de ($\vec{\Phi}_r$), afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (cflx) indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (cflx = 1) ou diminuée (cflx = 0) de façon à maintenir : $|(\Phi_r)_{ref} - \Phi_r| \leq \Delta\Phi_r$

Avec :

$(\Phi_r)_{ref}$: La consigne du flux ;

$\Delta\Phi_r$: La largeur d'hystérésis du correcteur.

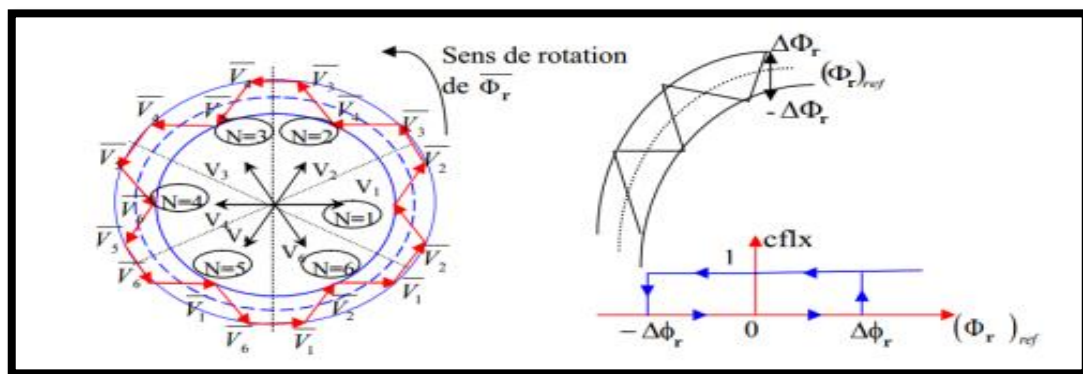


Figure (II.3): Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux rotorique et le contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

II.7.2. Le correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|C_{ref} - C_e| \leq \Delta C$.

Avec :

C_{ref} : Le couple référence ;

ΔC : 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.

Dans l'étude de contrôleur appliqué au couple, deux types de comparateur 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.7.2.1. Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs ($\vec{V}_{i+1}$) et ($\vec{V}_{i+2}$), peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux ($\vec{\phi}_r$), par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones (N_i), on s'aperçoit que pour chaque zone (i), il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

II.7.2.2. Le correcteur à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl = 1$) pour une consigne positive et ($ccpl = -1$) pour une consigne négative ou diminuée ($ccpl = 0$).

La figure (II.4): Montre ce type de correcteur.

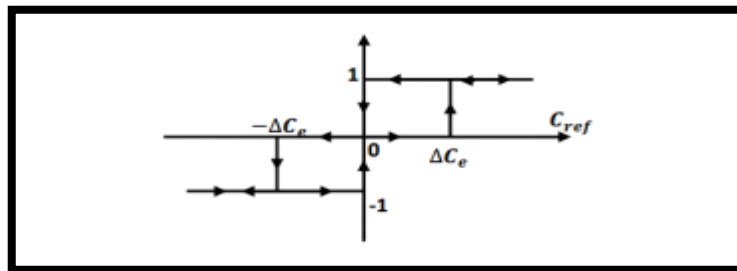


Figure (II.4): Correcteur de couple à trois niveaux.

II.8. Elaboration de la table de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables(c_{flx})et(c_{cpl}), et de la zone(N_i) de position de($\vec{\theta}_r$).Elle se présente donc sous la forme suivante :

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2
	$C_{cpl}=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	$C_{cpl}=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

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

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2
	$C_{cpl}=0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2
	$C_{cpl}=0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	Niveaux
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

Tableau(II.3): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis a trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls).

II.9. Modèle de la MADA

La machine asynchrone a doublé alimentation est modélisé de façon à obtenir des tensions transformées de Concordia toutes les variables nécessaire pour sa commande. On transforme les tensions d'entrée dans l'espace de Concordia pour commander la machine. On observe à l'aide du modèle Matlab les variables de sorties telles que le couple, les courants directs, quadratique et homopolaire. Ces courants sont ensuite transformés avec la transformation Concordia inverse de façon à avoir I_a , I_b , I_c .

II.9.1. Application de la DTC sur la MADA

La structure générale de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone à double étoile est représentée par la figure (Figure.II.5).

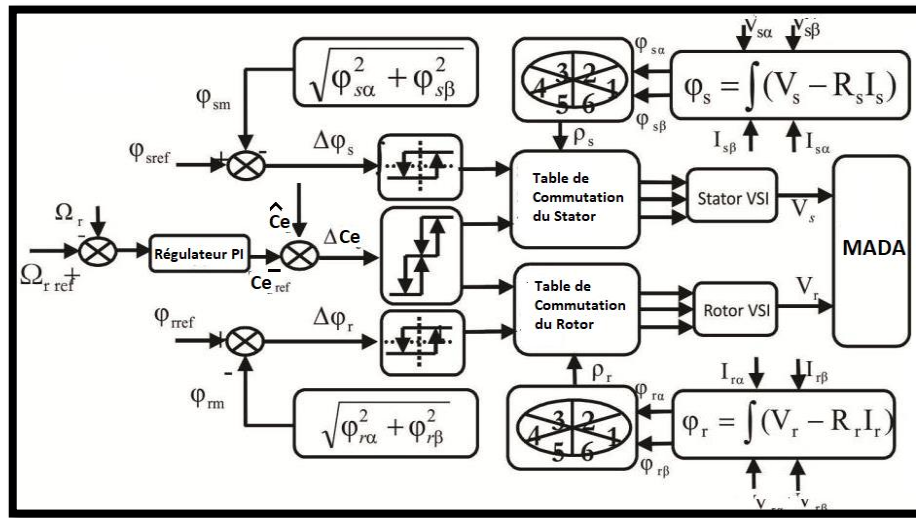


Figure (II.5): Structure générale de la commande directe du couple de la MADA.

II.9.2. Résultat de simulation

Les paramètres de la machine MADA

Résistance Statorique R_s	1.75 ohm
Résistance Rotorique R_r	1.68 ohm
Inductance Statorique L_s	0.295 H
Inductance Statorique L_r	0.104 H
Inductance Mutuelle M	0.165 H
Moment d'inertie J	0.01 Kg.m ²
Coefficient de frottement f	0.0027 Kg.m ² /s
Nombre de paires des pôles p	2
Puissance Nominale P_n	1.5 Kw

On a appliqué la commande DTC au moteur MADA avec $\omega_{ref} = 157 \text{ rad/s}$ en démarrant à vide puis en appliquant un couple résistant $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 1.5\text{s}$. et on obtient les résultats suivants :[17]

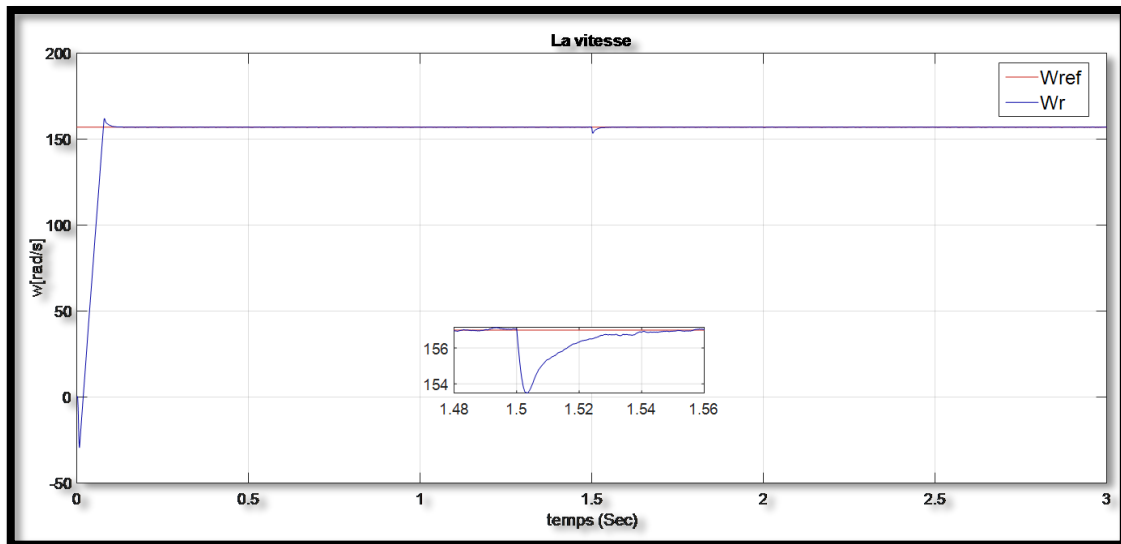


Figure (II.6): La vitesse de rotation

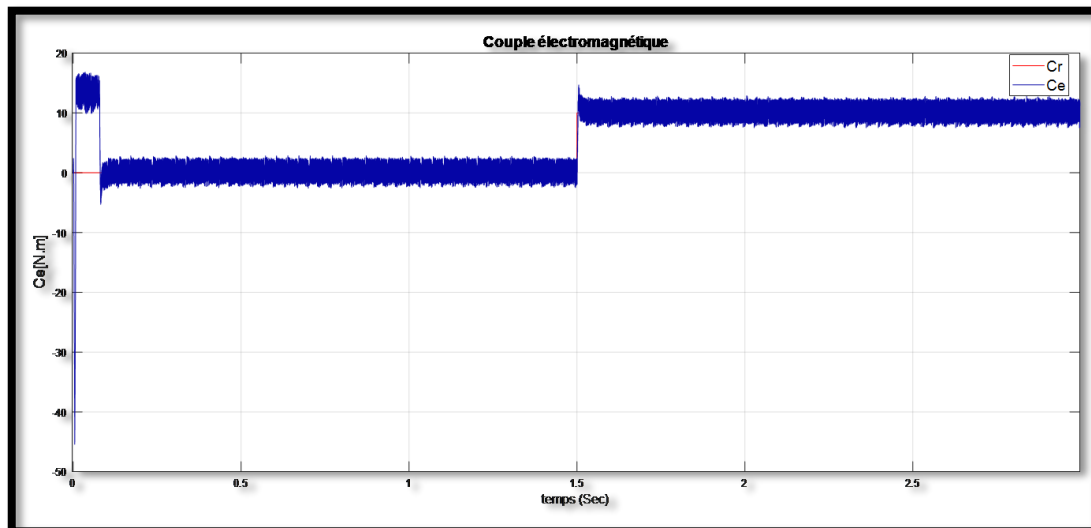


Figure (II.7): Le couple électromagnétique

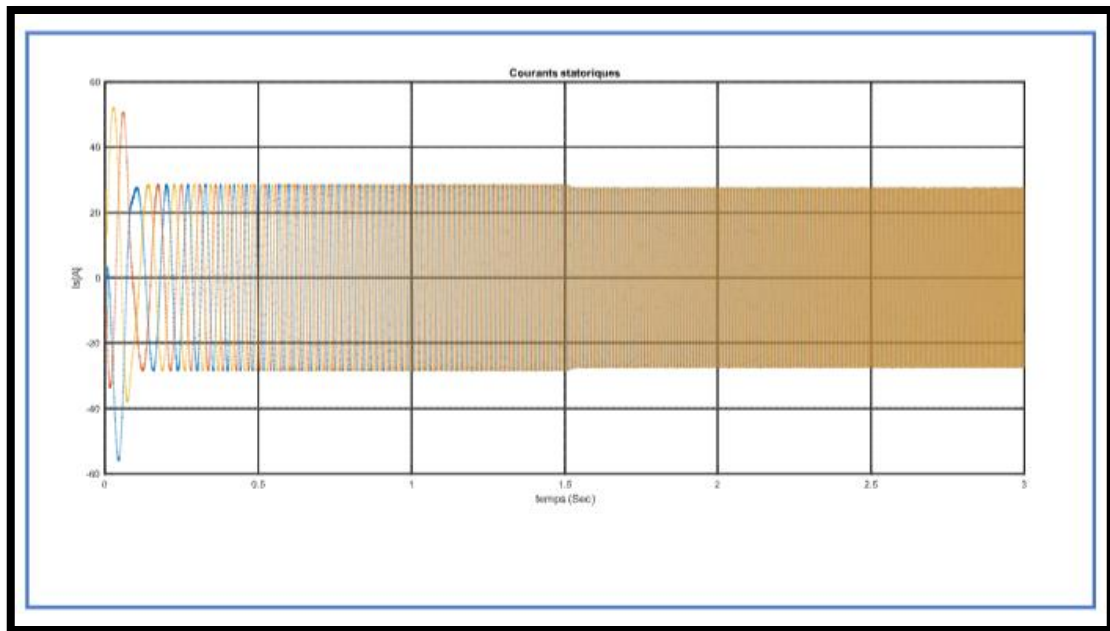


Figure (II.8): Les courants statoriques

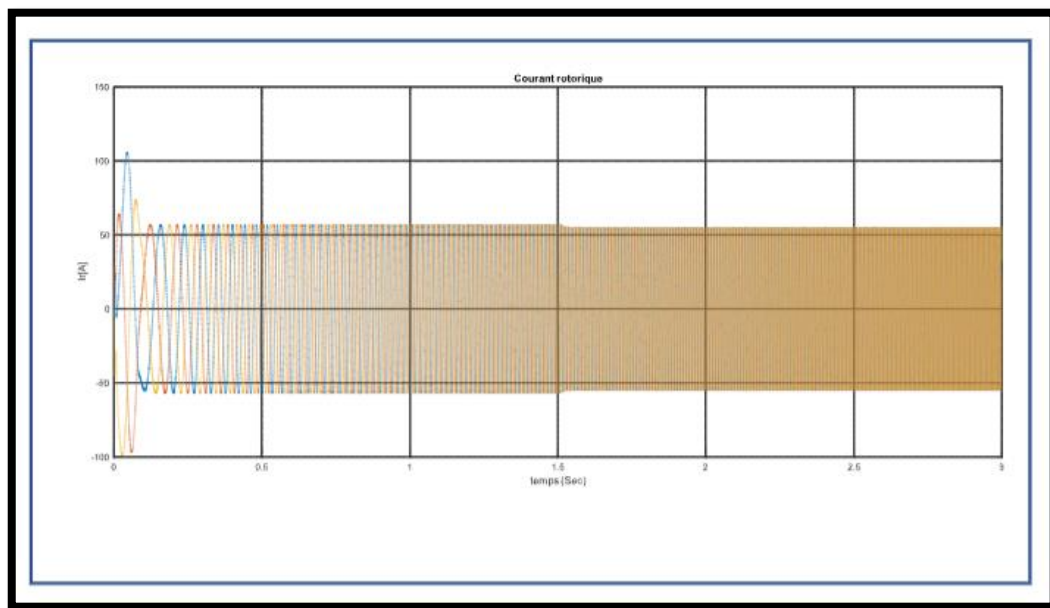


Figure (II.9): Les courants rotoriques

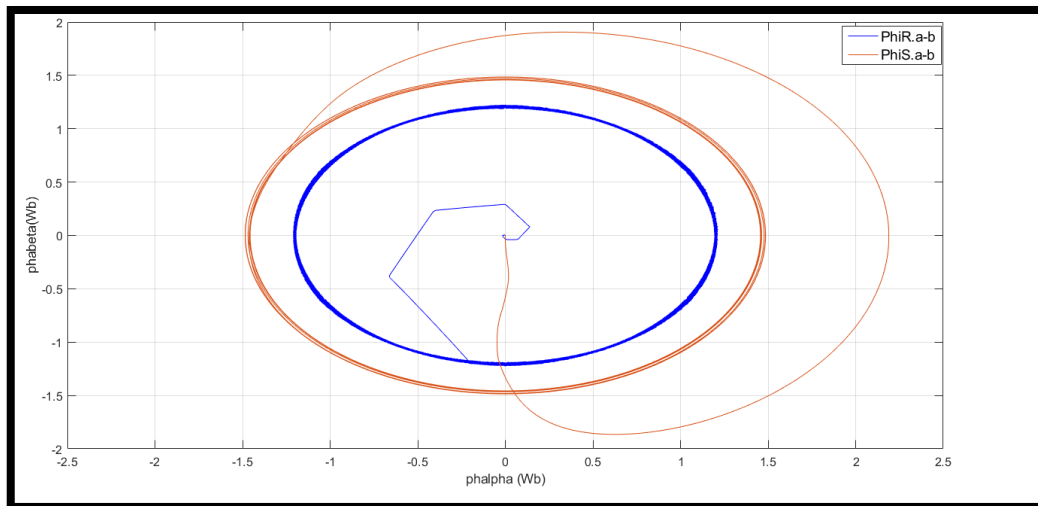


Figure (II.10): Les flux statorique et rotorique

II.9.3. Interprétation des résultats :

Les variations des grandeurs, vitesse, courants et couple avant et après l'application de la charge, pour montrer l'efficacité de la commande DTC appliqué au MADA.

comme le montre la Figure (II.6) on remarque une très légère chute de vitesse qui revient par la suite à sa valeur de référence ; ceci est dû aux bonnes performances de la régulation de la vitesse, Lorsque le couple résistance est appliqué, le couple électromagnétique est affecté par son augmentation par rapport à la valeur initiale comme indiqué dans la Figure (II.7).

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la théorie du contrôle direct du couple. Ce type de contrôle est basé sur la sélection directe des séquences de contrôle de l'onduleur à partir de la sélection optimale de vecteurs de tension basée sur la régulation des valeurs instantanées du couple électromagnétique et du flux statorique. La simulation du contrôle direct du couple présente de nombreux avantages importants (simplicité et facilité de mise en œuvre, robustesse, dynamisme élevé, précision, etc.), mais les ondulations électromagnétiques du couple et l'incontrôlabilité de la fréquence de commutation restent les principaux problèmes de cette stratégie de contrôle.

Dans le prochain chapitre, nous utiliserons des techniques de logique floue dont les objectifs seront d'examiner l'efficacité de cette technique lorsqu'elle est utilisée avec le contrôle direct du couple MADA, puis d'améliorer les performances obtenues avec le contrôle du couple conventionnel.

Chapitre III

Commande DTC-FLOUE de la MADA

III.1. Introduction

La logique floue est une nouvelle méthode de réglage qui a été introduite à large échelle au Japon. Cependant, plus récemment elle est de plus en plus appliquée en Europe. Les méthodes de réglage conventionnelles se basent sur une modélisation adéquate du système et un traitement analytique à l'aide de fonction de transfert ou d'équations d'état. Par contre le réglage par logique floue donne une approche plutôt programmatique, permettant d'inclure les expériences acquises par les opérateurs. Les bases théoriques de la logique floue ont été établies en 1965 par le professeur *Lotfi Zadeh* de l'université de Californie de Berkeley.[18]

Dans ce contexte, nous avons accès à un historique du flux logique, de la structure, des domaines d'application, des avantages et inconvénients, ainsi que des principes de base et de la Commande DTC-Floue du MADA et présentons les résultats de la simulation.

III.2. Historique de la logique floue

Ce sont les premières approches du concept d'incertitude d'Heisenberg développées par des chercheurs américains dans les années 20 et 30 qui ont conduit à l'apparition de la logique floue. Mais ce n'est qu'en 1965 que les bases théoriques de cette logique sont proposées par le professeur *Lotfi Zadeh*, dans un article intitulé «Fuzzy sets» (Ensembles flous). Cet automaticien, de réputation internationale, a depuis réalisé de nombreuses avancées théoriques qui ont contribué à la modélisation de phénomènes sous forme floue, dans le but de palier les limitations dues aux incertitudes des modèles classiques à équation différentielle.

Voici l'essentiel de l'historique de la logique floue[19]:

- . En 1973, Lotfi Zadeh propose d'appliquer la logique floue pour résoudre les problèmes de réglage ;
- . En 1975, le professeur Mamdani propose à Londres, une première application très encourageante du réglage par la logique floue et développe une stratégie pour le contrôle d'une chaudière à vapeur ;
- . En 1978, c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment c'est la première véritable application industrielle de la logique floue [20];
- . En 1983, c'est un épurateur d'eau à commande par la logique floue qui est mis au point avec succès;
- . A partir de 1985, la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegnoau Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987) et le lave-linge Aïsaïgo Pay Fuzzy de Matsushita (1990).

III.3. Structure d'une commande par logique floue

Un régulateur flou est un système à base de connaissance particulière composé de quatre modules principaux à savoir : la base de règle, la fuzzification, le moteur d'inférence et la défuzzification comme il est montré par la figure (III.1): [21].

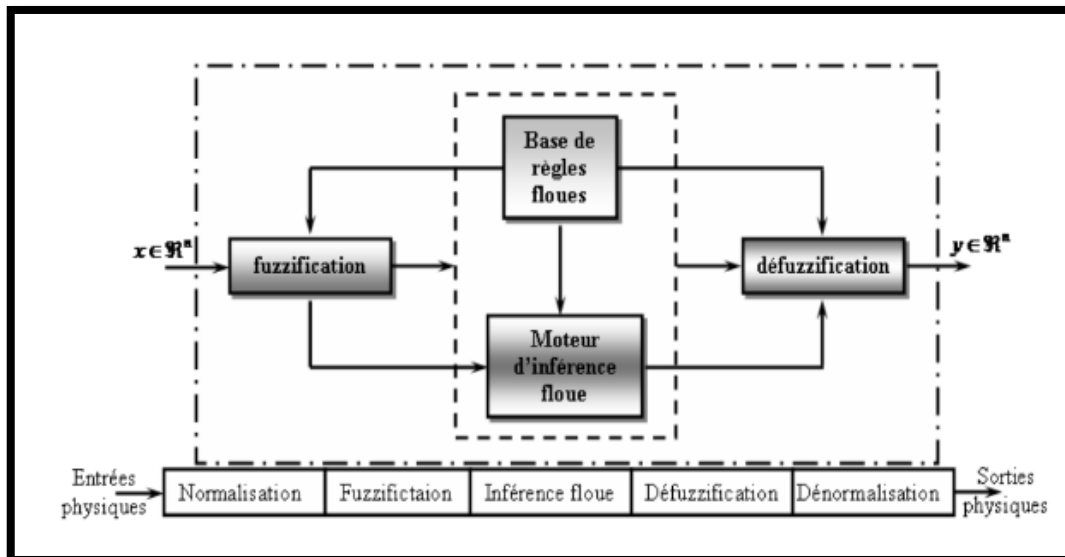


Figure (III.1): Structure d'un contrôleur flou.

III.3.1. L'interface de fuzzification

Cette interface accomplit les fonctions suivantes:

- La définition des fonctions d'appartenances pour les variables d'entrées.
 - Le passage des grandeurs physiques en variables linguistiques qui peuvent être ainsi traitées Par les règles d'inférences.
- 1 - la fuzzification singleton.
 - 2 - la fuzzification non singleton.

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

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

III.3.2. Base de règles

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final elle est composée [22].

1. D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de Normalisation.

2. la base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles :

Si <condition> Alors <conséquence>

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

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

-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.

-Méthode de Takagi Sugeno

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

III.4. Principe de la Logique Floue

Le principe de réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine du fait que les variables traitées ne sont pas des variables logiques mais des variables linguistiques, proches du langage humain. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système. Toute une série de notions fondamentales est développée dans la logique floue. Ces notions permettent de démontrer et de justifier certains principes de base [23].

III.4.1. Variables linguistiques et ensembles flous

La description imprécise d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'une grandeur physique ne peut se faire que par des expressions relatives ou floues. Ces différentes classes d'expressions floues dites ensembles flous forment ce qu'on appelle des variables Linguistiques. Afin de pouvoir traiter numériquement ces variables linguistiques qui sont normalisées généralement sur un intervalle bien déterminé appelé univers de discours, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent

le degré de vérification de ces variables linguistiques relativement aux différents sous-ensembles flous de la même classe [24].

Dans un ensemble de référence E , un sous ensemble flou de sous référentiel E est caractérisé par une fonction d'apparence μ de E dans l'intervalle de nombre réel $[0,1]$ qui indique avec quel degré un élément appartient à cette classe. Un sous ensemble flou est caractérisé par un noyau, un support et une hauteur [25].

Noyau : C'est l'ensemble des éléments qui sont vraiment dans E : $\text{noy}(E) = \{x / \mu_E(x) = 1\}$

Support: C'est l'ensemble des éléments qui sont dans E à degrés divers.

Hauteur: c'est la borne supérieure de la fonction d'appartenance : $ht(E) = \sup_{x \in E} \mu_E(x)$

Ensemble normalisée : un ensemble est dit normalisé s'il est de hauteur 1.

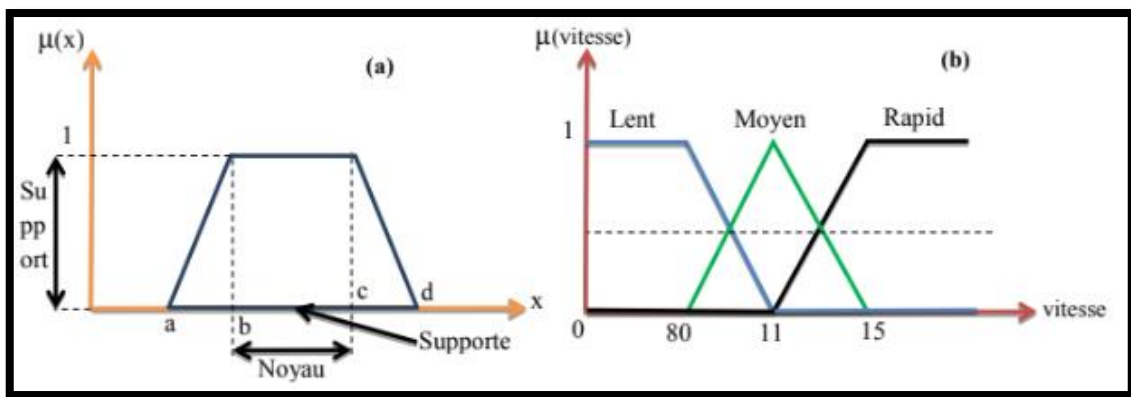


Figure (III.2): a. format d'un ensemble flou normalisé.

b. Représentation des variables linguistiques.

III.4.2. Les fonction d'appartenance :

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu_E(x)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice E indique l'ensemble concerné. Les fonctions d'appartenance peuvent être linéaires ou gaussiennes avec différentes formes [26]:

- Monotones (Croissantes ou décroissantes), comme il est montré sur la figure (III.3.a)
- Triangulaire, figure (III.3.c).
- Trapézoïdales, figure (III.3.d).
- En forme de cloche (Gaussienne), figure (III.3.e).

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdales ou triangulaires.

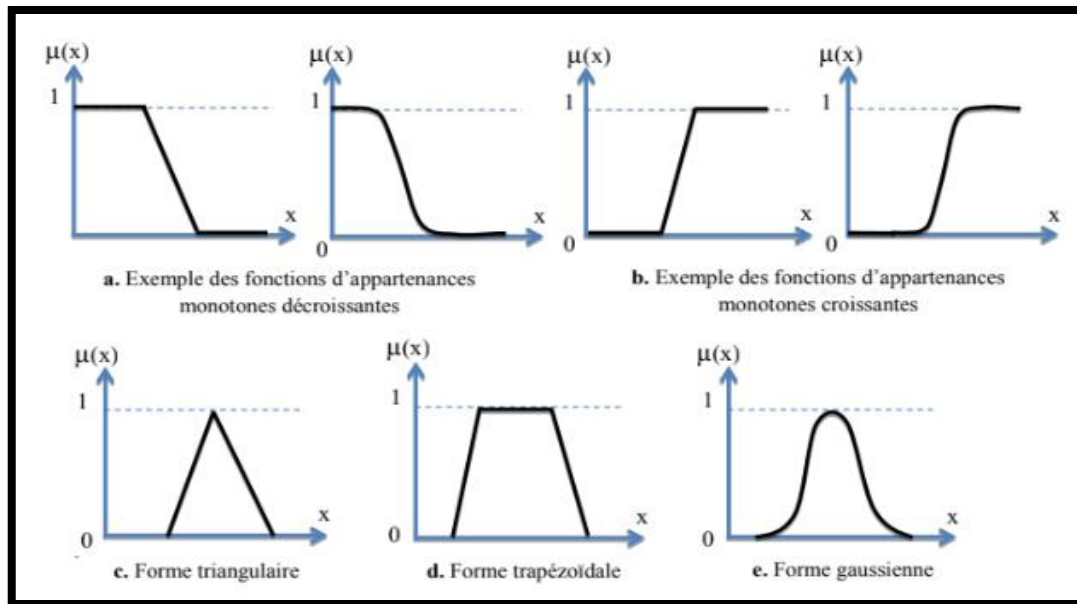


Figure (III.3): Différentes formes des fonctions d'appartenance.

III.4.3 L'opérateur de la logique floue

La description d'une situation où il y a plus qu'une variable qui intervient, nécessite l'utilisation des opérateurs logiques tels que : "ET", "OU" et "NON" qui dans la théorie de la logique floue peuvent être interprétés par les opérations respectivement : "Minimum", "maximum" et "Complément à un". L'analogie d'utilisation de ces opérateurs dans les deux logiques classiques et floue est donnée sur le Tableau (III.1) [27].

	Logique classique	Logique floue
$C = A \text{ ET } B$	$C = A \cap B$	$\mu_c(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$
$C = A \text{ OU } B$	$C = A \cup B$	$\mu_c(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x))$
$C = \text{NON } A$	$C = \bar{A}$	$\mu_c(x) = 1 - \mu_A(x)$

Tableau (III.1): Signification des opérateurs dans les deux logiques classique et floue.

III.5. Domaine D'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer :

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...);
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.);
- Systèmes autonomes mobiles ;

- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...);
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production transformation, traitement de produit et déchet ;
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules ;
- Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.

III.6. Avantages et Inconvénients de la commande par logique floue

III.6.1. Les Avantages essentiels sont :

- La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable).
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-Linéaire et difficile à modéliser).
- L'obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques (régulateur non-linéaire).
- Deux solutions sont possibles: solution par logiciels (par microprocesseur, DSP et PC) ou solution matérielle (par fuzzy processeurs).

III.6.2. Les inconvénients de la commande par logique floue sont :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).
- 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 de fonctionnement non-linéaire.
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).

III.7. La Commande DTC-Floue de La MADA

La commande DTC d'une machine asynchrone à double alimentation du chapitre précédent est appliquée cette fois en remplaçant le régulateur PI qui nous donne le couple de référence par un régulateur flou comme le montre la figure **Figure (III.4)** avec les différents modes de fonctionnement, à vide et en charge de rotation et ses influence sur les allures de la vitesse, couple électromagnétique et courants.

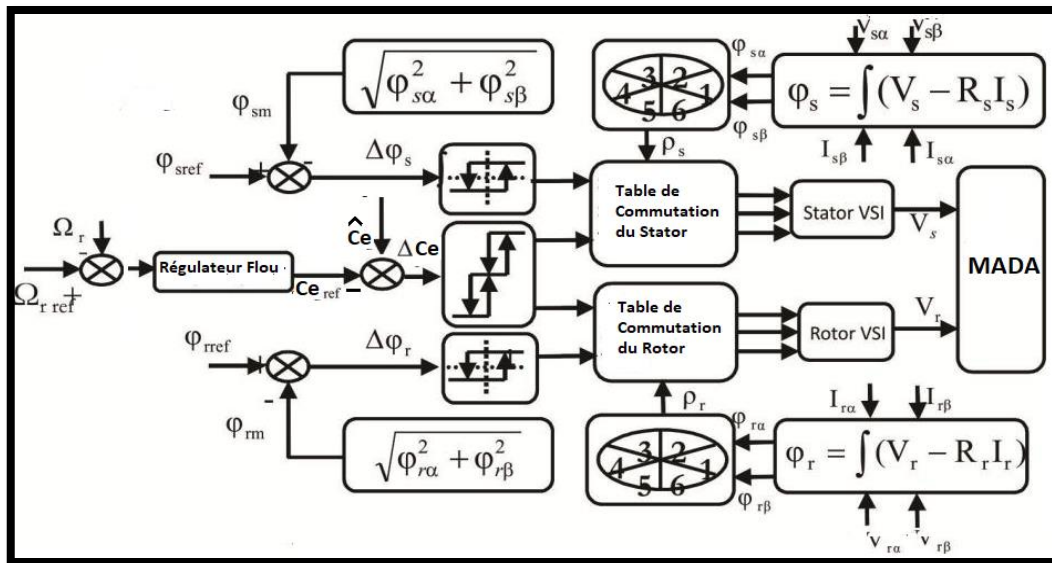


Figure (III.4): schéma global d'une commande directe de couple conventionnelle d'une MADA.

Les paramètres du régulateur flou sont les suivants

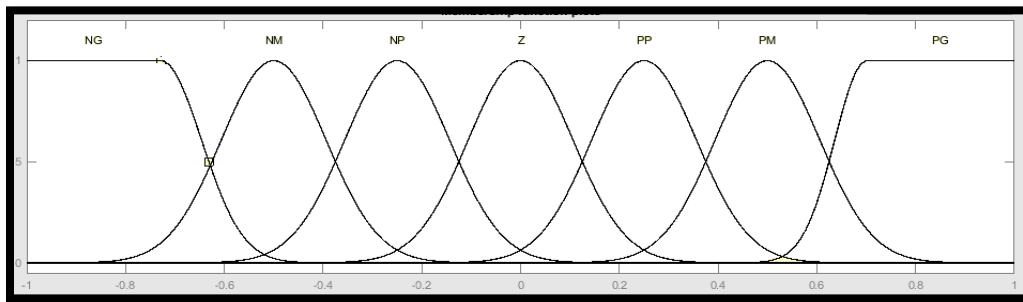


Figure (III.5): Fonctions d'appartenance de l'erreur

Fonction d'appartenance de la dérivée de l'erreur

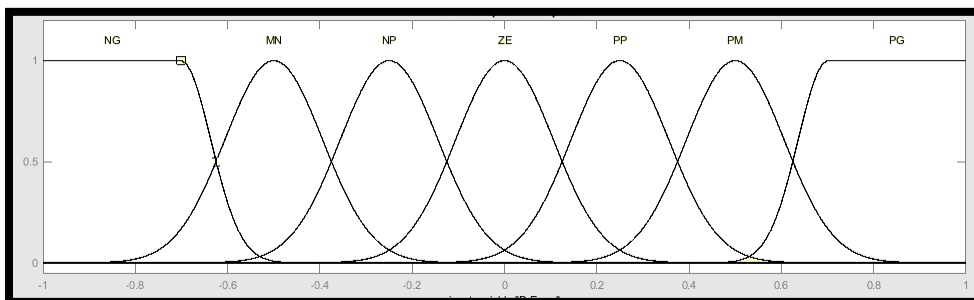


Figure (III.6): Fonctions d'appartenance de la dérivée de l'erreur

$\begin{smallmatrix} e \\ \text{de} \end{smallmatrix}$	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	Z
NM	NG	NM	NM	NM	NP	Z	PP
NP	NG	NM	NP	NP	Z	PP	PM
Z	NG	NM	NP	Z	PP	PM	PG
PP	NP	NP	Z	PP	PP	PM	PG
PM	NM	Z	PP	PM	PM	PG	PG
PG	Z	PP	PP	PG	PG	PG	PG

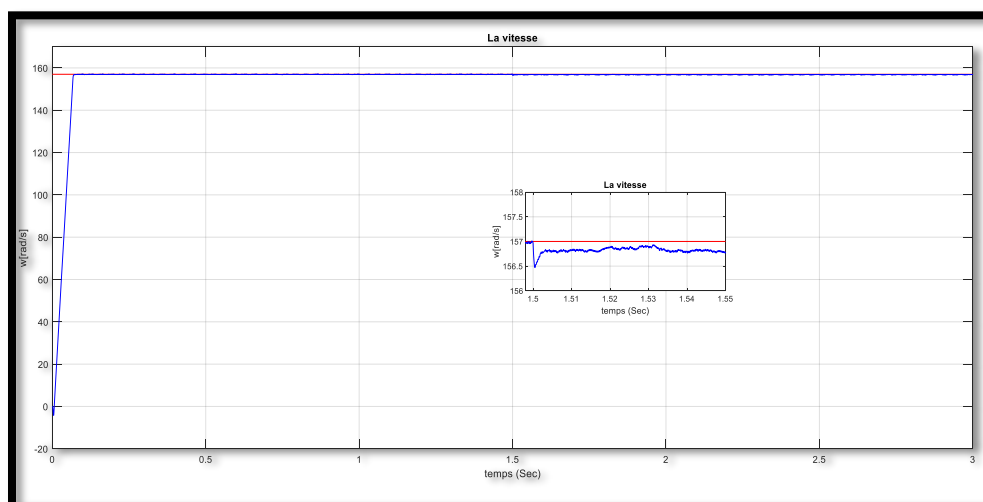
Tableau (III.2): Table d'inférence floue

Les sorties de régulateur flou utilisé dans cette commande sont selon l'approche de *Takagi Sugeno* :

NG=-0.75 ; NM=-0.5 ; NP=-0.25 ; Z=0 ; PP=0.25 ; PM=0.5 ; PG=0.75.

III.8. Résultats de simulation :

Les résultats de simulation sont illustrés par les figures suivantes :

**Figure (III.5):** La vitesse de rotation

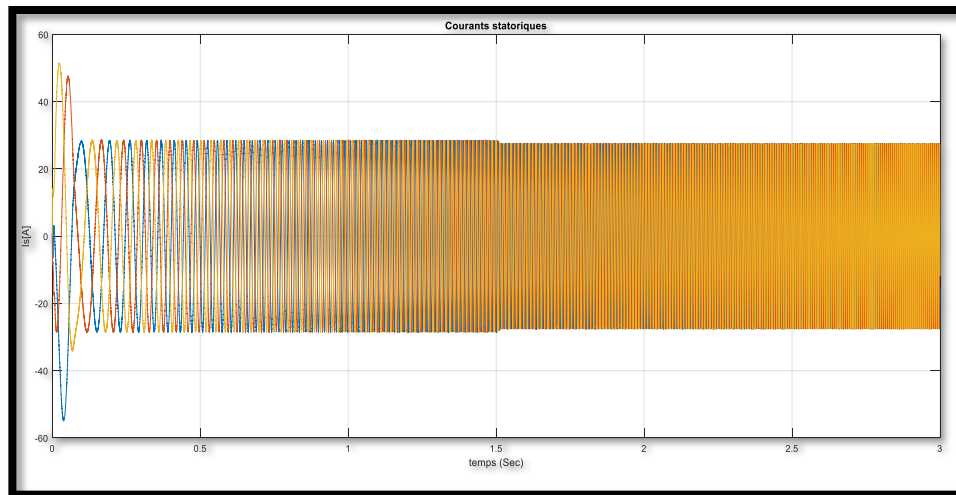


Figure (III.6): Les courants statoriques

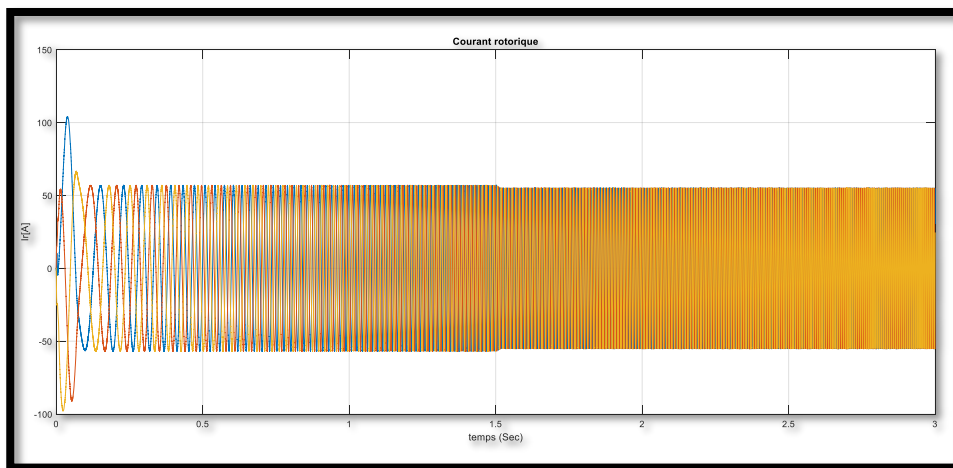


Figure (III.7): Les courants rotoriques

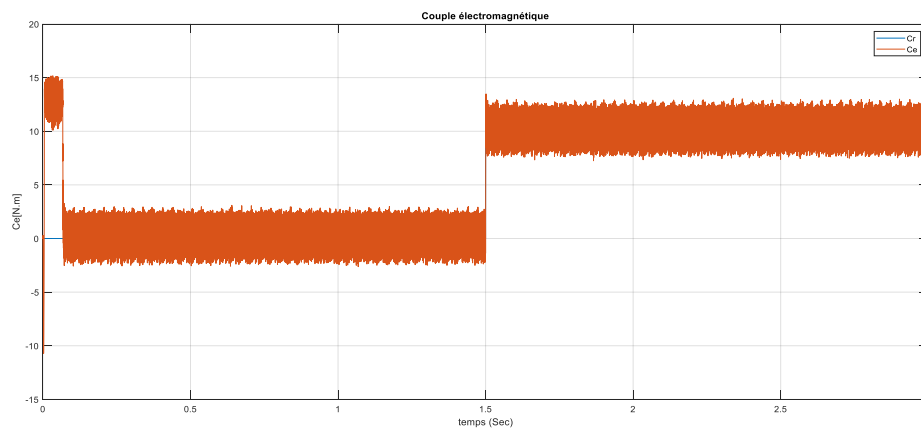


Figure (III.8): couple électromagnétique.

III.9. Conclusion

Dans ce chapitre, la technologie de logique floue a été utilisée, dont le but était d'améliorer le contrôle direct du couple classique à l'aide de l'intelligence artificielle, en commençant par un examen des concepts de base sur lesquels repose la théorie de la logique floue.

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'histoire de la logique floue, sa structure, son principe de fonctionnement, ses domaines d'application, ses avantages et inconvénients, et le contrôle DTC-Flou pour MADA. Nous avons également fait de la modélisation, et les résultats obtenus ont montré cette commande directe du couple-floue, offre de bonnes performances, comme la réduction des ondulations du couple classique, et donc c'est la meilleure technologie pour commander le moteur MADA en raison de ses nombreux avantages et de sa capacité à corriger les défauts DTC.

Conclusion Générale

L'étude des machines électriques en général et MADA en particulier nécessite une bonne modélisation mathématique décrivant l'ensemble de la machine et du système à entraîner. Cela permet de prédire la performance dynamique et régulière de nos entraînements.

La machine asynchrone à double alimentation est un système non linéaire et multi-variable, soumis à des changements paramétriques et à des troubles inconnus. Après avoir donné un aperçu de MADA au chapitre I, nous nous sommes concentrés sur la modélisation de ce dernier avant d'offrir une commande directe du couple au chapitre II.

Pour améliorer notre stratégie de commande directe du couple, nous avons utilisé les technologies d'IA dans le chapitre 3 ce qui est la logique floue pour remplacer le régulateur PI utilisé pour l'obtention du couple référence. Nous avons révélé les fondements théoriques de la logique floue, ainsi que la structure de commande.

À partir de cette étude et des résultats de simulation obtenus, on a constaté une réussite de remplacement du régulateur PI par un régulateur flou et en plus une amélioration la réponse en vitesse notamment le temps de réponse et robustesse de la commande.

Références bibliographiques

Bibliographie

- [1] A . Khouazem , A. Hechif, «Etude de la machine asynchrone à double alimentation», Mémoire Licence Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2015.
- [2] S. Drid, «Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation Théorie & Expérimentation», Thèse de doctorat de l'université de Batna , 2005.
- [3] Y. Elbia, «Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et à Flux Orienté», Thèse de magister, Université de Batna, 2009.
- [4] Y. Bebboukha, A. Bebboukha ,H .Gazal, F .Bouaoun, «Modélisation et commande DTC de la machine asynchrone à double alimentation», Mémoire Licence Académique, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued, 2022.
- [5] D. Abdelhakim, «Contrôle des Puissances Active et Réactive de la Machine à Double Alimentation (DFIM)» Thèse Doctora Université de Batna, 2010.
- [6] B .Ouiz, A .Tebaa «Commande directe du couple d'un moteur asynchrone à double alimentation», Mémoire Master , Université Bejaia, 2018.
- [7] Ben Slimane Heithem ,A. Hamza ,«Commande d'un moteur asynchrone à double alimentation», Mémoire Master , Université Badji Mokhtar -Annaba, 2021
- [8] N. Zerari, «Les Algorithmes Génétiques en Maintenance», Mémoire de Magister en Génie Industriel, Université de Batna, Algérie, 2006.
- [9] R. MAACHA «Modélisation et commande d'une machine asynchrone à double alimentation», Mémoire de Master en Automatique, Université de Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 2011.
- [10] F .Poitiers « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'Energie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, EcolePolytechnique de l'Université de Nantes, France,2003.
- [11] B. Vulturescu. «Contribution à la commande robuste des systèmes électromécaniques par la méthode du modèle de comportement», Thèse de doctorat en génie électrique. Université des sciences et Technologies de Lille, 2002.
- [12] R. Abdessamed, M. Kadjoudj, «Modélisation des machines électriques»,Université de Batna 1997.
- [13] BENALIA.L, « Commande en Tension des Moteurs à Induction Double Alimentes », thèse de doctorat , de l'Université de Batna, 2010.

- [14] M..Mohammedi,«Commande tolérante aux défauts de la Machine Asynchrone à Double Alimentation» Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran,2014.
- [15] S. Rebouh ,S. Benaicha, «commande par DTC d'une machine synchrone à aimant permanent», Mémoire d'ingénieur, université de Batna 2008
- [16] B. Messaoudi,. «Utilisation du contrôle directe du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle directe du couple d'un moteur asynchrone»,doctoral dissertation , Université Mohamed Khider-Biskra,2007.
- [17] Najib El Ouanjli, Saad Motahhir, Aziz Derouich, Abdelaziz El Ghzizal, Ali Chebabhi, Mohammed Taoussi, “Improved DTC strategy of doubly fed induction motor using fuzzy logic controller”,Energy Reports Volume 5,2019,Pages 271-279,
- [18] B. Toual «Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation, Application à un Système Eolien à Vitesse Variable», Mémoire de magister, Université de Batna, 2010
- [19] A. Mechernene, «Commande Neuro-Floue Adaptative pour la Régulation de Vitesse d'un Moteur Asynchrone»,Mémoire de Magister, Ecole Normale Supérieure d'Enseignement Technique d'Oran, Algérie, 2008.
- [20] F. Michel, «Application de la Logique Floue dans la Commande des Machines Synchrones à Aimants Permanents»,Thèse Présentée en vue de l'Obtention de la Maîtrise en Sciences Appliquées, Faculté d'Ingénierie, Université de Moncton Canada, 2007.
- [21] L.Baghli, «contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de logique floue, réseaux de nuerons et les algorithmes génétiques», Thèse Doctorat NANCY,2003.
- [22] O.MaamriI.Khalil «Développement d'une commande vectorielle DTC d'une machine Asynchrone par la logique floue» Mémoire De fin d'étude d'ingénieur d'état en électronique Université Kasdi Merbah Ouargla 2007.
- [23] GDAIM Soufien, « Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes », thèse de doctorat, Université de Monastir, 2013.
- [24] LAGHOUAG Ibrahim. « Commande par logique floue type -2-appliquée à la Machine Asynchrone ». Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf-M'Sila, Juin 2016.
- [25] BENAOUA Omar Fethi. « Application des techniques de l'intelligence artificielle (LF RN) pour le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multi niveaux». Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2013.
- [26] ZEGAI Mohammed Lamine, « Synthèses Des Techniques de Commande DTC Associe à L'intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Alimenté par

Onduleur Multi-Niveaux » Thèse de Doctorat l'Université d'USTO-Mohamed Boudiaf D'Oran 2018.

[27] HOUACINE Karima. « Commande Neuro-Floue d'une Machine Asynchrone dans une chaine de propulsion d'un véhicule électrique ». Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, juin 2016.