



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



N° Série :

Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

Chakhab Chafia
&
Kadri Imene

THEME

**Commande d'une Machine Asynchrone à
Double Alimentation (MADA)**

Soutenu le :18/06/2023 devant la commission d'examen composée de :

Khemis Abderahmane

Grade : MCB à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela Président

Laggoun Luanasse

Grade : MCA à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela Encadrant

Labdani Rafik

Grade : MAA à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela Examineur

Promotion 2022/2023

Remerciement

*Nous tenons à remercier le dieu de nous avoir donné la patience
de terminer ce travail.*

*Au terme de cette étude, nous souhaitons remercier
chaleureusement notre encadrant de mémoire Dr. **LAGGOUN**
LOUANESSE pour leur suivi et ses encouragements, ses orientations
et ses précieux conseils.*

*Nous remercions également tous les professeurs et les enseignants du
département génie électrique pour leurs conseils constructifs et
encouragements qui ont été à la fois un complément et supplément
indispensable dans notre projet de fin d'étude.*

*Enfin, nous exprimons nos reconnaissances à tous les membres de
jury d'avoir acceptés de lire ce manuscrit et d'apporter les critiques
nécessaires à la mise en forme finale de ce travail.*

Dédicaces

Bien que ce travail soit modeste, mais de tout cour je le dédie :

A mon bougie et ma source de tendresse, ma très chère mère pour son sacrifié pour son soutien moral, que dieu l'accorde une longue et heureuse vie.

A mon chère père pour sa compréhension, son affection, sa patience et sa confiance durant toutes mes études.

A la lumière de mes yeux, mes filles : Alaa et Douaa

A mon époux : Chihabe eddine

A mes chères frères : Kheir-Eddine, Hamza

Au soleil de mes jours, mes chères sœurs : Hayette,

Samira, Loubna, Ikram.

A mes très chers tantes, mes oncles mes cousines, mes nièces, mes neveux et mes voisines chacun par son nom

A mon binôme : Chafia

A mes collègue de la promotion 2023-2024 particulièrement ceux de la spécialité commande électrique, dont je garderais toujours un bon souvenir.

Enfin, à tout qui ont été oublié par mon stylo mais jamais les oublié par mon cœur

Imen

Dédicaces

Bien que ce travail soit modeste, mais de tout cour je le dédie :

A mon bougie et ma source de tendresse, ma très chère mère pour son sacrifié pour son soutien moral, que dieu l'accorde une longue et heureuse vie.

A mon cher père pour sa compréhension, son affection, sa patience et sa confiance durant toutes mes études.

*A mes chères frères : **Redouanne ,Abdelhak***

*A ma chère soeur : **Ibtissem***

*A mes très chers tantes, mes oncles mes cousines, et le petits **Ilyane et Nayar***

*A mon binôme : **Imen***

A mes collègue de la promotion 2022-2023 particulièrement ceux de la spécialité commande électrique, dont je garderais toujours un bon souvenir.

Enfin, à tout qui ont été oublié par mon stylo mais jamais les oublié par mon cœur

chafia

ملخص : تهدف هذه المذكرة إلى دراسة محرك لا تزامني ثلاثي الطور، ذو عضو دوار ملفوف، بواسطة التحكم المباشر للعزم مموج ذو مستويين من أجل هذا عرضنا أولاً لما قد خص به هذا المحرك من قبل حيث تتم تغذية العضو الساكن بواسطة الباحثين في هذا المجال، ثم انتقلنا بعد ذلك إلى إعطاء النموذج الرياضي للمحرك. ثم اتبعناه بعد ذلك بمحاكاة، و بما أن تغذية المحرك تتم عبر مموج ذو مستويين، فقد لمنا بإعطاء النموذج الرياضي و طرق التحكم فيه. أما فيما يتعلق بالفصل بين التدفق و العزم، فقد استعملنا التحكم المباشر للعزم الذي يوجه فيه العزم وفق العضو الدوار. حيث بينت نتائج المحاكاة أن الفصل بين التدفق و العزم قد تم فعلاً.

كلمات مفتاحية: محرك لا تزامني مموج التحكم المباشر للعزم، المتلاب.

Résumé : Ce mémoire porte sur l'étude et la commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA); alimentée au stator par un onduleur triphasé à deux niveaux. Pour ce faire, nous avons d'abord dressé un état de l'art de la machine étudiée, puis nous avons présenté son modèle mathématique que nous avons simulé en utilisant MATLAB. L'alimentation de la MADA est assurée par un onduleur triphasé à deux niveaux pour lequel nous avons donné son modèle de connaissance ainsi que sa stratégie de commande. Le problème de découplage entre le flux et le couple a été également étudié. Les résultats de simulation montrent que l'objectif assigné a été atteint.

Mots Clé : MADA, Onduleur triphasé à deux niveaux, commande DTC, Matlab.

Abstract: In this work, a Study of a DTC control of a doubly fed induction machine (DFIM), by a three phase two-level converter connected to a stator has been presented. For this purpose, a state of the art of the studied machine has been carried out. A mathematical model of the machine is presented using MATLAB. The DFIM which is fed by a three phase two-level PWM converter has been modeled and its control approach has been given. Also, the problem of decoupling between the flux and the torque has been treated. The simulation results show that the assigned objective has been reached.

Keywords: DFIM, three phase-two level converter, DTC, Matlab.

Notations et symboles

Table des notations et symboles

Table des notations et symboles

(θ) : L'angle entre le repère du système triphasé à transformer.

$[M_{rs}]^T$: La matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage rotor- stator.

$[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles ou matrice de couplage stator- rotor.

$[p(\theta)]$: Matrice de transformation de park .

a,b,c : Indice correspondants aux trois phase a , b, c.

Ccpl: Correcteur du couple.

Cflx: Correcteur du flux.

CV: Commande Vectorielle.

d , q : Indice des composantes orthogonales directs et en quadrature.

DFIM: Doubly-fed induction machine.

DTC: (Direct Torque Control).

fp: La fréquence de porteuse.

fr: Fréquence des grandeurs rotorique.

fs: Fréquence des grandeurs statorique.

fs: La fréquence de la tension de référence.

FTBF : Fonction de Transfer en Boucle Fermée.

FTBO : Fonction de Transfer en Boucle Ouverte.

g : Glissement.

L_{rr} : L'inductance propre de phase rotorique.

L_{ss} : L'inductance propre de phase statorique.

Table des notations et symboles

m : L'indice de modulation.

MADA : Machine Asynchrone à Double Alimentation.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

Pr, Qr : Les puissances actives et réactives rotorique.

PWM: Pulse-Width Modulation.

$\alpha, \beta, \gamma, \delta$: Sont des constants.

Ps, Qs : Les puissances actives et réactives statoriques.

r: Le taux de modulation.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistant.

I_{ds}, I_{qs}: Les courants statoriques directs et en quadratures dans le repère de PARK.

I_r : Le courant de phase rotorique.

I_s : Le courant de phase statorique.

J: L'inertie des parties tournantes.

K_i : Le gain intégral du régulateur.

K_p : Le gain proportionnel du régulateur.

L_s, L_r: Sont les inductances cycliques statoriques et rotoriques de la machine.

M : L'inductance mutuelle.

M_r: L'inductance mutuelle entre les phases rotoriques.

M_s: L'inductance mutuelle entre les phases statoriques.

Table des notations et symboles

M_{max} : L'inductance mutuelle maximum entre une phase statorique et une phase rotorique.

P : Le nombre de paires de pôles.

R_s et R_r : Sont respectivement les résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

V_A, V_B, V_C : Les tensions de phase.

V_{ao}, V_{bo}, V_{co} : Les tensions d'entrée entre le point milieu et le point considéré.

$V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}$: Les tensions statoriques et rotoriques directes et en quadrature du système diphasé.

V_{on} : La tension fictive entre le neutre.

V_r : La tension simple rotorique.

V_s : La tension simple statorique.

f : Le coefficient de frottement visqueux.

Ω : La vitesse de rotation.

γ : L'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

$\varphi_q, \varphi_{ds}, \varphi_{qr}, \varphi_{dr}$: Les flux statoriques et rotoriques directs et en quadratures.

φ_r : Le flux rotorique.

φ_s : Le flux statorique.

ω_r, ω_s : Les pulsations des grandeurs électriques statoriques et rotoriques.

Liste des figures

Liste des figures

Liste des figures

CHAPITRE I : Etat de l'art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation	
<i>Figure I.1:</i> Stator bobinée.	5
<i>Figure.I.2:</i> Rotor bobinée.	5
<i>Figure. I.3:</i> Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation	5
<i>Figure.I.4 :</i> Schéma de principe de la machine à double alimentation simple [11].	6
<i>Figure.I.5 :</i> Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade[11].	6
<i>Figure.I.6 :</i> Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère	7
<i>Figure. I.7 :</i> Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur [11].	7
<i>Figure.I.8:</i> Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais.[11]	8
<i>Figure.I.9:</i> fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.	10
<i>Figure I.10:</i> Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.	10
<i>Figure.I.11:</i> Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.	11
<i>Figure.I.12 :</i> Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.	11
<i>Figure. I.13 :</i> MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor. [15]	13
<i>Figure.I.14 :</i> Commande de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun. [15]	13
Chapitre II: Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation	
<i>Figure.II.1 :</i> Représentation d'une machine asynchrone à double alimentation	18

Liste des figures

<i>Figure.II.2: La transformation de Park</i>	21
<i>Figure II.3: Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.</i>	27
<i>Figure.II.4 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux</i>	28
<i>Figure.II.5 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique avec un couple de charge $C_r=10N.m$ à $t= 1$ sec.</i>	31
<i>Figure.II.6 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique ($V_r=10V$) et un couple de charge $C_r=10N.m$ à $t= 1$ sec</i>	32
<i>Figure.II.7 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA alimentée par onduleur de tension et avec alimentation rotorique ($V_r=0V$) et un couple de charge $C_r=10N.m$ à $t= 1s$.</i>	33
<i>Figure.II.8 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA alimentée par onduleur de tension et avec alimentation rotorique ($V_r=0V$) et un couple de charge $C_r=10N.m$ à $t= 1s$.</i>	34
Chapitre III : Commande par DTC de la Machine Asynchrone Double alimentée MADA	
<i>Figure.III.1 : Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension.</i>	42
<i>Figure.III.2 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux.</i>	42
<i>Figure.III.3 : Evolution de l'extrémité du vecteur Φ_s.</i>	43
<i>Figure.III.4. Répartition des zones</i>	46
<i>Figure.III.5. Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique.[63]</i>	49
<i>Figure. III 6 : Correcteur de couple à trois niveaux.</i>	50
<i>Figure.III.7 : Structure générale du contrôle direct du couple 'DTC'.</i>	51
<i>Figure.III.8. Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MSDEAP lors de la Variation du Couple de Charge.</i>	52

Liste des figures

<i>Figure. III.9</i> : Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MSDEAP lors de l'Inversion du Sens de Rotation	53
--	----

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Chapitre III : Commande par DTC de la Machine Asynchrone Double alimentée MADA	
Tableau.III.1. Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur V_s appliqué dans la zone Z_i , $k = (i-1, i-2, i+1, i+2)$.	46
Tableau.III.2. Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis A trois niveaux (avec les vecteurs tensions nulles).	50
Tableau.III.3. Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis A trois niveaux (avec les vecteurs tensions non nulles).	51

Sommaire

Sommaire

Sommaire

Remerciements.....	I
Dédicace.....	II
Résumé.....	IV
Table des notations et symboles	V
Liste des figures	VII
Liste des tableaux	X
Introduction générale.....	1
Chapitre I: Etat de l'art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation	
I.1. Introduction.....	4
I.2. Présentation de la MADA	4
I.3. Classification de la MADA.....	5
I.3.1. Machine à double alimentation simple.....	5
I.3.2. Machine à double alimentation en cascade.....	6
I.3.3. Machine à double alimentation cascade à un repère	6
I.3.4. Machine à double alimentation sans collecteur.....	7
I.3.5. Machine à double alimentation sans balais.....	7
I.4. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation	8
I.5. Modes de fonctionnement de la MADA	9
I.5.1. Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone	9
I.5.3. Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone	10
I.5.4.Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone	11

Sommaire

I.6. Différentes stratégies d'alimentation de la MADA pour une application moteur.....	11
I.6.1 Commande de la MADA par un seul convertisseur	12
I.6.2 Commande de la MADA par deux onduleurs	12
I.7. Domaines d'application de la MADA	13
I.7.1 Génération d'énergie	13
I.7.2 Application embarquée.....	14
I.7.3 Entraînement à vitesse variable.....	14
I.8. Avantages et inconvénients de la MADA.....	14
I.8.1. Avantages de la MADA	14
I.9. Inconvénients de la MADA	15
I.10. Conclusion.....	16

Chapitre II: Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

II.1. Introduction.....	17
I.2. Modélisation de la machine asynchrone double alimentée:.....	17
II.2.1 hypothèse simplifiée.....	18
II.2.2 Les équations électriques de la machine.....	18
II.2.3 Les équation magnétique	19
II.2.4 Equations mécaniques.....	20
II.3. La transformation de Park.....	21
II.4. Choix du référentiel	22
II.4.1 Référentiel lie au stator.....	22
II.4.2 Référentiel lie au rotor.....	23
II.4.3 Référentiel lie au champ tournant.....	23

Sommaire

II.5. Modèle de la MADA dans le repère de Park	23
II.6. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :	25
II.7. Modélisation du système d'alimentation:	27
II.7.1. La structure de la chaîne d'alimentation choisie:	27
II.7.2. Modélisation de L'onduleur de Tension:.....	28
II.7.3 Commande MLI triangle -sinusoïdales.....	29
II.8 Simulation et interprétation des résultats.....	31
I.9 Conclusion.....	35

Chapitre III : Commande par DTC de la Machine Asynchrone Double alimentée MADA

III.1. Introduction	47
III.2. Différentes stratégies de commande de la MADA.....	47
III.2.2. Commande vectorielle à flux orienté(FOC).....	47
III.2.3. Commande directe du couple(DTC).....	48
III.3. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple	50
III.4. Avantages de la commande DTC	50
III.5. Inconvénients de la commande DTC	50
III.6. Principe de la commande DTC.....	50
III.7. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension.....	51
III.8. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique	53
III.8.1. Principe de contrôle de flux statorique	53
III.8.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique:	55
III.8.3. Choix du vecteur de tension.....	55

Sommaire

III.9. Estimateurs	57
III.9.1. Estimation du flux statorique :.....	57
III.10. Elaboration du vecteur de commande:	58
III.10.1. Le correcteur de flux.....	58
III.11. Elaboration de la table de command	60
III.12. Structure générale du contrôle direct de couple	61
III.13. Conclusion.....	64
Conclusion générale	56
Références bibliographiques	59
Annexes	66

Introduction Générale

Introduction générale

Depuis l'époque de l'industrialisation, les chercheurs se sont posé la question de "comment commander les machines électriques à des vitesses variables ?", car les entraînements électriques nécessitent des performances de plus en plus élevées, une fiabilité accrue et des coûts réduits. [1][3]

Au 19e siècle, ce problème a été résolu avec les moteurs à courant continu, qui permettent de régler la vitesse de rotation de zéro à la vitesse maximale en agissant sur la tension d'induit tout en maintenant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais-collecteur constitue une limitation : ces machines ne conviennent ni aux applications nécessitant une grande puissance, ni aux environnements corrosifs, en plus de nécessiter un entretien régulier du collecteur.

Ces contraintes ont donc orienté la recherche vers les machines à courant alternatif, et plus spécifiquement vers les machines asynchrones, dans le domaine de la vitesse variable. En effet, celles-ci présentent de nombreux avantages : coûts de fabrication réduits, construction relativement simple, capacité à supporter les surcharges, vitesses de rotation plus élevées et aucun besoin d'entretien permanent. Cependant, ces machines sont également complexes à contrôler, car elles se comportent comme des systèmes multi-variables, non linéaires et fortement couplés, ce qui rend leur commande difficile. [2][3]

Grâce aux progrès technologiques de l'électronique de puissance et de l'informatique embarquée, le domaine des entraînements électriques à vitesse variable a connu une croissance considérable ces dernières années, surmontant ainsi les problèmes inhérents au contrôle des machines à courant alternatif.

Une nouvelle solution utilisant une machine à courant alternatif fonctionnant de manière particulière a émergé : la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Cette machine a suscité un intérêt significatif en raison de ses nombreux avantages, tels que l'accès au stator et au rotor, une large plage de variation de la vitesse et une réduction de la taille des convertisseurs. Certaines études la considèrent comme une concurrente sérieuse aux machines électriques, en particulier à la machine asynchrone à cage classique [2]. Cependant, à première vue, la balance semble pencher en faveur de la machine asynchrone à cage d'écureuil[2][3], car la machine asynchrone à rotor bobiné est plus volumineuse (utilisant plus de cuivre), nécessite des balais et demande davantage de convertisseurs pour un fonctionnement en tant que moteur.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour le contrôle de la vitesse des machines électriques, et ce contrôle peut être réalisé de différentes manières et selon différentes stratégies. La commande scalaire, largement répandue pour sa simplicité et son coût réduit, a été la première à être introduite dans l'industrie et a été largement utilisée dans de nombreuses applications industrielles à vitesse variable. Cependant, les exigences en matière de performances plus élevées ont incité les chercheurs à développer des stratégies de commande plus appropriées répondant aux besoins de l'industrie. La commande vectorielle est actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, couvrant une large gamme de puissances, des petites aux grandes. Elle représente une évolution de la commande scalaire tout en maintenant de bonnes performances en régime transitoire. La principale différence entre ces deux stratégies de commande réside dans le fait que, pour la commande vectorielle, les paramètres de la machine doivent être connus avec une précision suffisante, et la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance des paramètres. Cependant, cette amélioration du réglage et l'augmentation des performances en termes de dynamique ont un coût élevé. Cela a conduit d'autres chercheurs à trouver des stratégies de commande aussi performantes mais moins coûteuses. Ces efforts ont été récompensés par l'introduction de la commande directe du couple (DTC), conçue principalement pour rivaliser avec la commande vectorielle. Elle a fait ses preuves, mais n'était pas sans inconvénients. Grâce aux développements actuels, de nombreux travaux de recherche visent à améliorer les performances de ces deux grandes méthodes.

L'objectif de ce travail est de mettre en œuvre une stratégie de commande directe du couple pour un moteur asynchrone à double alimentation. Pour ce faire, nous avons opté pour un plan de travail composé de trois chapitres, organisés de la manière suivante :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude de l'état de l'art de la machine asynchrone à double alimentation s'intéressant à son principe de fonctionnement, à sa classification, aux différentes stratégies de sa commande, ses avantages et ses inconvénients ainsi que ces domaines d'utilisation.

Ensuite, le deuxième chapitre présentera une modélisation de la MADA. L'objectif est alors de déterminer un modèle de connaissance ainsi qu'un modèle d'action qui permettra de réaliser la synthèse de la commande. Nous présenterons le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) permettant

l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adapté est basé sur la transformation de Park.

Dans le troisième chapitre on s'étalera sur le principe de la commande directe du couple appliqué à la machine asynchrone à double alimentation.

Nous finirons ce travail par une conclusion générale qui résumera l'ensemble des résultats obtenus.

Chapitre I:
Etat de l'art de la Machine
Asynchrone à Double
Alimentation

I.1. Introduction

Durant ces vingt dernières années, un intérêt particulier et significatif est consacré à l'étude de la machine asynchrone à double alimentation du fait des nombreux avantages qu'elles présentent à savoir: l'accessibilité au stator et au rotor, une grande plage de variation de la vitesse, une réduction de la taille des convertisseurs. [3]

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique depuis que les progrès tangibles ont été réalisés dans divers domaines tels que les matériaux d'électrotechnique, l'informatique et l'électronique de puissance.[3]

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation s'intéressant à son principe de fonctionnement, aux différentes stratégies de sa commande, ses inconvénients et ses avantages ainsi que ses domaines d'utilisation.

I.2. Présentation de la MADA

La première apparition de la machine asynchrone à double alimentation "Doubly-fed Induction machine (DFIM) ", date de l'année 1899, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements (Figure I.1). [4]

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor diffère radicalement car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) (Figure. I.2)[5]Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator raccordé en étoile et dont l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague et permet une connexion externe des bobinages au rotor.[6]

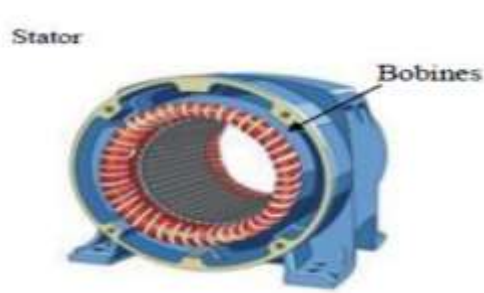


Figure I.1: Stator bobiné.



Figure.I.2: Rotor bobiné.

Cette connexion qui est une liaison d'alimentation externe (balais qui porte les charbons) permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques. Pour être classée comme machine à double alimentation, il faut qu'il y ait des sources actives sur le stator et le rotor à la fois. Dans les systèmes modernes, une de ces sources est dérivée électroniquement et peut être commandée pour fournir l'opération vitesse variable du système, soit comme un moteur, soit comme un générateur. Le convertisseur de puissance est typiquement relié à l'enroulement du rotor. L'autre source (réseau) qui a typiquement une fréquence et une tension nominalement fixées, est habituellement raccordée au stator (Figure. 1.3). [6]

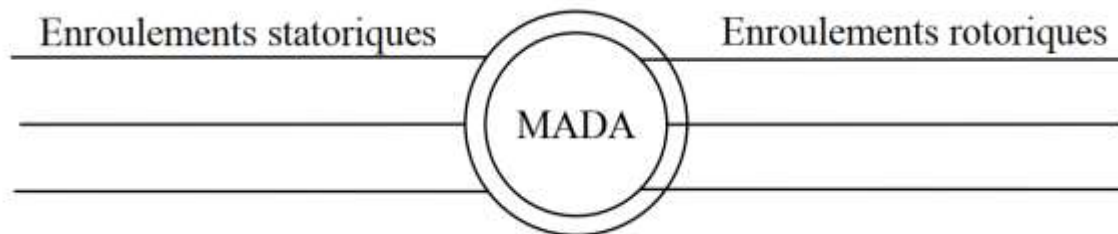


Figure. I.3: Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation[7]

1.3. Classification de la MADA

En littérature et dans le domaine des machines asynchrone à double alimentation, on trouvera la classification suivante:

1.3.1. Machine à double alimentation simple

La machine à double alimentation simple (MADAS), est une machine asynchrone, à rotor bobiné, munie d'un système balais-bague (Single Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.4) illustre le schéma de principe de cette dernière, tel que le stator est alimenté

directement par le réseau et le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. Il faut noter que le convertisseur indiqué dans la figure peut être composé d'un redresseur et d'un onduleur (conversion indirecte) ou bien peut être un cyclo-convertisseur (conversion directe). [8][9][10]

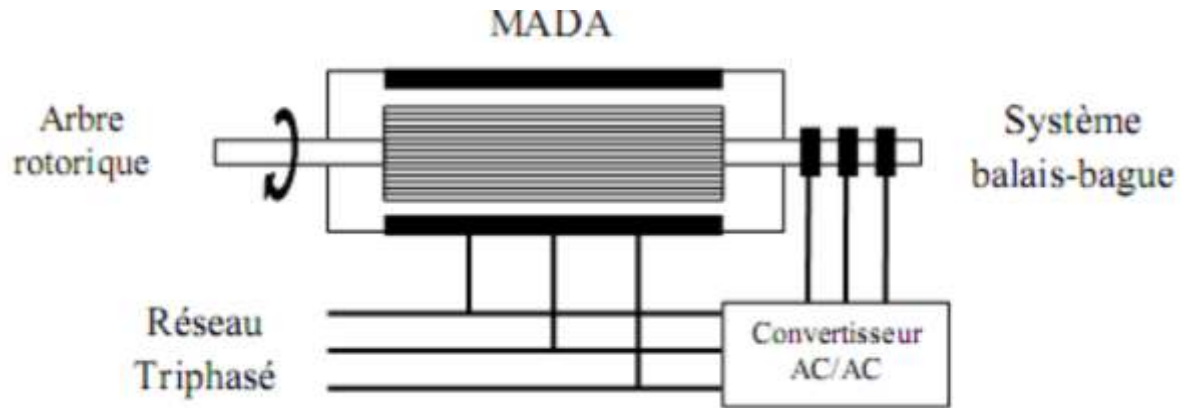


Figure.I.4 : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple [11].

I.3.2. Machine à double alimentation en cascade

Cette machine est constituée de deux MADA dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement (Cascaded Doubly Fed Induction Machine). La figure (I.5) présente le schéma de principe de deux machines asynchrones à rotor bobiné permettant d'obtenir un système à double alimentation. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tensions triphasées. [11]

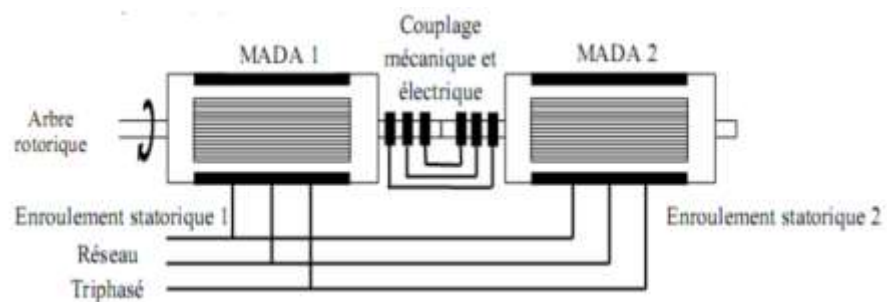


Figure.I.5 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade [11].

I.3.3. Machine à double alimentation cascade à un repère

La machine à double alimentation cascade à un repère est constituée de deux machines asynchrones à cage connectées mécaniquement (Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine).

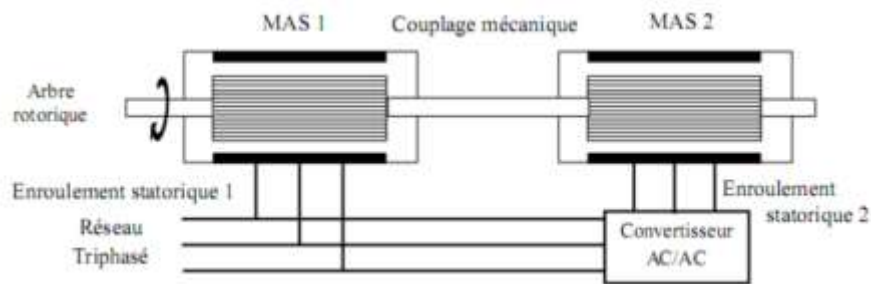


Figure.I.6 : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère[11]

I.3.4. Machine à double alimentation sans collecteur

Cette machine est constituée par deux enroulements prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC, figure (I.7). Ce type de machine est composé de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents, ainsi que d'un enroulement rotorique dont le nombre de paires de pôles est égale à la somme des paires de pôles au niveau des enroulements statoriques.

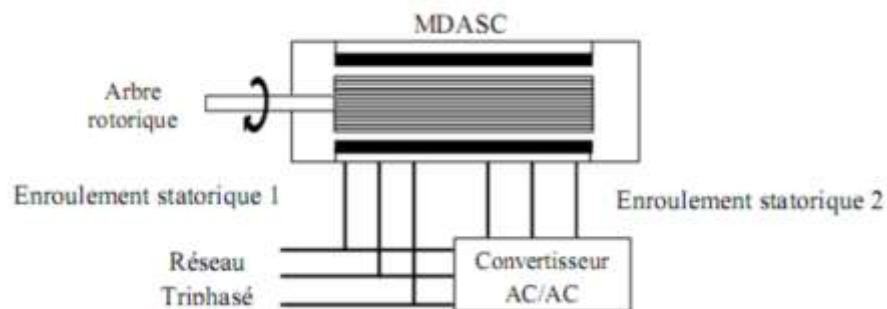


Figure. I.7 : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur [11].

Parmi les types les plus connus de machine à double alimentation sans collecteur, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable (Doubly Fed Reluctance Machine) qui est constituée d'un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans collecteur et d'un rotor basé sur le principe de la réluctance (entrefer variable). Cette dernière est caractérisée par un flux d'entrefer pulsatoire. [11]

I.3.5. Machine à double alimentation sans balais

L'idée de la machine à double alimentation sans balais BDFIM (Brushless Doubly Fed Induction Machine) a été pour la première fois mise en évidence par Steinmetz à la fin

du 19^{ème} siècle [11]. Le schéma de montage d'un tel système est montré dans la figure (I.8) où deux machines à rotor bobiné ont été calées sur le même axe. Les enroulements statoriques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont de facto éliminées. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine.

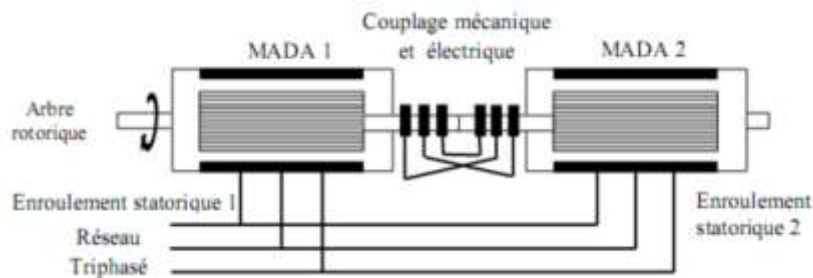


Figure.I.8: Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais. [11]

D'après cette classification illustrée, on constate que la machine à double alimentation simple (MADA) représente une construction établie par rapport aux autres types de machines. Economiquement, il est difficile de prévoir quel type de machine à double alimentation sera finalement réussi. Cependant, la machine à double alimentation à réluctance variable (MDARV), qui est analogue à la machine à double alimentation simple par sa commande et son modèle reste la plus attractive pour beaucoup de chercheurs [8].

1.4. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

En admettant que l'enroulement statorique de la machine à double alimentation est connecté directement au réseau, que l'enroulement rotorique triphasé est relié à un convertisseur de puissance bidirectionnel à travers un système balais-bagues et que les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor sera définie par [12].

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r; \omega_m = P\Omega \quad (I.1)$$

Le signe positif (+) 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 (<), le signe négatif (-) signifie que les champs tournants créés par les enroulements du stator et du rotor tournent dans des sens opposés [12].

La relation qui lie la fréquence du stator à celle du rotor est donnée par [12] :

$$f_s = f_r + f_m \quad (1.2)$$

Avec f_r la fréquence de rotation du rotor.

Dans ce cas, le glissement g est défini par :

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (1.3)$$

D'après l'équation du glissement, on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement de la MADA. [12]

1.5. Modes de fonctionnement de la MADA

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode fonctionnement moteur ou générateur.

Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [13].

1.5.1. Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone

La figure(I.9) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau.

On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor. [13]

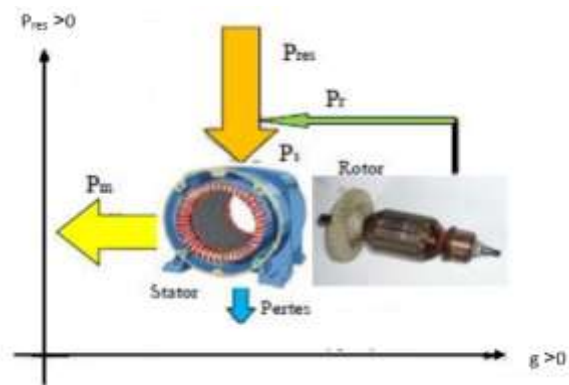


Figure.I.9: fonctionnement en mode moteur hypo synchrone.

I.5.2. Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone

La figure (1.10) montre que la puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce fonctionnement. [14]

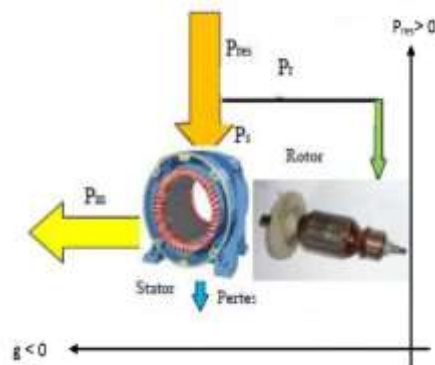


Figure 1.10: Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone.

I.5.3. Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone

La figure(I.11) montre que la puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone à cage classique ne peut pas avoir ce mode fonctionnement. [13]

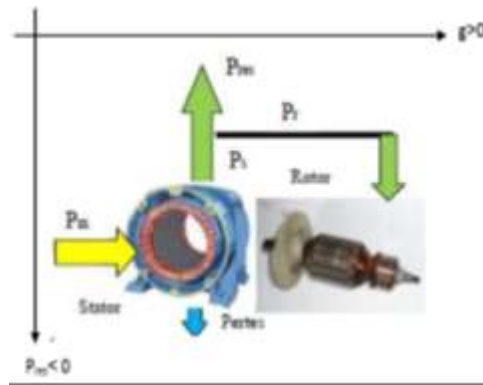


Figure.I.11: Fonctionnement en mode générateur hypo synchrone.

I.5.4. Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone

La figure (I.12) montre que la puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse synchronisme.

La machine asynchrone à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en joule dans le rotor. [13]

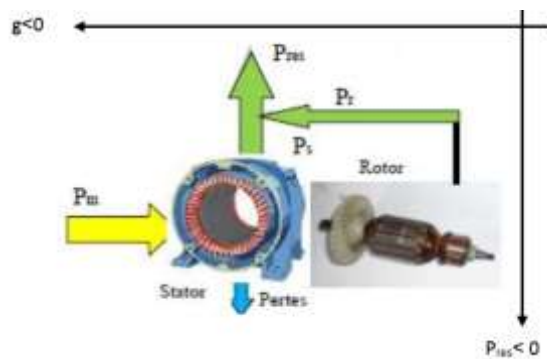


Figure.I.12 : Fonctionnement en mode générateur hyper synchrone.

On peut donc remarquer que la MADA a deux principaux avantages sur la machine à cage classique : la production de puissance électrique quelle que soit sa vitesse de rotation (hypo ou hyper synchronisme) et la récupération de la puissance de glissement [13]. Par ailleurs, la MADA grâce à sa double alimentation offre plusieurs possibilités de reconfiguration du mode de fonctionnement de la machine.

I.6. Différentes stratégies d'alimentation de la MADA pour une application moteur

La structure de la machine asynchrone à double alimentation présente l'avantage de permettre de commander les variables de la machine, telle que, la puissance, la vitesse, le

couple. Cette commande est réalisée par plusieurs méthodes et structures; selon le mode de fonctionnement, la variable à commander et le domaine d'application.

I.6.1 Commande de la MADA par un seul convertisseur

C'est la stratégie la plus simple et la plus utilisée dans les applications industrielles, cette structure est illustrée par la figure suivante : [14]

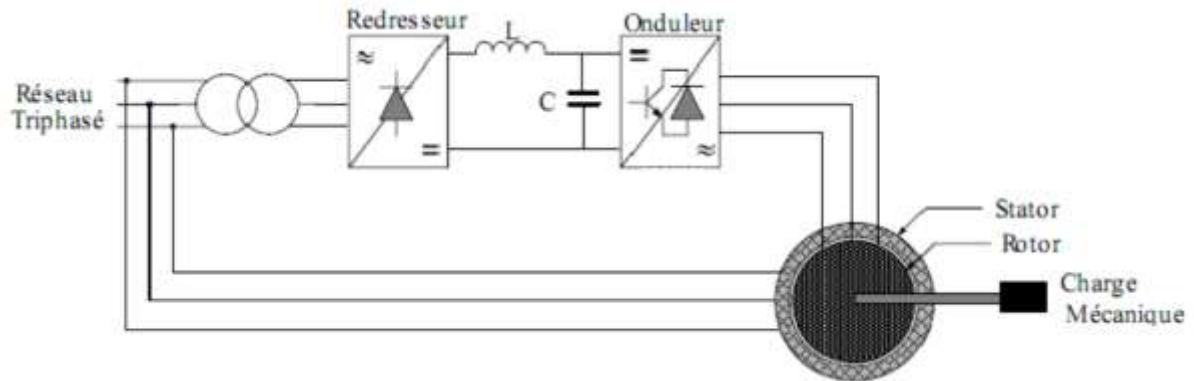


Figure. I.13 : MADA commandée par un seul convertisseur alimentant le rotor. [14]

Dans cette structure de commande, la MADA est alimentée à son stator par le réseau, tandis que le rotor est alimenté à travers un système de conversion qui comporte un redresseur, un filtre et un onduleur. Cette structure est appelée aussi la cascade hyposynchrone. Elle permet de contrôler la puissance active et réactive statorique à la fois en régime permanent et transitoire [11]. La machine dans ce cas peut fonctionner en moteur ou générateur, mais l'application la plus courante est l'utilisation dans les systèmes de production d'énergie électrique notamment les systèmes éoliens et hydrauliques.

I.6.2 Commande de la MADA par deux onduleurs

Cette structure de commande consiste en une MADA alimentée par deux onduleurs, l'un au stator et l'autre au rotor. Elle peut prendre deux formes équivalentes : [3]

- 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.
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés.

La première forme de cette stratégie de commande est illustrée par la figure suivante : [14]

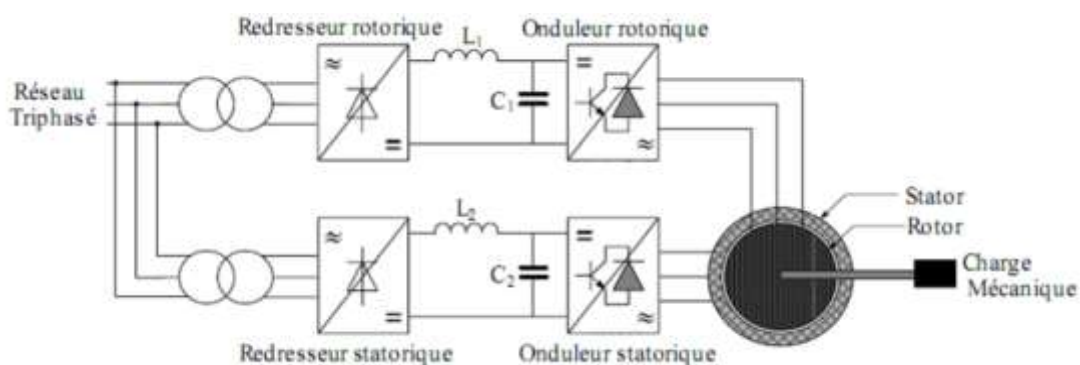


Figure I.13 : MADA commandée par deux onduleurs alimentés à travers deux redresseurs [14].

Cette structure est évidemment la structure la plus générale du système. Les deux redresseurs ont une source d'alimentation commune qui est le réseau triphasé.

La deuxième structure est semblable à la précédente, sauf que les onduleurs sont alimentés par un seul redresseur. Cette structure est représentée par la figure suivante [14]:

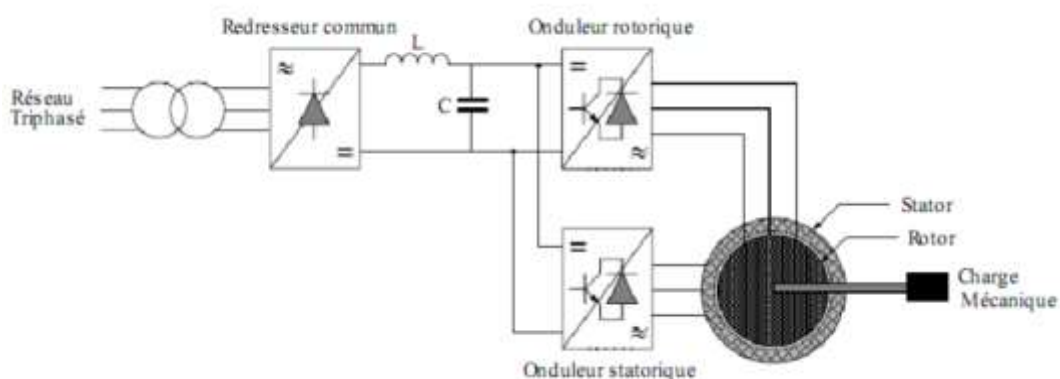


Figure.I.14 : Commande de la MADA par deux onduleurs alimentés à travers un redresseur commun. [14]

Ces deux dernières structures de commande sont utilisées généralement dans le fonctionnement en moteur, pour les applications de traction électrique.

I.7. Domaines d'application de la MADA

La description suivante a pour but de dresser une classification non exhaustive des domaines où la MADA est utilisée. [15][16]

I.7.1 Génération d'énergie

Les énergies fossiles finiront par se tarir à plus ou moins longue échéance et impacts sur l'environnement commencent à être pris en considération. C'est pour cela que des

systèmes consistant à transformer une énergie renouvelable en énergie électrique sont en plein développement. La MADA est alors utilisée dans la conversion d'énergie éolienne en énergie électrique et son utilisation pour transformer de l'énergie hydraulique en énergie électrique de façon réversible commence à être envisagée.

I.7.2 Application embarquée

Pour l'alimentation du réseau de bord dans des applications embarquées, comme par exemple les avions, l'utilisation de la MADA permet un gain de masse et d'encombrement, on qualifie alors cette application de génératrice à fréquence fixe et à vitesse variable. De plus, la MADA permet dans type d'application de composer les harmoniques de courant absorbé par les charges connectées sur ce réseau. [15][16][17]

I.7.3 Entraînement à vitesse variable

La MADA est aussi utilisée pour des applications d'entraînement à vitesse variable de forte puissance comme par exemple la métallurgie (laminoirs) ou le pompage.

I.8. Avantages et inconvénients de la MADA

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

I.8.1. Avantages de la MADA

Comme avantages de la MADA, on peut citer : L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [15].

La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse [4].

Dans la MADA, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator.

Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement [15].

L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur [6].

En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse.

Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [4].

Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau.

Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que là à simple alimentation [13].

1.9. Inconvénients de la MADA

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudiée et très connue, la nouveauté peut effrayer. [18]
- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. [18]

- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).

Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine [19].

I.10. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la MADA sous toutes ses configurations et les performances qui lui permettent d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesse variables (fonctionnement moteur), ou dans les applications à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur).

Au cours de notre recherche bibliographique nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la MADA. Ces études portent principalement sur son fonctionnement en génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, ou sur son fonctionnement en moteur avec une grande variété de modes d'alimentation et de contrôle.

Nous avons orienté donc notre étude sur l'utilisation d'une MADA en fonctionnement moteur. Il s'agit d'une configuration utilisant deux onduleurs au rotor, et au stator. Pour bien exploiter la machine à double alimentation dans un tel domaine d'application, la modélisation et la commande sont nécessaires. Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation et la commande vectorielle de la MADA[3].

Chapitre II:
Modélisation de la Machine
Asynchrone à Double
Alimentation

II.1. Introduction

Le modèle de la MADA est équivalent au modèle de la machine asynchrone à cage. En effet, la cage de la machine est assimilée au bobinage triphasé de la MADA. La seule différence réside dans le fait que ces enroulements ne sont plus systématiquement en court-circuit. Par conséquent, les tensions biphasées rotoriques du modèle que l'on rappelle ci-après ne sont pas nulles. La modélisation d'une machine asynchrone était basée sur l'élaboration de schémas équivalents dérivés de la théorie du champ tournant. Mais il y a une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. L'utilisation des méthodes matricielles est la base pour une approche de modélisation, de simulation, d'identification et de commande. Ce chapitre est basé sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement. Nous terminerons par les équations d'état et les équations mécanique; ensuite la simulation.

I.2. Modélisation de la machine asynchrone double alimentée:

La modélisation de la machine MADA est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système biphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques, permettant d'une part une mise en équations particulièrement simples et d'autre part d'assez loin, parfois jusqu'à son terme, la résolution de certains problèmes par voie purement analytique.

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor. Elle peut être schématisée par la figure (II. 1).

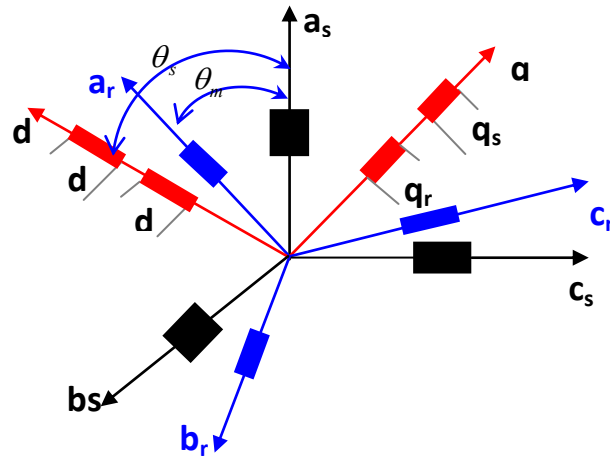


Figure.II.1 : Représentation d'une machine asynchrone à double alimentation

II.2.1 hypothèse simplifiée

Dans notre travail nous nous intéresserons à la modélisation de Park grâce à sa simplicité. Avant d'établir le modèle de la machine asynchrone à double alimentation en vue de sa commande, nous rappelons brièvement le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices qui permettront l'allègement des calculs dans les simulations et faciliter la modélisation [20],[21].[22]

- Le circuit magnétique sera considéré, dans un premier temps, non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants ;
- Le circuit magnétique sera supposé parfaitement feuilleté, ce qui permettra de négliger les effets des courants induits de Foucault ;
- Les effets thermiques n'entreront pas dans cette étude ;
- La densité du courant sera supposée uniforme dans la section des conducteurs élémentaires. (Absence d'effets pelliculaires) ;
- Seule la première harmonique d'espace de la distribution de la force magnétomotrice créée par chaque phase sera prise en compte ; La machine sera supposée parfaitement symétrique au niveau des trois phases ;
- Au niveau mécanique, les frottements secs et turbulents ne seront pas pris en compte.

II.2.2 Les équations électriques de la machine

En vertu de la loi de Faraday. Nous pouvons écrire :

Pour les enroulements statoriques :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s I_{as} + \frac{d\varphi_{as}}{dt} \\ V_{bs} = R_s I_{bs} + \frac{d\varphi_{bs}}{dt} \\ V_{cs} = R_s I_{cs} + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Pour les enroulements rotorique :

$$\begin{cases} V_{Ar} = R_r I_{Ar} + \frac{d\varphi_{Ar}}{dt} \\ V_{Br} = R_r I_{Br} + \frac{d\varphi_{Br}}{dt} \\ V_{Cr} = R_r I_{Cr} + \frac{d\varphi_{Cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Les matrices résistances statorique et rotorique :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Ou sous matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{bmatrix} V_{Ar} \\ V_{Br} \\ V_{Cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{Ar} \\ \varphi_{Br} \\ \varphi_{Cr} \end{bmatrix}$$

(II.5)

Dou les formes matricielles condensées :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] * [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r] * [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$[V_s] = [V_{as} \cdot V_{bs} \cdot V_{cs}]^t$: Tensions aux bornes des enroulements statoriques.

$[V_r] = [V_{Ar} \cdot V_{Br} \cdot V_{Cr}]^t$: Tensions aux bornes des enroulements rotoriques.

$[I_s] = [I_{as} \cdot I_{bs} \cdot I_{cs}]^t$: Courants de phases des enroulements statoriques.

$[I_r] = [I_{Ar} \cdot I_{Br} \cdot I_{Cr}]^t$: Courants de phases des enroulements rotoriques.

Sachant que : R_s, R_r sont respectivement les résistances statoriques et rotoriques.

II.2.3 Les équation magnétique

Les équations de flux statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}] * [I_s] + [M_{sr}] * [I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}] * [I_r] + [M_{rs}] * [I_s] \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

D'ou :

I_s, I_r : sont respectivement les inductances principales de fuite statoriques et rotoriques.

M_s, M_r : sont respectivement les inductances mutuelles statoriques et rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles (ou matrice de couplage rotor-stator) est donnée par :

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Avec : $[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$

Si on veut trouver les équations de tension en fonction de courant on remplace la relation (II.8) dans la relation (II.7), on trouve alors :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] * [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] * [I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] * [I_r]) \\ [V_r] = [R_r] * [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] * [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] * [I_s]) \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

II.2.4 Equations mécaniques

Le couple électromagnétique peut être obtenue à partir de l'expression de la Co-énergie ou à l'aide d'un bilan de puissance :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I]^t \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [L] \right\} \cdot [I] \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Les matrices $[L_s]$ et $[L_r]$ ne contiennent que des termes constants lorsque l'angle θ varie, cela permet de simplifier l'expression du couple :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \cdot [I_s]^t \cdot \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} \cdot [I_r] \quad (\text{II.14})$$

L'équation dynamique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \tag{II.15}$$

Avec : $\Omega_r = \frac{\omega_r}{P}$

Tel que :

J : est le moment d'inertie du rotor de la machine en (kg.m²) ;

P : est le nombre de paires de pôles ;

Ω_r : est la vitesse angulaire électrique de rotation du rotor (rad/s);

f_r : est le coefficient de frottement en (N.m.s/rd) ;

C_{em} : est le couple électromagnétique en (N.m) ;

C_r : est le couple résistant en (N.m).

II.3. La transformation 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 120° 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. [23]

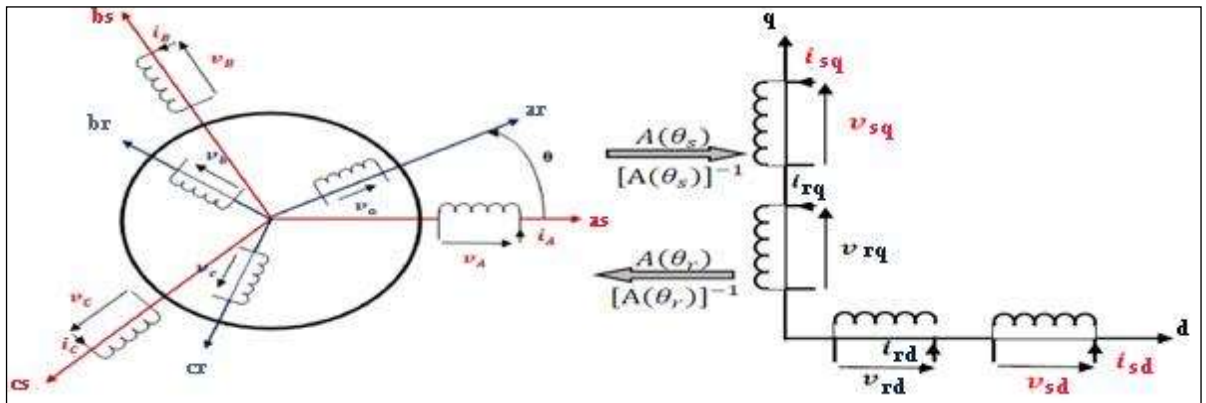


Figure.II.2: La transformation de Park

La transformation de Park (a , b , c) vers (dqo) est défini comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [A(\theta)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{II.16}$$

Le transformé de Park inverse (dqo) vers (a, b, c) est défini comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [A(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Où:

xd: est la composante direct

xq: est la composante quadratique

xo: est la composante homopolaire (elle est nulle si le système(a , b ,c) est équilibré).

La matrice de transformation de Park est définie comme suite :

$$[A(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Et la transformation inverse de Park est donnée par :

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

II.4. Choix du référentiel

Le choix du référentiel dépend du problème à étudier. Il existe trois types de référentiel pour la machine asynchrone dont le choix dépend du type de problème à étudier.

II.4.1 Référentiel lie 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: [25] : $\omega_a = 0, \frac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_m$

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_m \varphi_{rr} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_m \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

II.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 : $\omega_a = \omega_m, \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_m$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = 0$

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_m \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_m \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (II.21)$$

II.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 : $\omega_a = \omega_s, \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = (\omega_s - \omega_m) = \omega_r$

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (II.22)$$

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

II.5. Modèle de la MADA dans le repère de Park

Pour la machine asynchrone, la transformation de Park est appliquée aux grandeurs statorique et rotoriques. La première est définie par la matrice $A(\theta_s)$ et la deuxième est définie par la matrice $A(\theta_r)$.

On désire transformer les enroulements de la MADA triphasée en des enroulements biphasés orthogonaux équivalents selon les axes **(d-q)** lié au champ tournant ainsi la

composante

homopolaire pour équilibrer le système transformé, c'est à dire :

- Direct selon l'axe **(d)**.
- Quadrature (transversal) selon l'axe **(q)**.
- Homopolaire **(o)**.

Dans le cas d'un système de courant, la transformation s'écrit : [25]

$$\begin{aligned} [i_{dqo}] &= [A(\theta)][i_{abc}] \\ [i_{abc}] &= [A(\theta)]^{-1}[i_{dqo}] \end{aligned} \quad (\text{II.23})$$

Celle des tensions :

$$\begin{aligned} [v_{dqo}] &= [A(\theta)][v_{abc}] \\ [v_{abc}] &= [A(\theta)]^{-1}[v_{dqo}] \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

La transformation des flux :

$$\begin{aligned} [\varphi_{dqo}] &= [A(\theta)][\varphi_{abc}] \\ [\varphi_{abc}] &= [A(\theta)]^{-1}[\varphi_{dqo}] \\ [v_s] &= [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T \\ [v_r] &= [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

La transformation inverse de Park donne :

Au stator :

$$\begin{cases} [v_s] = [A(\theta_s)]^{-1}[v_{dqo}]_s \\ [i_s] = [A(\theta_s)]^{-1}[i_{dqo}]_s \\ [\varphi_s] = [A(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{dqo}]_s \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

$$[v_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} : \text{Vecteur tension statorique dans le repère de Park}$$

$$[i_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de courants statorique dans le repère de Park}$$

$$[\varphi_{dqo}]_s = \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux statorique dans le repère de Park}$$

Au rotor :

$$\begin{cases} [v_r] = [A(\theta_r)]^{-1} [v_{dqo}]_r \\ [i_r] = [A(\theta_r)]^{-1} [i_{dqo}]_r \\ [\varphi_r] = [A(\theta_r)]^{-1} [\varphi_{dqo}]_r \end{cases} \quad (II.27)$$

$$[v_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur tension rotorique dans le repère de Park}$$

$$[i_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de courants rotoriques dans le repère de Park}$$

$$[\varphi_{dqo}]_r = \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux rotorique dans le repère de Park}$$

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

Au stator :

On multiplie l'équation de tension dans le repère abc(I.6) par la matrice [A(θs)], et on aura:

$$[A(\theta_s)][v_s] = [A(\theta_s)]R_s[i_s] + [A(\theta_s)] \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (II.28)$$

On obtient facilement :

$$[v_{dqo}]_s = [R_s][i_{dqo}]_s + \frac{d}{dt} [i_{dqo}]_s + [A(\theta_s)] \frac{d}{dt} [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{dqo}]_s \quad (II.29)$$

On calcule séparément le terme :

$$[A(\theta_s)] \frac{d}{dt} [A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} [A(\theta_s)] \frac{d}{d\theta_s} [A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

Finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\varphi_{sq} \\ \varphi_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II.31)$$

II.6. Modèle de la MADA sous forme d'équation d'état :

Pour la machine asynchrone à double alimentation les variables de contrôle sont les tensions statoriques et rotoriques. En considérant les courants statoriques et rotoriques comme des vecteurs d'état, alors le modèle de la MADA est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Avec

X : Vecteur d'état.

A : Matrice d'évolution d'état du système.

B : Matrice de la commande.

U : Vecteur du système de commande.

Y : Vecteur de sortie

C : Matrice de sortie (matrice d'observation),

Où :

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Par une représentation matricielle :

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Et :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

On pose :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \text{ et } [Z] = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_s L_s & 0 & \omega_s M \\ -\omega_s L_s & -R_s & \omega_s M & 0 \\ 0 & (\omega_s - \omega)M & -R_s & (\omega_s - \omega)L_r \\ (\omega_s - \omega)M & 0 & -(\omega_s - \omega)L_r & -R_s \end{bmatrix}$$

Alors l'équation devient :

$$\frac{dx}{dt} = [L]^{-1} \cdot [Z] \cdot X + [L]^{-1} \cdot [U] \tag{II.36}$$

Dans le but de simplifier la réalisation par **Simulink /MATLAB** la matrice $[Z]$ peut être décomposée de la forme suivante :

$$[Z] = -[Z_1] - \omega \cdot [Z_2] + \omega_s \cdot [Z_3] \tag{II.44}$$

Avec :

$$[Z] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [Z] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}, [Z] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & 0 & M \\ -L_s & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

II.7. Modélisation du système d'alimentation:

II.7.1. La structure de la chaîne d'alimentation choisie:

Comme il est illustré sur la figure (II.3), la machine est alimentée par deux onduleurs de tension, connectés à deux bus continus indépendants, pouvant fournir le maximum de puissance exigée de chaque côté. Les interrupteurs ont été choisis en fonction du courant maximal qui les parcourt, de la tension à leurs bornes ainsi que de la fréquence de la porteuse de l'onduleur. Une modulation de largeur d'impulsion MLI, de type sinusoïdal régulière symétrique (sinus-triangle à fréquence fixe), est adoptée pour la commande des onduleurs.

Le bus continu est réalisé par une cellule de filtrage formée d'une capacité réduisant les ondulations de tension à l'entrée de l'onduleur, d'une inductance permettant de mieux lisser le courant, d'une résistance servant à augmenter l'amortissement du filtre réalisé.

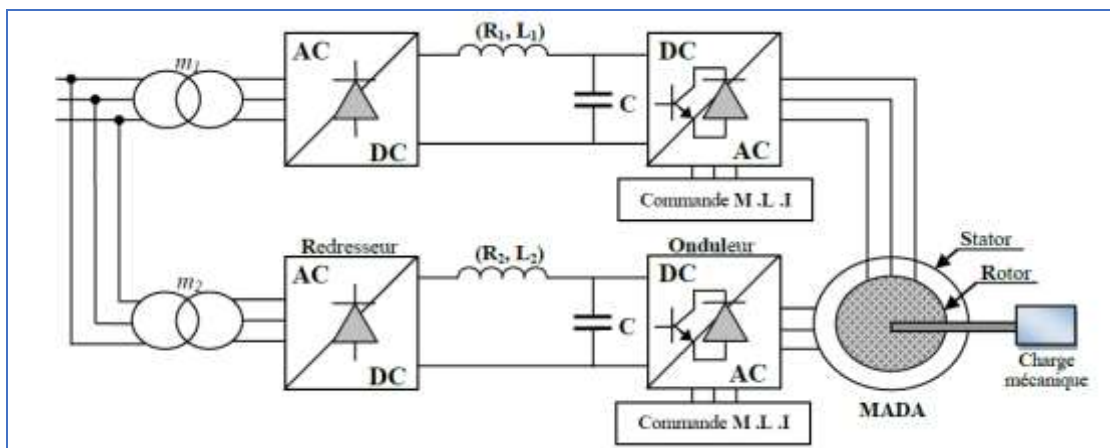


Figure II.3: Schéma synoptique proposé pour l'alimentation de la MADA.

II.7.2. Modélisation de L'onduleur de Tension:

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative. Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour la grande puissance.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure (II.4)). Les couples d'interrupteurs (K11, K21), (K12, K22), (K13, K23) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [26]. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

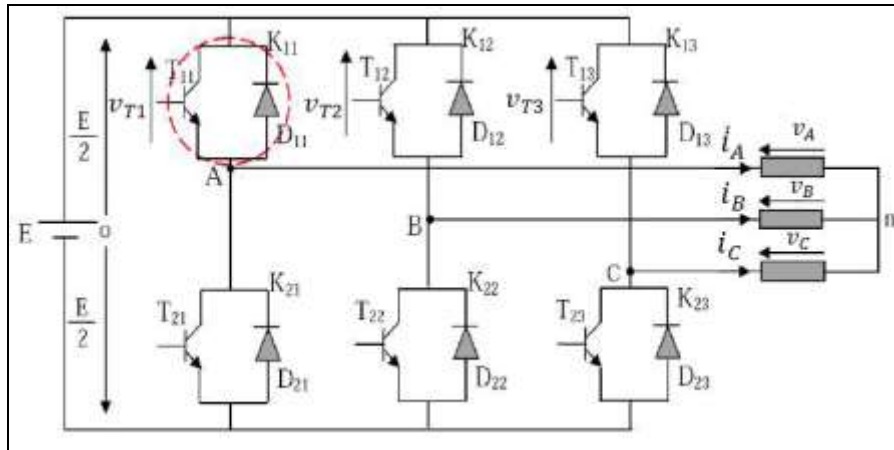


Figure.II.4 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension. [27]

Afin d'éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras doivent être complémentaires. Pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage est du type étoile sans neutre (bien que le branchement d'une charge en triangle soit envisageable). Ainsi les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impaires différentes de trois. Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens.

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créniaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs. [28]

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} v_A = v_{AO} + v_{On} \\ v_B = v_{BO} + v_{On} \\ v_C = v_{CO} + v_{On} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Par addition on a :

$$v_A + v_B + v_C = v_{AO} + v_{BO} + v_{CO} + 3v_{On}$$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

$$\text{Donc : } v_{AO} + v_{BO} + v_{CO} + 3v_{On} = 0 \quad (\text{II.38})$$

$$\begin{cases} v_A = \frac{2}{3}v_{AO} - \frac{1}{3}v_{BO} - \frac{1}{3}v_{CO} \\ v_B = -\frac{1}{3}v_{AO} + \frac{2}{3}v_{BO} - \frac{1}{3}v_{CO} \\ v_C = -\frac{1}{3}v_{AO} - \frac{1}{3}v_{BO} + \frac{2}{3}v_{CO} \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

On peut écrire le système (II.39) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{AO} = \frac{E}{2} F_1 \\ v_{BO} = \frac{E}{2} F_2 \\ v_{CO} = \frac{E}{2} F_3 \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Tel que :

$$\begin{cases} F_1 = 1 \text{ si } K_{11} \text{ fermé si non } F_1 = -1 \text{ donc } K_{11} \text{ ouvert.} \\ F_2 = 1 \text{ si } K_{12} \text{ fermé si non } F_2 = -1 \text{ donc } K_{12} \text{ ouvert.} \\ F_3 = 1 \text{ si } K_{13} \text{ fermé sinon } F_3 = -1 \text{ donc } K_{13} \text{ ouvert.} \end{cases}$$

II.7.3 Commande MLI triangle -sinusoïdales

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une

onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance. [30]

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

- ✓ L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f de la référence : $m = \frac{f_p}{f}$
- ✓ Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante v_p à la valeur crête v_r de la porteuse : $r = \frac{v_r}{v_p}$

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête

v_p . On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} x_1(t) = v_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[0; \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = v_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}; T_p \right] \end{cases}$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude v_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{rA}(t) = v_r \sin 2\pi f_r t \\ v_{rB}(t) = v_r \left(\sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{rC}(t) = v_r \left(\sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases}$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états. s_1 , s_2 et s_3 des interrupteurs de l'onduleur. [31]

$$s_{123} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rAB} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (v_{rAB} - x(t)) < 0 \end{cases}$$

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée. [30]

II.8 Simulation et interprétation des résultats

Afin de simuler notre machine, on a fait appel au logiciel **MATLAB/Simulink**. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe. Pour analyser le fonctionnement de la MADA, on a suivi la procédure suivante : On va simuler numériquement le fonctionnement de la MADA alimentée directement par le réseau et par un onduleur de tension à deux niveaux.

➤ **Pour le premier fonctionnement (alimentée directement par le réseau):**

1^{er} cas : sans alimentation rotorique ($V_r=0$), que signifie que la MADA fonctionne comme une machine asynchrone à rotor bobiné en court-circuit.

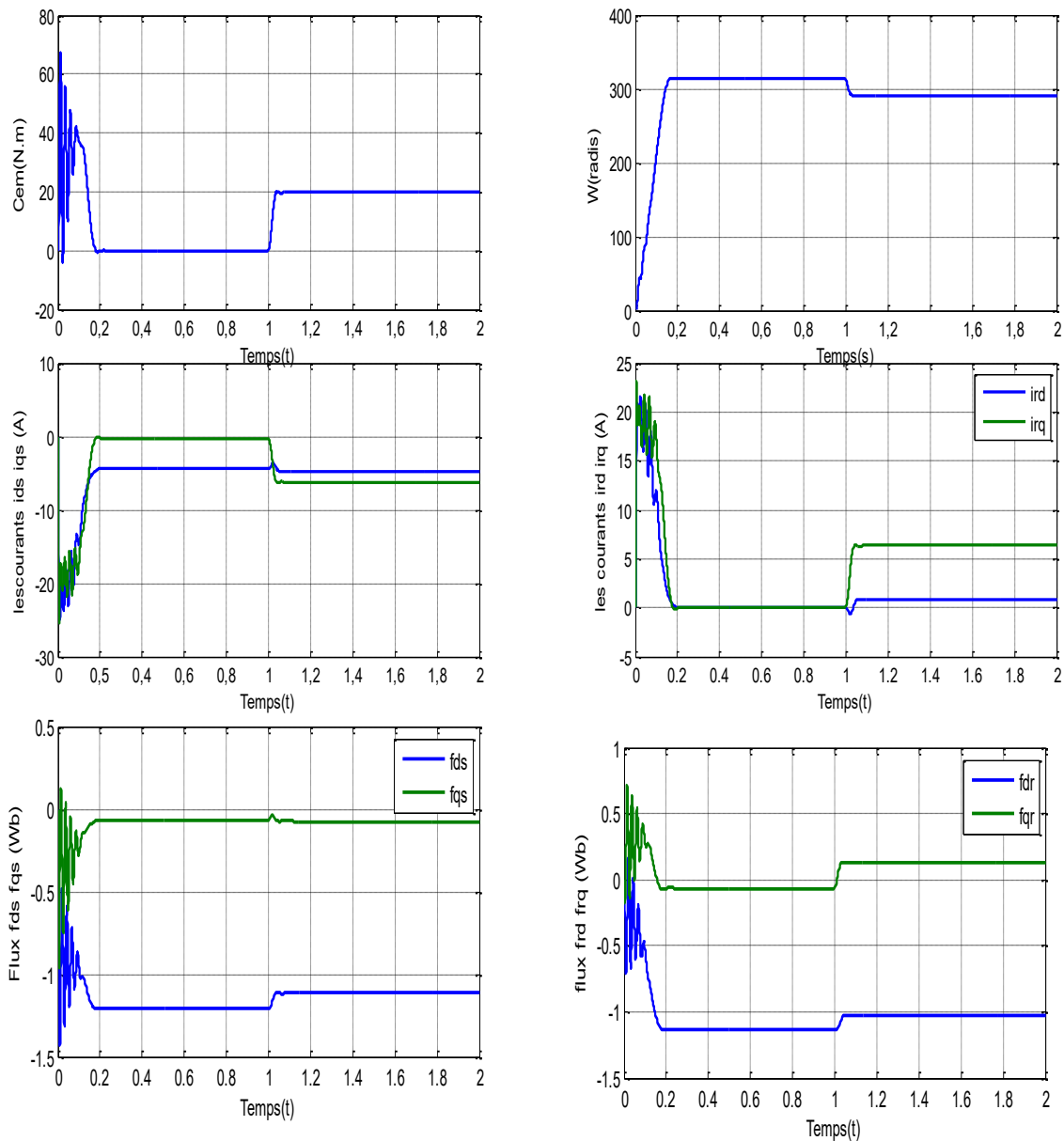


figure.II.5 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA sans alimentation rotorique avec un couple de charge $C_r=10\text{N.m}$ à $t=1\text{ sec}$.

2^{em} cas : avec alimentation rotorique ($V_r=10$) :

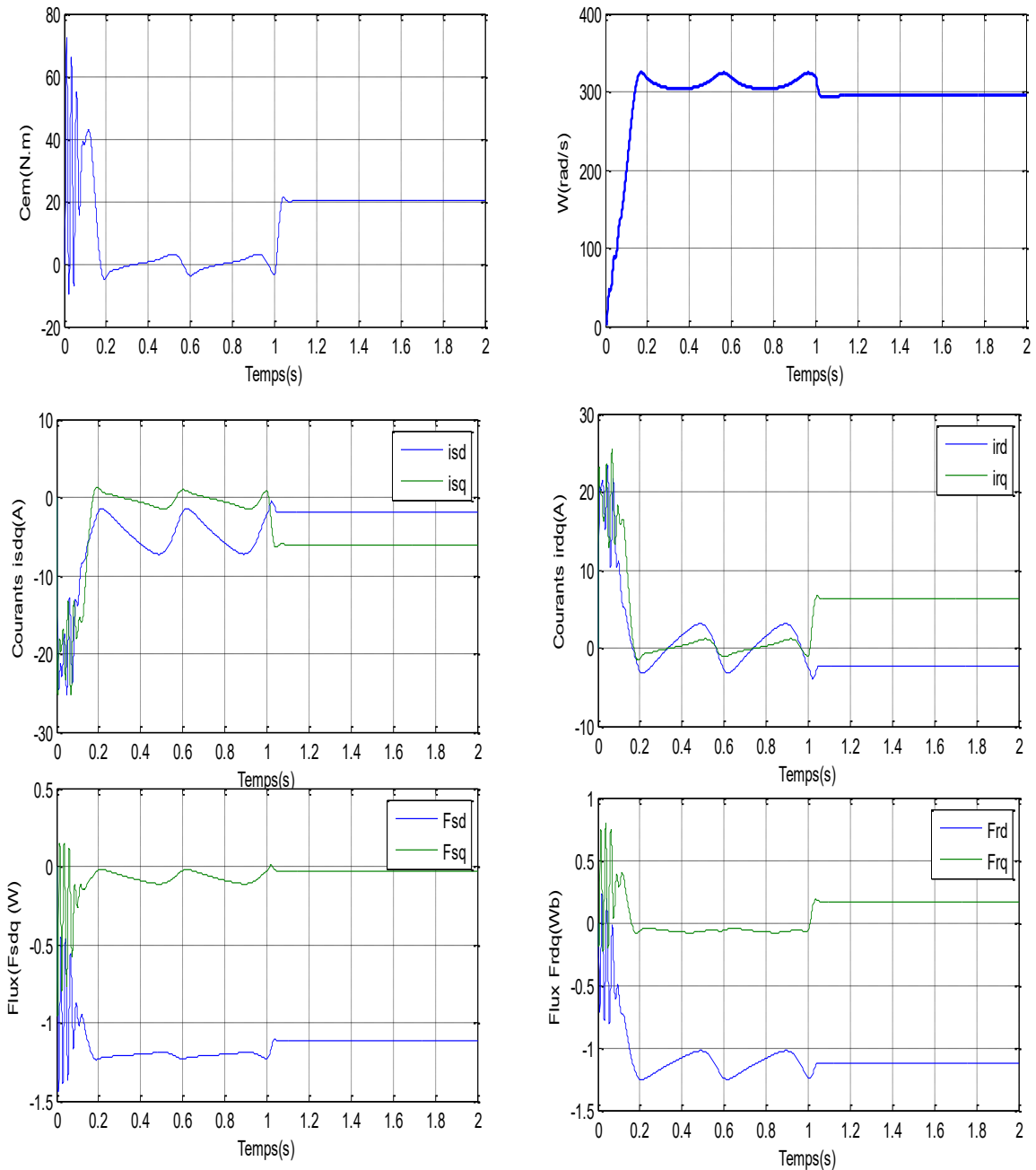


Figure.II.6 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA avec alimentation rotorique ($V_r=10V$) et un couple de charge $C_r=10N.m$ à $t= 1$ sec

La figure (II.5) représente le fonctionnement de la MADA avec un couple de charge nominale (20 N.m) à $T=1s$ après un démarrage à vide, sans alimentation rotorique, on remarque que la vitesse atteint sa valeur finale au bout d'un temps de réponse de 0.18 sec, et on remarque également que le courant du rotor est faible. Après l'introduction de la charge à l'instant $t=1sec$, la caractéristique de la vitesse présente une diminution de la

vitesse traduite par une augmentation du glissement de la machine, et par conséquent on remarque que les courants statorique et rotorique sont augmentés.

Pour la 2^{em} cas ($V_r=10$), les résultats de simulation sont identiques aux niveaux des grandeurs mécaniques et électriques (figure II. 6) avec des oscillations avant l'application de couple de charge.

➤ Pour le deuxième fonctionnement (alimentée par un onduleur de tension à MLI):

1^{er} cas : sans alimentation rotorique ($V_r=0$) :

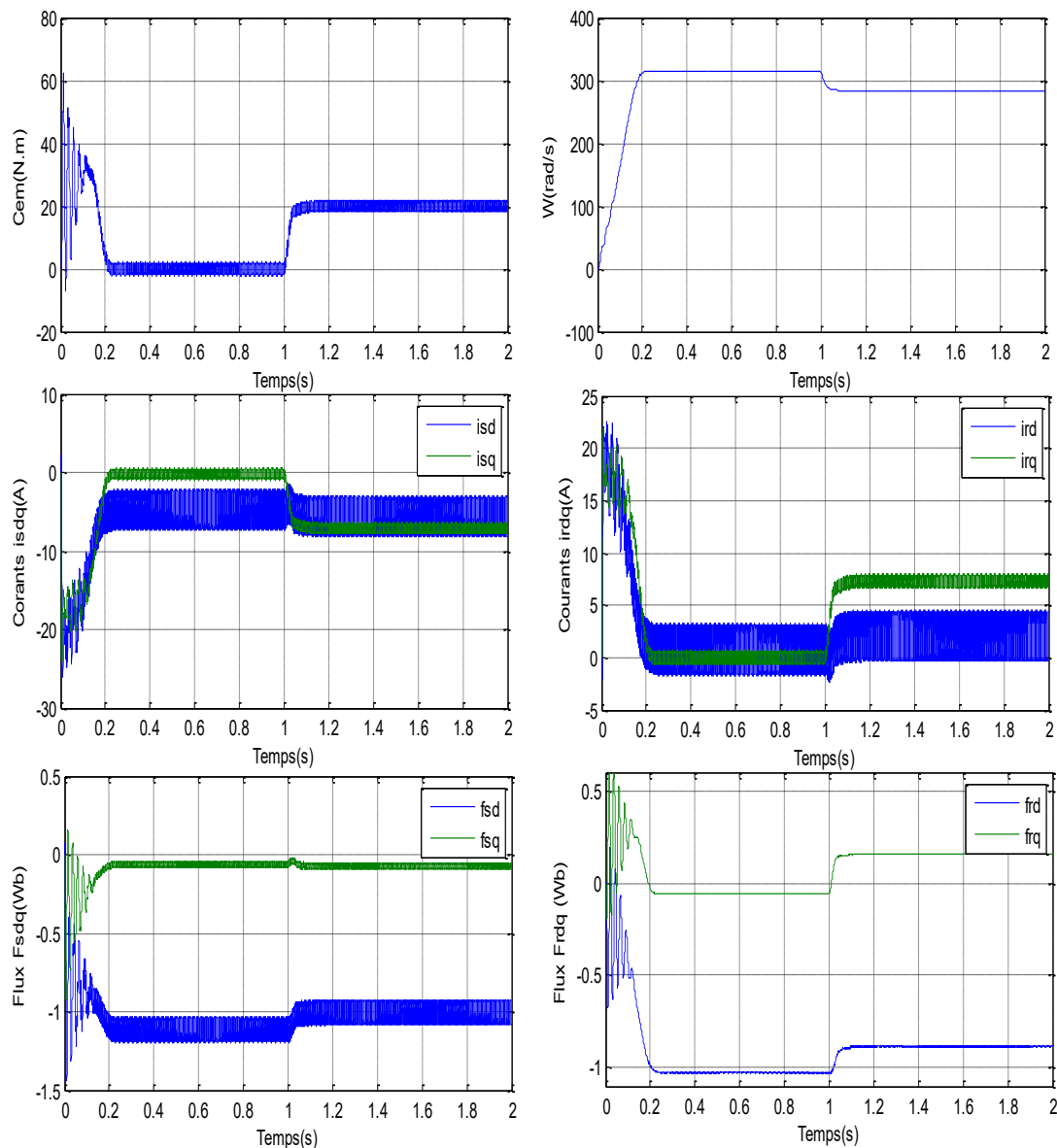


Figure.II.7 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA alimentée par onduleur de tension et avec alimentation rotorique ($V_r=0V$) et un couple de charge

$C_r=10N.m$ à $t= 1s$.

2^{em} cas : avec alimentation rotorique ($V_r=10$) :

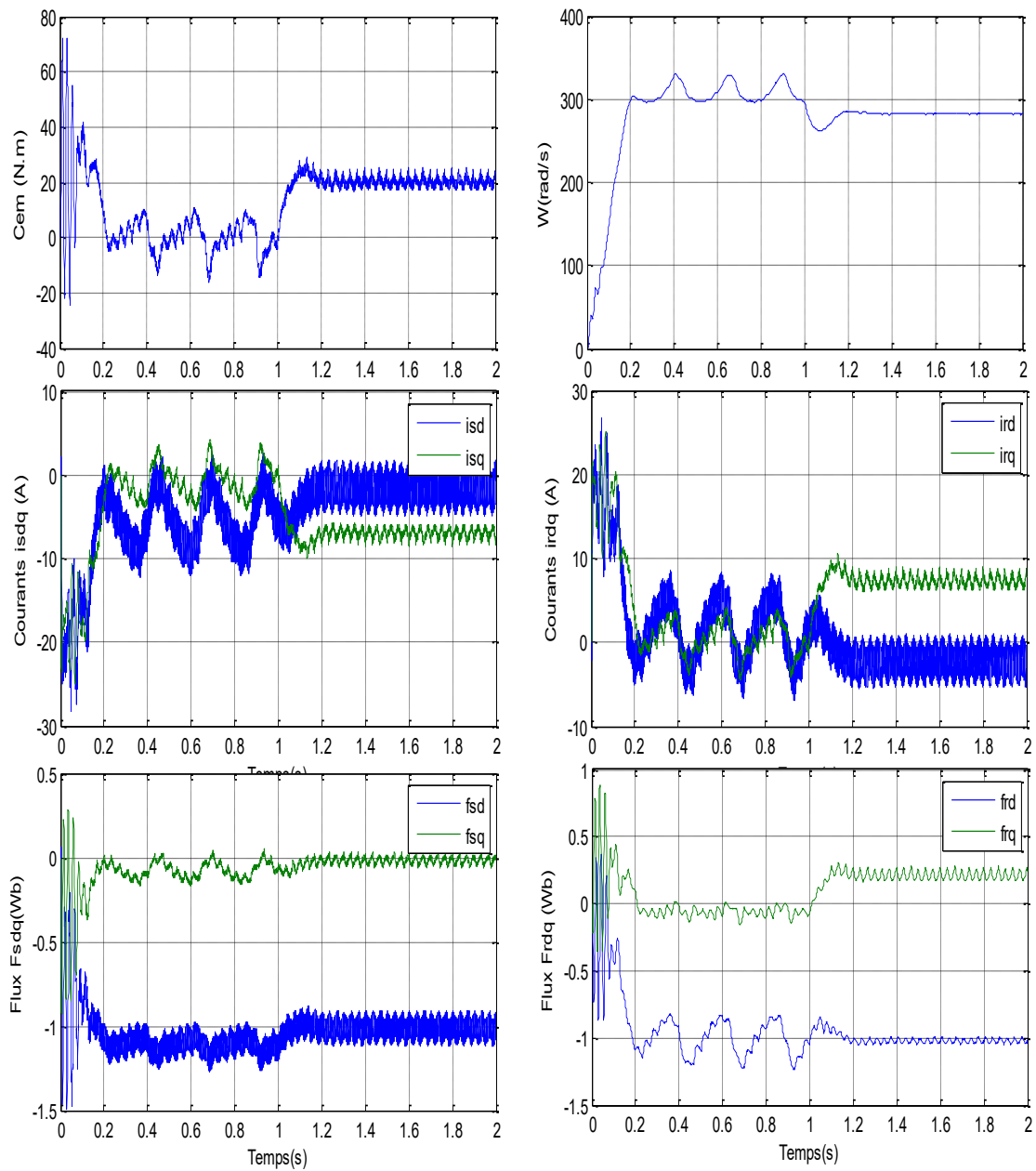


Figure.II.8 : Résultats de simulation de fonctionnement de la MADA alimentée par onduleur de tension et avec alimentation rotorique ($V_r=0V$) et un couple de charge $C_r=10N.m$ à $t= 1s$.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre la modélisation de la machine MADA alimentée en tension est synthétisée, dont le modèle de PARK est utilisé sous forme de fonction de transfert. Les résultats de la simulation numérique obtenus montrent que la MASD alimentée par un réseau de tensions sinusoïdales et avec un onduleur de tension à MLI bien que la validité du modèle, toutefois, les oscillations obtenues dans le cas ($V_r=10$).

Toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable .afin d'avoir des hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande directe couple DTC .Un exposé général sur théorie de cette méthode sera l'objet du troisième chapitre.

***Chapitre III : Commande
par DTC de la Machine
Asynchrone Double
alimentée MADA***

III.1. Introduction

Durant ces vingt dernières années, le domaine de la commande des machines électriques a fait l'objet de mutations et d'évolutions continues. En effet, les méthodes classiques de variation de vitesse ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif à des convertisseurs statiques offrent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Par ailleurs, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commande sophistiquées pour atteindre des performances élevées sur le plan de la rapidité et de la précision.

Dans la pratique, plusieurs méthodes sont utilisées pour le contrôle de la vitesse des machines électriques, et ce contrôle peut être réalisé de différentes manières et suivant différentes stratégies. Parmi elles, on peut citer la stratégie de commande par autopilotage, la stratégie de commande vectorielle et enfin la stratégie de commande directe du couple (DTC).

Dans le cadre de notre travail, on s'intéressera particulièrement à cette dernière stratégie; c'est à-dire à la commande directe du couple (DTC). Dans ce chapitre, on débutera par une étude théorique sur les principales méthodes de commandes qui existent industriellement, notamment la commande vectorielle (FOC) et la commande directe du couple (DTC).[31]

III.2. Différentes stratégies de commande de la MADA

III.2.2. Commande vectorielle à flux orienté(FOC)

La méthode de contrôle vectorielle (Field Oriented Control) a été introduite à la fin des années soixante par Blaschke et Hasse[32] pour remédier au problème lié à la commande de la machine synchrone dont la complexité réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrée et de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse. Le principe de la FOC repose sur le fait que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée.

Les courants instantanés statoriques sont transformés dans un repère tournant aligné au vecteur du flux rotorique, statorique ou celui de l'entrefer, afin de produire deux composantes du courant, selon l'axe d (composante qui contrôle le flux) et selon l'axe q (composante qui contrôle le couple).

Le problème majeur de la technique FOC à régulateurs proportionnels intégrales (PI) est qu'elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine, surtout les constantes de temps rotorique T_r et statorique T_s , de ce fait, tous les chercheurs qui ont suivi les formes de bases de la FOC ont eu pour soucis de la désensibiliser en la rendant robuste et fiable vis-à-vis des variations paramétriques malheureusement inévitables.

D'innombrables travaux ont été mis en œuvre. Par mieux, ceux qui ont proposé l'identification en ligne de la constante du temps statorique, et rotorique T_r pour le calcul juste de la vitesse angulaire du glissement, ceci a contribué énormément à l'amélioration de la réponse dynamique du couple et de la vitesse. [33][34]

En termes de robustesse envers les incertitudes dont les variations paramétriques et les perturbations externes des régulateurs à mode de glissement ont été introduits pour la commande de la MADA. Cette méthode présente de bonne performance mais qui possède le problème du phénomène de broutement (chattering) dû à la discontinuité de la commande, toute fois ce phénomène est parfaitement maîtrisé par l'introduction de commande douce, intégrale ou par l'utilisation de techniques à base de logique floue. [35][36][37]

Il est intéressant de mentionner qu'il y a des travaux qui associent dans la même commande des régulateurs à mode glissant et des régulateurs proportionnels intégrale PI.

Les résultats obtenus sont satisfaisants car la technique SVPWM réduit les harmoniques des courants statoriques et améliore en régime permanent le problème d'ondulation du couple, des flux et des courants, tandis que le contrôleur à mode glissant contribue à la robustesse de la commande. [38][39]

III.2.3. Commande directe du couple (DTC)

Dans les années récentes beaucoup d'études ont été développées afin de trouver des solutions pour la commande de la machine à induction ayant pour but d'avoir une réponse précise et rapide du couple, et réduire la complexité de la commande vectorielle à flux orienté. L'introduction de la commande directe du couple et du flux abrégé DTC par

Takahashi (DTC) et Depenbroak (DSC) au milieu des années quatre-vingt a été reconnue en tant que solution viable pour réaliser ces conditions. La DTC a ouvert un nouvel horizon dans le domaine de la commande, en effet, le principe de cette méthode est de contrôler le couple et le flux de la machine directement, cela est réalisé à travers des comparateurs à hystérésis qui comparent les valeurs de références avec celles estimées, puis commande directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs de couple et de flux dans les limites de la bande d'hystérésis sans passer par des calculs rigoureux de transformation en repères, et moins de régulateurs jugés trop sensibles aux variations des paramètres ni le besoin de générateur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou (PWM en anglais). Ce qui conduit à une réponse dynamique beaucoup plus intéressante comparée avec la technique FOC. [40]

Quand le flux est hors de la bande d'hystérésis, la fréquence de l'onduleur change et le flux prend un chemin optimal vers la valeur désirée, ceci est la cause du principal inconvénient de la DTC qui est l'ondulation que présente le couple, le flux, et le courant en régime permanent, ceux-ci sont reflétés sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques saccadés. [41]

A fin de pallier à ces problèmes persistants. Il ya ceux qui ont utilisé l'onduleur multi niveaux ; solution qui s'avère complexe et coûteuse, et d'autres qui ont utilisé la technique SVM (space vector modulation), son principe est d'imposer le vecteur de tension approprié par modulation vectorielle d'espace, les ondulations sont réduites considérablement mais à fréquence de commutation pas tout à fait constante d'autant plus que cette méthode avait des dépendances paramétriques notamment la résistance statorique et exigeait de grands calculs en ligne. [42]

Récemment, d'autres études ont utilisé la logique floue ;soit pour adapter la bande d'hystérésis et ont obtenus des résultats satisfaisants même en basse vitesse, soit pour optimiser la table de vérité avec de bonnes performances du couple et du flux en régime permanent. [43]

D'autres ont utilisé la technique qui associe SVM avec logique floue FL DTC , les ondulations sont été remarquablement minimisées à fréquence de commutation qui a si constante.

III.3. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple

La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.

- La commande indirecte des intensités et tensions du rotor de la machine ;
- L'obtention des flux et des courants rotoriques proches de formes sinusoïdales ;
- La réponse dynamique de la machine très rapide ;
- L'existence des oscillations au couple qui dépend, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis. [44]

III.4. Avantages de la commande DTC

- Il n'existe pas de bloc qui calcul de modulation de tension MLI ;
- 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 sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux rotorique est nécessaire.
- La réponse dynamique du couple est très rapide ;
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques [45], [46].

III.5. Inconvénients de la commande DTC

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- L'existence des oscillations du couple ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux et du couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela produit un contenu harmonique riche augmentant les pertes [46].

III.6. Principe de la commande DTC

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne.

Pour connaître l'état électromagnétique du moteur afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle approprié de la machine. A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant : [47]

- flux statorique réel de la machine ;
- Le couple réel qu'elle développe ;
- Sa vitesse de rotation.

La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas nécessaire, ce qui est un grand avantage de ces méthodes.

Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés à leurs valeurs de référence pour déterminer les instants de commande des interrupteurs. D'ordinaire on cherche à maintenir le flux constant.

III.7. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension

Les interrupteurs de l'onduleur de tension (voir Figure.III.1) doivent être commandés de manière à maintenir le flux et le couple de la machine.

Le vecteur de la tension statorique V_s peut s'écrire sous la forme:

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III.1})$$

Où (S_a, S_b, S_c) représentent l'état logique des 3 interrupteurs : $S_i = 1$ signifie que l'interrupteur haut est fermé et l'interrupteur bas est ouvert ($V_i = +U_0/2$) et $S_i = 0$ signifie que l'interrupteur haut est ouvert et l'interrupteur bas est fermé ($V_i = -U_0/2$).

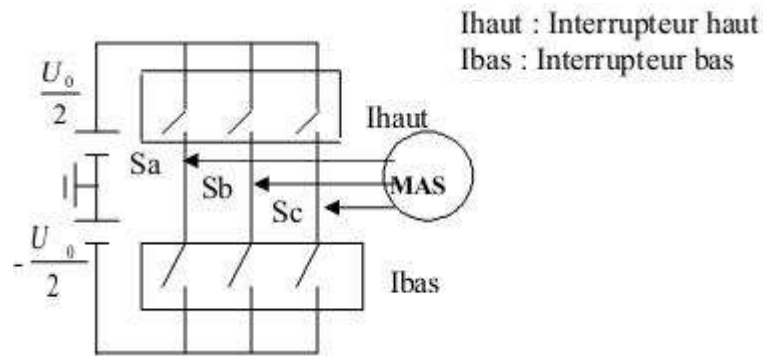


Figure.III.1 : Machine asynchrone commandée par l’onduleur de tension.

On cherchera donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration des interrupteurs. Comme nous disposons de 3 interrupteurs, il y a donc $2^3 = 8$ possibilités pour le vecteur V_s . 2 vecteurs (V_0 et V_7) correspondent au vecteur nul : $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ et $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$.

$V_0(0,0,0)$ est toujours à côté d'un vecteur impair; $V_1(1,0,0)$; $V_3(0,1,0)$; où $V_5(0,0,1)$ d'où une seule commutation. $V_7(1, 1, 1)$ est toujours à côté d'un vecteur pair; $V_2(1, 1, 0)$; $V_4(0, 1, 1)$; où

$V_6(1, 0, 1)$ donc une seule commutation. Dans chaque période de modulation, un bras ne commute pas deux fois. La figure (III.2) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs de tensions non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. On procède ainsi:

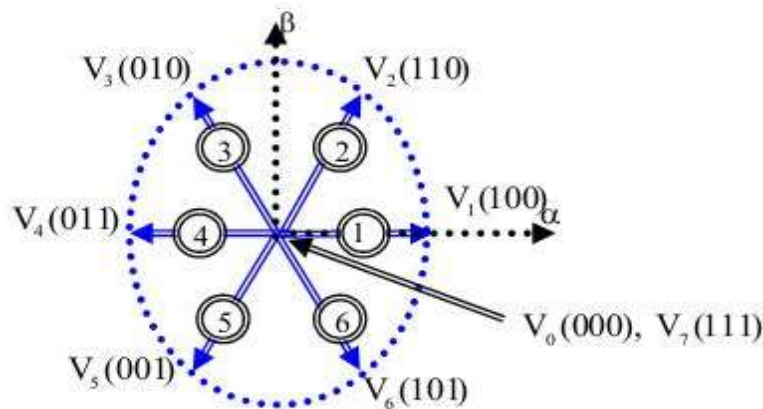


Figure.III.2 : Séquences de fonctionnement d’un onduleur de tension à deux niveaux.

$V_3 [0 \ 1 \ 0]$ signifie :

- 0: Interrupteur en haut du 1^{er} bras ouvert ;

- 1 : Interrupteur en haut du 2^{ème} bras fermé ;
- 0 : Interrupteur en haut du 3^{ème} bras ouvert.

III.8. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique

III.8.1. Principe de contrôle de flux statorique

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

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (III.2)$$

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

$$\Phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (III.3)$$

$$\Phi_s(t) = \Phi_{s0} + V_s \int I_s dt \quad (III.4)$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme $(R_s I_s)$ est négligeable devant la tension V_s .

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 [48]

$$\Phi_s(t) \approx \Phi_{s0} + V_s T_e \quad (III.5)$$

Où Φ_{s0} : est le vecteur flux à l'instant $t=0$.

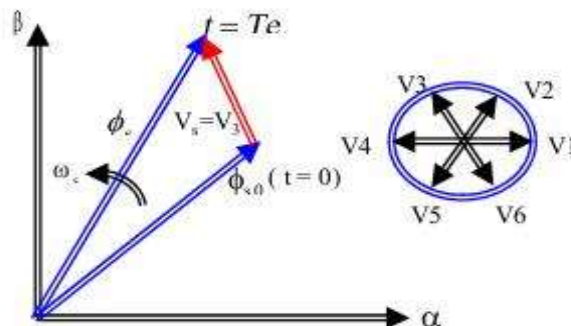


Figure.III.3 :Evolution de l'extrémité du vecteur Φ_s .

Si la période de contrôle " T_e " est très faible devant la période de rotation du vecteur flux statorique. 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 la Φ_s trajectoire désirée.

Le vecteur Φ_s est maintenu entre deux valeurs $\Phi_{s\ min}$ et $\Phi_{s\ max}$; le passage de l'une à l'autre étant commandé par V_s . Si le vecteur de commande est l'un des vecteurs non Φ_s nuls, Φ_s évolue avec une vitesse constante proportionnelle à la tension de commande. Si l'on maintient Φ_s à peu près constant, le couple ne dépend que du déphasage entre les deux flux.

Dans un intervalle de temps T_e , l'extrémité du vecteur Φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée V_s . La figure(III.3) illustre ce principe, lorsque on sélectionne le vecteur $V_s=V_3$ par exemple.

Pour répondre à une demande de variation rapide du couple, il suffit donc de modifier rapidement le déphasage entre les deux flux. Par exemple quand Φ_s atteint la valeur $\Phi_{s\ max}$, on déclenche le changement d'interrupteurs pour que la nouvelle valeur de V_s entraîne une diminution du module de Φ_s .

En même temps la nouvelle phase du vecteur V_s provoque le décalage I_s et Φ_s dans le sens de rotation, fait augmenter le déphasage et le couple. Quand Φ_s chutera à la valeur $\Phi_{s\ min}$, on commandera la commutation suivante. [52]

Il est possible de fonctionner avec un module de flux Φ_s 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 [51].

Lorsque la vectrice tension V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux Φ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\Phi_s}{dt}$ correspondant pratiquement au vecteur V_s . En ce

qui concerne le flux rotorique Φ_r , on peut admettre que compte tenu de la forte constante du temps du rotor de la machine asynchrone, son amplitude ne varie pas durant un régime transitoire [53], donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis de celle du flux statorique.

III.8.2. 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 :

$$C_e = k(\vec{\Phi}_s * \vec{\Phi}_r) = k|\vec{\Phi}_s||\vec{\Phi}_r|\sin(\gamma) \quad (III.6)$$

Tels que : $k = \frac{P}{I_q}$

Avec:

- $\vec{\Phi}_s$: représente le vecteur de flux statorique;
- $\vec{\Phi}_r$: 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 de leur position relative. $\vec{\Phi}_s$ et $\vec{\Phi}_r$ et de leur position relative.

III.8.3. Choix du vecteur de tension

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la

vitesse de rotation du vecteur flux Φ_s . Le tableau (III-1) montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{i+1} , V_{i+2} , V_{i-1} , V_{i-2} qui peuvent être appliqués dans la zone Z_i . En sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivantes: [52][53][58][54].

- I Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux Φ_s croît et le couple C_{em} croît;
- II Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux Φ_s décroît et le couple C_{em} croît;
- III Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux Φ_s croît et le couple C_{em} décroît;
- IV Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux Φ_s décroît et le couple C_{em} décroît;
- V Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux est arrêtée, d'où une décroissance

du couple alors que le module du flux Φ_s reste inchangé.

Les vectrices tensions à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux. Les paramètres $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, Z_6$ (figure III -4) représentent les six zones possibles du fonctionnement.

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

	Augmentation	Diminution
Φ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
C_{elm}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

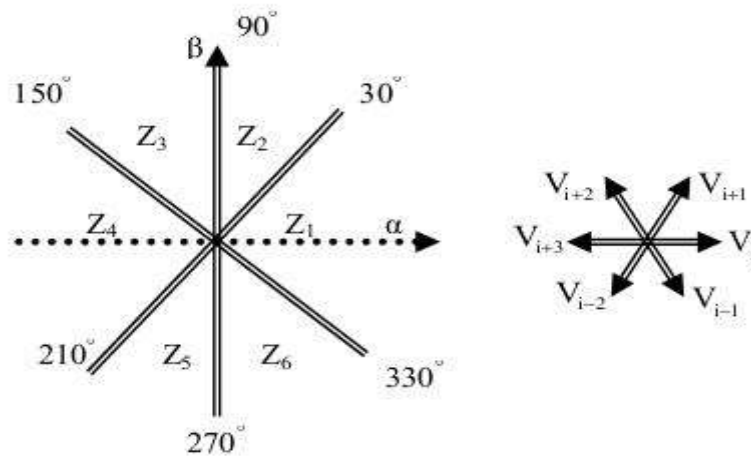


Figure.III.4. Répartition des zones

Le niveau d'efficacité de vectrices tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . En effet, en début de zone, les vecteurs perpendiculaires à Φ_s d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux Φ_s , alors qu'en fin de zone l'évolution est inverse. Avec les vecteurs V_{i01} et V_{i02} , il correspond à des évolutions lente du couple et rapide de l'amplitude du flux Φ_s en début de 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 , Vecteur forte (évolution très rapide de Φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de Φ_s

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 Φ_s . Un estimateur de Φ_s donc nécessaires.

III.9. Estimateurs

III.9.1. Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine.

A partir de l'équation:

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (III.7)$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (III.8)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. On obtient les composantes $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, après l'application de la transformation de Concordia sur les tensions d'entrée mesurées V_{an}, V_{bn} et V_{cn} . Ces tensions sont exprimées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 , et des états de commande (S_a, S_b, S_c) [36], soit:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (III.8)$$

Les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, sont également obtenus à partir des courants réels i_{sa}, i_{sb} et i_{sc}

($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) et par application de la transformation de CONCORDIA:

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (III.9)$$

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$, par :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.10})$$

L'angle α_s entre le référentielle statorique et le vecteur flux Φ_s est égal à :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{III.11})$$

III.9.2. Estimation du couple électromagnétique

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

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{III.12})$$

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 statorique.[54]

III.10. Elaboration du vecteur de commande:

III.10.1. Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\vec{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III .5). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\vec{\Phi}_s$, 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: [54]

$$|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta \Phi_s \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$(\Phi_s)_{ref}$: La consigne de flux;

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

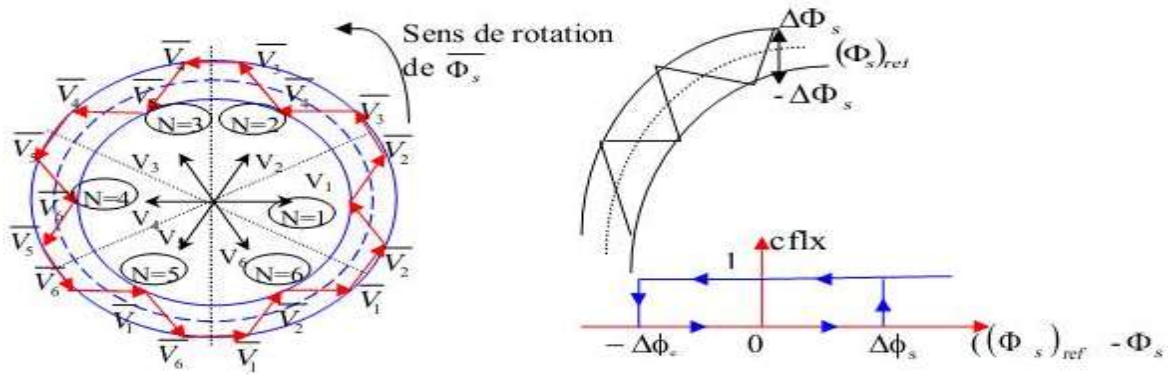


Figure.III.5.Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique.

III.10.2. Le correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$|(C_{ref} - C_s)| \leq \Delta C ,$$

Avec C_{ref} la référence de couple et 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. Deux solutions peuvent être envisagées:

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 (III.6) montre ce type de correcteur

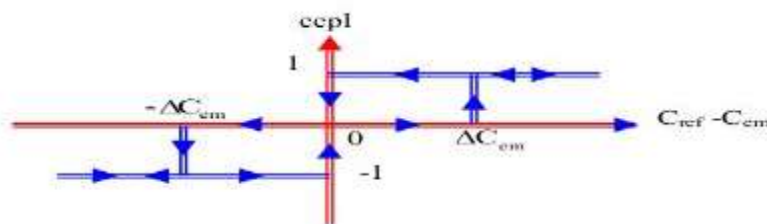


Figure. III 6 : Correcteur de couple à trois niveaux.

➤ 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 $\vec{\Phi}_s$. 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 [54].

III.11. Elaboration de la table de command

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables $cflx$ et $ccpl$, et de la zone N_i de position de $\vec{\Phi}_s$. Elle se présente donc sous la forme suivante :

Tableau.III.2. Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis A trois niveaux (avec les vecteurs tensions nulles).

Δ Flux	Δ Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
cflx=0	ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	ccpl=-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	trois niveaux
cflx=1	ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	ccpl=-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	trois niveaux

Tableau.III.3. Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis A trois niveaux (avec les vecteurs tensions non nulles).

Δ Flux	Δ Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
cflx=0	ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	
	ccpl=-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	trois niveaux
cflx=1	ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux niveaux
	ccpl=0	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	
	ccpl=-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	trois niveaux

III.12. Structure générale du contrôle direct de couple

La figure (III.7) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du couple des machines asynchrones (MADA).

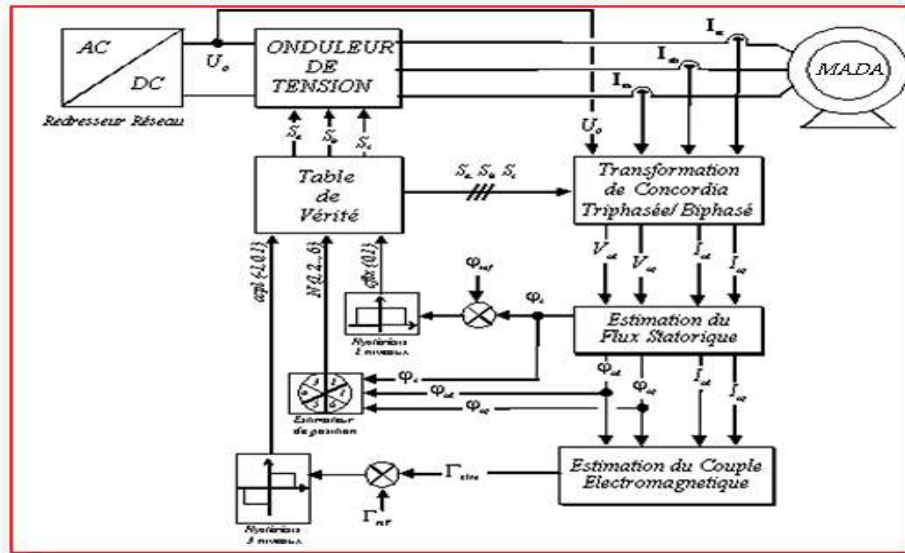


Figure.III.7 : Structure générale du contrôle direct du couple 'DTC'.

III.12. Simulation et interprétation des résultats de la DTC de la MADA

Dans le but d'évaluer les performances et de tester la robustesse de la commande directe du couple de la MSDEAP par simulation numérique sous l'environnement *Matlab/Simulink* nous avons simulées et introduit les différents tests de robustesses suivantes :

➤ Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

La figure III.8 représente l'évolution du comportement du MSDEAP dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide pour une vitesse de référence 100 rad/s , nous avons introduit un couple de charge variable (20 Nm à $t = 0.12 \text{ s}$, 40 Nm à $t = 0.2 \text{ s}$, 20 Nm à $t = 0.28 \text{ s}$ et 0 Nm à $t = 0.35 \text{ s}$). Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour les différentes grandeurs électriques et mécaniques, car les impacts de la variation de la charge n'ont pas d'influence importante sur ses valeurs.

La vitesse atteint très rapidement sa référence, l'allure du couple électromagnétique augmente est suit sa référence, même remarque pour les courants en quadratures ($i_{q1,2}$) et le courant de phase statorique ($i_{sa1,2}$) suivent parfaitement la variation de la charge.

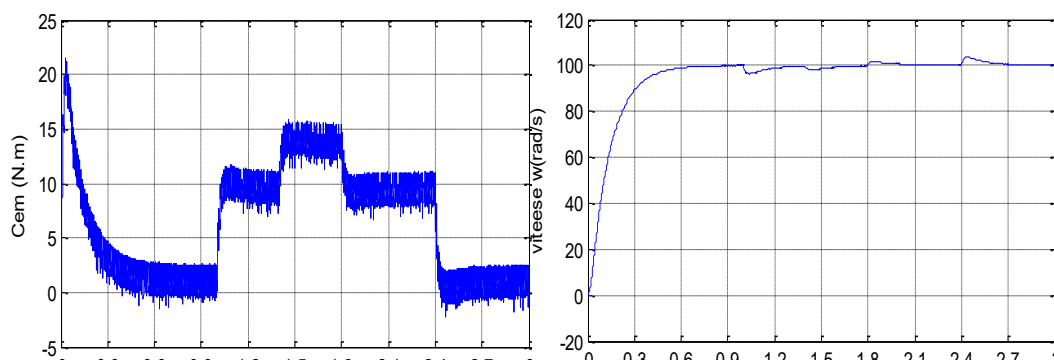
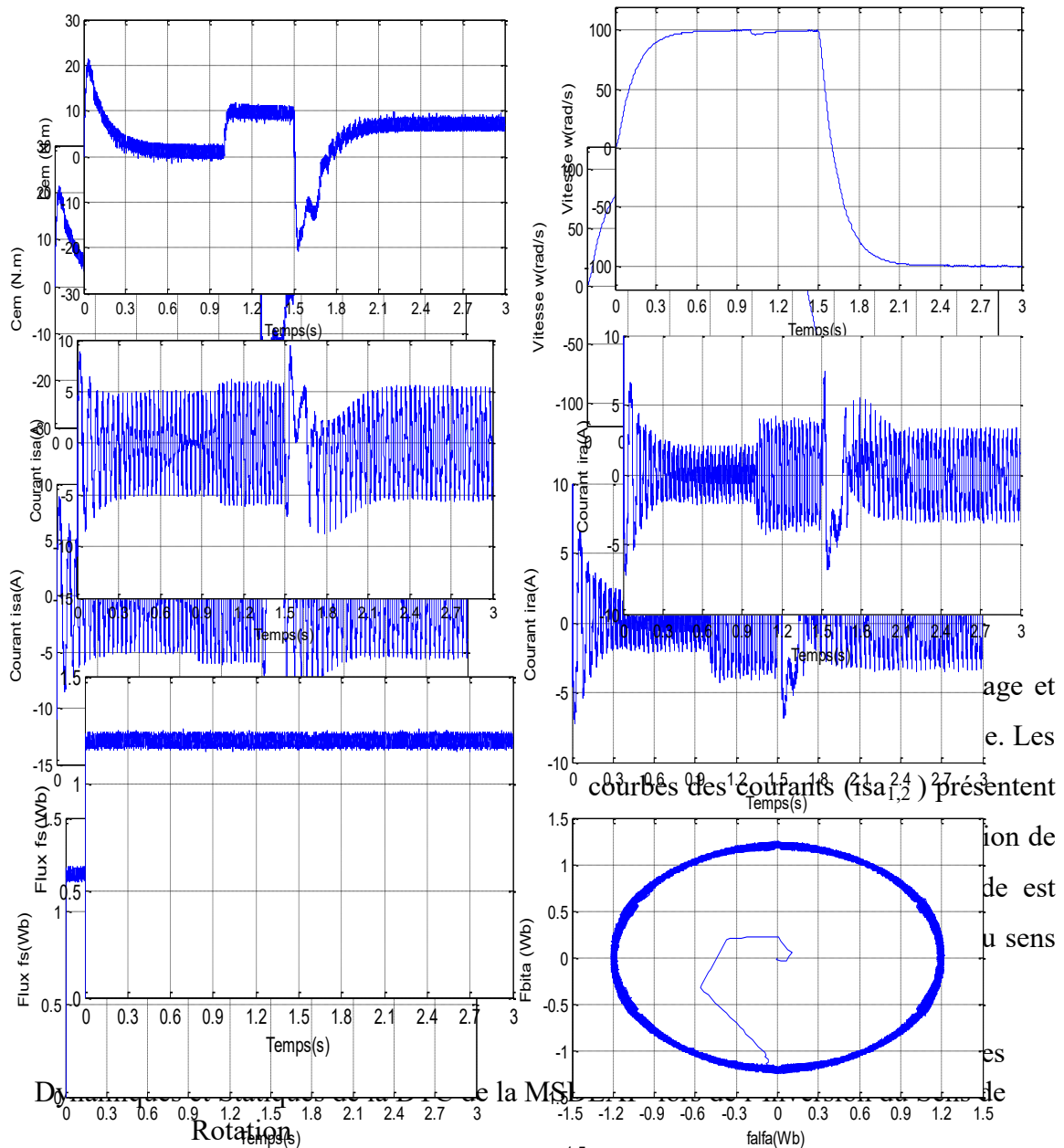


Figure.III.8. Caractéristiques Dynamiques et Statiques de la DTC de la MSDEAP lors de la Variation du Couple de Charge.

- **Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse**

Pour réaliser ce test nous avons introduit un couple de charge $C_{em} = 20 \text{ Nm}$ après un démarrage à vide à l'instant $t = 0.12\text{s}$ suivi par l'inversion du sens de rotation de la vitesse de 100 rad/s à -100 rad/s à $t = 0.15$ et de -100 rad/s à 50 rad/s à $t = 0.3\text{s}$. La figure III.8 présente les résultats de simulation, on remarque que le système répond positivement à ce test dans tous les intervalles de fonctionnement, la vitesse suit rapidement sa consigne de référence avec un temps de réponse pratiquement le même. Le couple et les composantes quadratures des courants ($i_{q1,2}$) subissent des



III.13. Conclusion

Dans ce chapitre, le travail envisagé porte sur les principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » d'une MSDEAP. On peut conclure que la DTC apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de performances dynamiques et statiques rencontrées dans les autres techniques de commande telle que le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. L'un des avantages de la DTC est la non nécessité du capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine. L'inconvénient principal est la présence des oscillations très élevées au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation.

Dans le chapitre suivant, on étudiera des structures de contrôle directe du couple associées à des régulateurs de vitesse en mode glissant d'ordre un et deux.

Conclusion

Conclusion générale

La machine asynchrone à double alimentation est un système non linéaire et multi variable, sujet à des variations paramétriques et à des perturbations inconnues. Après avoir donné un aperçu de la MADA, nous nous sommes concentrés sur sa modélisation avant de présenter son modèle dynamique en vue de sa commande. Ensuite, nous avons exposé le principe de la commande directe du couple.

Grâce aux avancées dans le domaine de la commande électrique et l'émergence de différentes structures de convertisseurs de l'électronique de puissance, qui permettent désormais d'avoir des sources d'alimentation à fréquence variable, la machine asynchrone à double alimentation (MADA) offre une solution idéale pour les entraînements à grande puissance.

L'étude des machines électriques en général, et en particulier de la MADA, nécessite une bonne modélisation mathématique décrivant l'ensemble de la machine et du système à entraîner. Cela permet de prédire les performances dynamiques et statiques des entraînements.

Cette étude porte sur la commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone à double alimentation, proposée comme solution aux problèmes rencontrés dans la stratégie de commande vectorielle par orientation de flux. La DTC est robuste face aux variations paramétriques de la machine et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre de nombreux avantages par rapport aux autres types de commande.

La technique de la commande directe du couple (DTC) appliquée à la MADA permet de surmonter les difficultés de réglage. Elle assure le découplage entre le flux et le couple électromagnétique, améliorant ainsi la dynamique de la vitesse.

Enfin, ce travail s'inscrit dans la continuité des études réalisées sur la MADA et nécessite une poursuite dans plusieurs directions. Selon les résultats obtenus, il serait intéressant de considérer les perspectives et suggestions suivantes :

- Utiliser d'autres types de convertisseurs de fréquence, tels que les cyclo-convertisseurs.

- Utiliser des onduleurs multi-niveaux associés à la commande directe du couple (DTC) afin de minimiser les fluctuations du couple électromagnétique.
- Refaire le même travail avec un fonctionnement générateur utilisé dans les systèmes d'énergie renouvelable.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

1. **L. Benalia**, « Commande en tension des moteurs a induction double aliments », Thèse De Doctorat En Science En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.
2. **[Y. Elbia**, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie,2009.
3. **A. Smail , A. Idir**, « commende direct du couple (DTC) d'un moteur asynchrone a doublé alimentation » », Mémoire De Master En Electrotechnique, Université de MOULOU D MAMMERI DE TIZI OUZOU , Algérie,2013.
4. **B. Robyns, B. François, Ph. Degobert et J-P. Hautier**, « Commande vectoriel de la Machine asynchrone », Edition TECHNIP, Paris, 2007.
5. **D. forchetti, G. garcia et M. I. valla**, «Vector control strategy for a doubly-fed stand-alone induction generator vector », IEEE Trans .Energy conversion, pp: 991-995, 2002.
6. **F. Poitiers**, « Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
7. **AMOUCHAS, N., & BOUTALEB, A. (2016)**. Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI. MASTER en Machines Électriques, Université M'Hamed Bougara, Boumerdes-2016.
8. **B. Hopfenspeger et D.J. Atkinson**, « Doubly-fed a.c. machines: classification and comparison », European Conference on Power. Electronics And Applications (EPE), Gras, 2001.
9. **A. Dendouga**, « Contrôle des puissances actives et réactive de la machine asynchrone a double alimentation (DFIM) », Thèse De Doctorat En Science En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2010.

10. **A. Meroufel**, « Contrôle De La Machine Asynchrone ». Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
11. **P-E. Vidal**, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.
12. **ABDESSEMED, R.** *Modélisation et simulation des machines électriques*. Éditions ellipses 2011.
13. **BOYETTE, A.** *Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*. Thèse de doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11, France, 2006.
14. **G. Salloum**, « Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation, Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
15. **F. Bonnet** « Contribution à l'optimisation de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation utilisée en mode moteur ». Doctorat de l'université de Toulouse ,2008.
16. **H. Ben Nadji, A. Belloul** « Commande de la puissance active et réactive du GADA par la méthode de mode glissant ». Master Académique, université El-Oued, 2015.
17. **H. Abdelli** « Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation » Magister université d'Oran . Mohamed Boudiaf.
18. **B. Y**, Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées, Mémoire de magistère, université d'El-oued, 2010.
19. [19] **Bebboukha Ali , Hechifa Abdel Moumene, Sakhr yahya yahya naji, (2019)** Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à double alimentation (MADA).
20. **S. Drid**, Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure

- d'Alimentation : Théorie et Expérimentation, Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.
21. **B. Y**, Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées, Mémoire de magistère, université d'El-oued, 2010.
 22. **H. Ihssen**, Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation en vue de son utilisation comme aérogénérateur, Mémoire de Magister de l'ENP d'Alger, 20 janvier 2008.
 23. **R. Abdessamed, M. Kadjoudj**, Modélisation des machines électriques,, presses, Université deBatna, 1997.
 24. **M. Bouharkat**, Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique, Thèse de doctorat de l'université de Batna, 2006.
 25. **F. Poitiers**, Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne : machine asynchrone à cage autonome, machine asynchrone à doublealimentation reliée au réseau, Thèse de Doctorat en Electronique et Génie Electrique, EcolePolytechnique de l'Université de Nantes, France,, 2003.
 26. **DJ. Khodja**, commande des convertisseurs électromécaniques, Polycopie De Cours,Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2012.
 27. G. Segulier, Convertisseurs De l'Electronique De Puissance: La Conversion Alternative Continue, vol.1, 3ème éditions, Technique et Documentation Lavoisier, Paris, 2006.
 28. **Z. Boudjemaa**, Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou, Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran, Algérie, 2009.
 29. **K. LOUKAL**, Commande robuste des machines asynchrones a double alimentation a base des systèmes flous type deux, Doctoral dissertation, Université de M'sila, 2017.
 30. **ZELACI, M. L. (2016)**. Commande Directe du Couple (DTC) du Moteur Asynchrone à Double Alimentation.

31. **Y-A- Chapuis, D. Roye, S.** « Courtine Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique », Journal De Physique DL T 5, N° 6, June 1995.
32. **G. Guidi, H. Umida,** « A Novel Stator Resistance Estimation Method for Speed-Sensorless Induction Motor Drives», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, Nov/Dec2000.
33. **A. Mezouar, M. K. Fellah, S. Hadjeri, O. Touhami, Y. Sahalim** « Robust Direct Field Oriented Control of Induction Motors Using Adaptive Observer», IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.
34. **Mohamed M. Negm,** « Integral VSC and Preview Control of Efficiency and Speed for a DC Drive» Power System Technology, 2002. Proceedings. International Conference on Volume 4, Issue , 2002.
35. **Mahieddine-Mahmoud S., Ramanou R., Kefsi L., Chrifi-Alaoui L.** «Sliding mode control: a new contribution using an integral action in the boundary layer», Industrial Technology. IEEE International Conference on Volume, Issue, pp.681-686, Dec. 2006
36. **Tian-Jun Fu, Wen-Fang Xie** «A novel sliding-mode control of induction motor using space vector modulation technique», The Instrumentation, Systems, and Automation Society (ISA) Transactions 44. pp. 481–490, 2005.
37. **Zhiwen Ma, Trillion Zheng, Fei lin, Xiaojie You** «A New Sliding-mode Current Controller for Field Oriented Controlled Induction Motor Drives», Industrial Electronics Society (IECON). 31st Ann. Con. of IEEE Publication Nov. 2005.
38. **A. Arias, L. Romeral, E. Aldabas, M. Jayne,** «Stator flux optimised Direct Torque Control system for induction motors», ELSEVIER, Electric Power Systems Research 73. pp.257–265.2005
39. **D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani** ,« Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines », IEEE, IECON, Bologna, Italy, sep.1994.

40. **D. Casadei, G. Serra, A. Tani** «Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, NO. 4, Jul. 2000.
41. **Toufouti Riad** « Contribution à la Commande Directe du Couple de la machine asynchrone », thèse de Doctorat de l'Université de Constantine 2008.
42. **B. Ouiz, AB, Tebaa** « Commande directe du couple d'un moteur asynchrone à doublealimentation», Mémoire de Master de l'université de Bejaia. 2017.
43. **S. Tamalouzet**, « contribution à l'étude, conception et la commande des convertisseurs électromagnétiques double alimentés », Thèse de Doctorat de l'université de Bejaia. 2017.
44. **Y.Djeriri**, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de doctorat en Electrotechnique, université Djilali liabes de SIDI-BEL-ABBES, Algérie, 2015.
45. **S. Sarray**. "Étude et simulation d'une commande directe de couple pour l'entraînement électrique d'une machine asynchrone". Thèse de maîtrise en génie de la production automatisée M.IN doctorat Montréal/ décembre 2000.
46. **J. Bonal, G.Séguier**. "Entraînements électriques à vitesse variable". Volume 2, Lavoisier, 1998
47. **J. Faiz, Mohammad Bagher, B. Charifian, A. Keyhani, and A. Bogda Poca** , **Sensorless IEEE**, transactions on "Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle", energy conversion. Vol. 18, n°.1, March.2003
48. **A. Derbane** ," Contrôle Direct du Couple de la Machine Asynchrone à Aimants Permanents Basé Sur la Logique Floue ou les Réseaux de Neurones", Thèse Magister, L'EMP, 2002.
49. **Y.A.Chapuis** ," Commande Directe Du Couple D'une Machine Asynchrone Par Le Contrôle Direct De Son Flux Statorique", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.

50. **M.F.Rahman, L. Zhong, and M.E.Haque**, Voltages witching Tables for DTC controlled Interior Permanent Magnet Motor ",Journal of electrical and electronics engineering, special on power Engineering, Vol.20.No.1.pp.1-7, Australia, 2000.
51. **M.Kadjoudj, C.Ghennai, C. Bouchareb, and N.Golea**,"Variable band hysteresis controller for direct torque control of PMSM Drive", In proceeding of MS'02 conference, Girona, nnnSpain,2002.
52. **L.Benalia**,"Commande En Tension Des Moteurs à Induction Double Alimentes",Thèse de Doctorat ,Université de Batna,2010.
53. **K. Merouani, A. Kheloui**," Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par PC ", Conférence Internationale ICEE,2000.
54. **R. Zaimeddine**," Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone Alimentée par Onduleurs Multi- Niveaux", Thèse de Doctorat, Ecole nationale polytechnique.2007.

Annexes

Annexes 01

Paramètres de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Nombre de paires de pôles	P	2
Inductance cyclique statorique	L_{SS}	0.163(H)
Inductance cyclique rotorique	L_{rr}	0.021(H)
Inductance mutuelle	M_{SSrr}	0.055(H)
Coefficient de dispersion	σ	291.25
Résistance statorique	R_{ss}	1.417(Ω)
Résistance rotorique	R_{rr}	0.163(Ω)
frottements visqueux	ff_{vv}	0.0073
Inertie	J	0.066 Kg.m
Tension nominale enroulement statorique	VV_{SSSS}	230(V)
Tension nominale enroulement rotorique	VV_{rrSS}	130(V)
Courant nominal enroulement statorique	I_{SSSS}	8.4(A)
Courant nominal enroulement rotorique	I_{rrSS}	19(A)
Vitesse de rotation maximale de la MADA	N_{SSnnnn}	1435(tr/min)
Couple nominal	$CC_{eenn-ssnnnn}$	25.5(N.m)
Couple maximal	$CC_{eenn-nnnnnn}$	$2.5 * CC_{eenn-ssnnnn}$
Fréquence statorique	ff_{ss}	50 (Hz)