

**République Algérienne Démocratique et Populaire Ministère de
l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

Université A.MIRA-BEJAIA

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique



**جامعة بجاية
Tasdawit n Bgayet
Université de Béjaïa**

MÉMOIRE DE FIN D'ÉTUDE

En vue de l'obtention d'un diplôme Master en Electromécaniques

Option : Electromécanique

Thème

**Commande directe du couple d'un moteur asynchrone à
double alimentation**

Réalisé par :

M^r OUIZ Billal

M^r TEBAAB Abdelmadjid

Encadré par :

M^r TAMALOUZT Salah

Année universitaire : 2017/2018

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier tout premièrement dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qui nous a offert durant toutes ces longues années.

Ainsi, nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à notre promoteur, **M^r: TAMALOUZT Salah** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour son suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et pour ses précieux conseils.

Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants d'Electrotechnique et d'Electromécanique qui ont contribué à notre formation par ailleurs, Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté d'examiner notre travail.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel.

Dédicace

Je dédie ce travail :

Aux êtres les plus chers à mon coeur, ma mère et mon père,
qui mon beaucoup soutenu durant mon cursus d'étude et à
qui je serais éternellement reconnaissant ;

- A ma chère soeur ;
- A mes chères frères ;
- A mon encadreur Monsieur TAMALOUZT Salah pour son
amabilité et sa disponibilité ;
- A tous les enseignants qui m'ont aidé de près ou de loin ;
- A tous mes amis ;
- Enfin à tous ceux et celles qui m'ont encouragé et soutenu.

Ouiz Billal

Dédicace

Je dédie ce travail :

Aux êtres les plus chers à mon coeur, ma mère et mon père,
qui mon beaucoup soutenu durant mon cursus d'étude et à
qui je serais éternellement reconnaissant ;

- A mes chères soeurs ;
- A mes chères frères ;
- A mon encadreur Monsieur TAMALOUZT Salah pour son
amabilité et sa disponibilité ;
- A tous les enseignants qui m'ont aidé de près ou de loin ;
- A tous mes amis ;
- Enfin à tous ceux et celles qui m'ont encouragé et soutenu.

TEBAA Abdelmadjid



Liste des symboles et acronymes



Symboles et Notations

Symbole	signification
MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
DFIM	Doubly Fed Induction Machine
DTC	Direct Torque Control
MCC	Machine à Courant Continu
(d , q)	Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.
(x , y)	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor
(α , β)	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator
ω_r	La pulsation rotorique (rad/s)
ω_s	La pulsation statorique (rad/s)
ω_m	La vitesse angulaire du rotor (rad/s)
g	Le glissement
f_s	La fréquence de stator (Hz)
f_r	La fréquence de rotor (Hz)
p_s	La puissance statorique (W)
p_r	La puissance rotorique (W)
p_m	La puissance mécanique (W)
f	La fréquence (Hz)
R_s	La résistance des phases statoriques (Ω)
R_r	La résistance des phases rotoriques (Ω)
$[L_s]$	La matrice d'inductances statoriques (H)
$[L_r]$	La matrice d'inductances rotoriques (H)
$[M_{sr}]$	La matrice d'induction mutuelles de couplage stator-rotor (H)
$[M_s]$	La matrice d'induction mutuelles entre deux phases statorique (H)
$[M_r]$	La matrice d'induction mutuelles entre deux phases rotorique (H)
M	L'inductance mutuelle (H)
θ	L'angle entre une phase statorique et une phase rotorique (rad)
θ_s	Le déphasage entre les axes OA et Od (rad)
θ_r	Le déphasage entre les axes Oa et Od (rad)
$[v_{ABC}]_s$	Les tensions instantanées des phases statoriques respectivement A ,B et C

$[v_{abc}]_r$	Les tensions instantanées des phases rotoriques respectivement a ,b et c
$[i_{ABC}]_s$	Les courants instantanés des phases statoriques respectivement A,B et C
$[i_{abc}]_r$	Les courants instantanés des phases rotoriques respectivement a,b et c
$[\phi_{ABC}]_s$	Les flux magnétiques instantanée de phase rotorique respectivement A ,B et C
$[\phi_{abc}]_r$	Les flux magnétiques instantanée de phase rotorique respectivement a ,b et c
$[A(\theta)]$	La matrice de Park.
$[A(\theta)]^{-1}$	La matrice inverse de Park.
$[i_{dq0}]_s$	Les courants statoriques dans le repère de Park
$[i_{dq0}]_r$	Les courants rotoriques dans le repère de Park
$[V_{dq0}]_s$	Les tensions statoriques da le repère de Park.
$[V_{dq0}]_r$	Les tensions rotoriques da le repère de Park
$[\phi_{dq0}]_s$	Les flux statoriques dans le repère de Park.
$[\phi_{dq0}]_r$	Les flux rotoriques dans le repère de Park.
$[V_{\alpha\beta}]_r$	Les tensions rotoriques dans le repère de CONCORDIA
$[i_{\alpha\beta}]_r$	Les courants rotoriques dans le repère de CONCORDIA
$[\phi_{\alpha\beta}]_r$	Les flux rotoriques dans le repère de CONCORDIA
S_{abc}	Les interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel
$U_0 = U_{dc}$	La valeur de tension redressée (V)
L_{ss}	L'inductance cyclique statorique (H)
L_{rr}	L'inductance cyclique rotorique (H)
M_{ss}	La mutuelle propre statorique (H)
M_{rr}	La mutuelle propre rotorique (H)
l_s	L'inductance propre statorique (H)
l_r	L'inductance propre rotorique (H)
F_{vis}	Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad)
C_e	Le couple électromagnétique (N.m)
C_r	Le couple résistant (couple de charge) (N.m)
C_m	Le couple moteur (N.m)
J	Moment d'inertie des parties tournantes (kg. m ²)
Ω	Vitesse de rotation du rotor de la MADA (rad/s)
ω_m	La vitesse angulaire de rotor (rad/s)

ω_a	La vitesse angulaire du rotor (rad/s)
T_e	La période d'échantillonnage (s)
α_r	L'angle entre le référentielle rotorique et le flux rotorique (rad)
ΔC	La bande d'hystérésis du correcteur
ccpl	Grandeur de sortie du contrôleur du couple
cflx	Grandeur de sortie du contrôleur du flux



Table des matières



Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale..... 1

Chapitre I : Généralités et principe de fonctionnement de la MADA

I.1. Introduction..... 3

I.2. Machine asynchrone à double alimentation..... 3

I.2.1. Description du moteur asynchrone à double alimentation(MADA) 3

I.2.1.1 Structure de la MADA 4

I.3. Description du fonctionnement de la MADA 5

I.4. Le principe de fonctionnement de la MADA..... 5

I.5. Régimes de fonctionnement de la MADA 6

I.5.1. Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA..... 7

I.5.1.1. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone 7

I.5.1.2. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone 7

I.5.1.3. Fonctionnement en mode génératrice hyposynchrone 8

I.5.1.4. Fonctionnement en mode génératrice hypersynchrone 8

I.6. Double alimentation de la MADA 9

I.6.1. Configuration pour application moteur 10

I.7. Application de la MADA 10

I.8. Avantages et inconvénients de la MADA..... 11

I.8.1. Avantages de la MADA 11

I.8.2. Inconvénients de la MADA 11

I.9. Conclusion 12

Chapitre II : Modélisation de la MADA

II.1. Introduction 13

II.2. Modélisation de la MADA 13

II.2.1. Hypothèses simplificatrices 14

II.2.2. Modèle de la machine dans le repère abc 14

II.2.2.1. Equations électriques 15

II.2.2.2. Equations magnétiques	16
II.2.3. Transformation de Park	17
II.2.3.1. Modèle de la machine dans le repère de Park.....	17
II.2.3.2. Equations électriques dans le repère de Park.....	19
II.2.3.2.1 Equations électriques.....	21
II.2.3.2.2 Equations magnétiques.....	22
II.2.3.2.3 Equations mécaniques	23
II.2.3.2.4 Expression du couple électromagnétique.....	23
II.2.4. Choix du référentiel	24
II.2.4.1. Référentiel lie au stator	24
II.2.4.2. Référentiel lie au rotor	24
II.2.4.3. Référentiel lie au champ tournant	25
II.3 Alimentation de la MADA	26
II.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	26
II.4. Conclusion	28

Chapitre III :Commande par DTC de la MADA

III.1. Introduction	29
III.2. Principe de la commande directe de couple	29
III.3. Avantages de la commande DTC	30
III.4. Inconvénients de la commande DTC	30
III.5. Stratégie de la commande directe du couple	30
III.6. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique	31
III.6.1. Principe de contrôle de flux statorique	31
III.6.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique.....	32
III.6.3. Choix du vecteur de tension	32
III.7. Estimateurs	34
III.7.1. Estimation du flux statorique.....	34
III.7.2. Estimation du couple électromagnétique.....	35
III.8. Elaboration du vecteur de commande	35
III.8.1. Le correcteur de flux	35
III.8.2. Le correcteur de couple	36
III.8.2.1. Le correcteur à deux niveaux	36

III.8.2.2. Le correcteur à trois niveaux	36
III.9. Elaboration de la table de commande.....	37
III.9.1. Structure générale du contrôle direct de couple	37
III.10. Résultats et interprétations	39
III.11. Conclusion.....	51
Conclusion générale	52

Annexes

Références bibliographiques



Liste des figures



Liste des figures

Chapitre I : Généralités et principe de fonctionnement de la MADA

Fig. I.1 Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.....	4
Fig. I.2 Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).....	4
Fig.I.3 Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone.....	7
Fig. I.4 Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone.	8
Fig. I.5 Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone.....	8
Fig. I.6 Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone.	9
Fig. I.7 Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur.	10

Chapitre II : Modélisation de la MADA

Fig. II.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.	13
Fig. II.2 Représentation simplifié de la MADA.....	14
Fig. II.3 Transformation de Park.	17
Fig. II.4 Représentation de Park d'une machine asynchrone à double alimentation.....	19
Fig. II.5 Modèle de la machine après la transformation de Park.	20
Fig. II.6 Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension	26
Fig. II.7 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.	26

Chapitre III :Commande par DTC de la MADA

Fig. III.1 Exemple de l'évolution de l'extrémité de(ϕ_r)pour ($R_r I_r$) négligeable.....	31
Fig.III.2 Répartition des zones.....	33
Fig.III.3 Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux rotorique et le contrôleur a hystérésis a deux niveaux.....	35
Fig.III.4 Correcteur de couple à trois niveaux.....	36
Fig.III.5 Structure générale du contrôle direct du couple « DTC ».	38

Fig. III.6	Allure du profil de la vitesse référence.	40
Fig. III.7	Allure du profil de la charge.....	40
Fig. III.8	Allure de la vitesse.	41
Fig. III.9	Zoom sur l'allure de la vitesse.	41
Fig. III.10	Allure du couple.....	42
Fig. III.11	Zoom sur l'allure du couple.	42
Fig. III.12	Allure du flux rotorique.	43
Fig. III.13	Zoom sur l'allure du flux rotorique.....	43
Fig. III.14	Allure de l'évolution du flux rotorique.....	44
Fig. III.15	Allure du flux rotorique($\varnothing r\alpha$) et ($\varnothing r\beta$).....	44
Fig. III.16	Zoom sur l'allure du flux rotorique($\varnothing r\alpha$) et ($\varnothing r\beta$).....	45
Fig. III.17	Allure du courant statorique (I_{sa}) d'une phase (a).....	45
Fig. III.18	Zoom sur(I_{sa}).	46
Fig. III.19	Allure du courant rotorique d'une phase (a).	46
Fig. III.20	Allure du profil de la vitesse de référence.....	47
Fig. III.21	Allure du profil de la charge	47
Fig. III.22	Allure de la vitesse et sa référence avec un zoom.	47
Fig. III.23	Allure du couple et sa référence avec un zoom.	48
Fig. III.24	Allure du flux rotorique et sa référence avec un zoom.....	48
Fig. III.25	Allure de l'évolution du flux rotorique.....	48
Fig. III.26	Allure du profil de la vitesse référence	49
Fig. III.27	Allure du profil de la charge charge.	49
Fig. III.28	Allure de la vitesseet sa référence avec un zoom.	49
Fig. III.29	Allure du coupleet sa référence avec un zoom.	50
Fig. III.29	Allure du flux rotorique et sa référence avec un zoom.....	50
Fig. III.30	Allure de l'évolution du flux rotorique.....	50



Liste des tableaux



Liste des tableaux

Tableau. I.1 Les conditions mathématiques pour le fonctionnement de la 9

Tableau. II.1 Tensions et flux dans le repère de Park. 23

Tableau.III.1 Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur (V_s) appliqué dans la zone(Z_i) . $k = (i - 1, i - 2, i + 1, i + 2)$ 33

Tableau.III.2 Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tension nuls).....37

Tableau.III.3 Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis a trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls). 37



Introduction générale



Introduction générale

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques.

Connue depuis la fin du 19^{ème} siècle, la machine asynchrone double alimentée (MADA) DFIM (en anglais : Doubly Fed Induction Machine), est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse [1].

Dans le domaine des entraînements de grandes puissances (tel le laminoir et la traction ferroviaire par exemple), il existe une solution nouvelle et originale, utilisant une machine alternative fonctionnant dans un mode un peu particulier. Il s'agit de la MADA, où le stator est alimenté par un réseau fixe et le rotor par alimentation variable. La MADA trouve son application dans les entraînements de grande puissance, elle se caractérise par sa longévité et une large plage de variation de vitesse plus importante (régime hyposynchrone, synchrone et hypersynchrone).

Depuis les années soixante, avec l'apparition des premiers composants électroniques de puissance et la montée progressive de l'informatique, les systèmes de génération évoqués plus haut ont été progressivement remplacés par des convertisseurs statiques. Ces derniers étant de plus en plus élaborés avec des possibilités de contrôle de plus en plus sophistiqués assurent une maîtrise progressive de toutes machines électriques.

La commande de cette machine est une opération délicate à cause du couplage existant entre leurs différentes variables d'état et du nombre important des variables de commande. Contrairement à la machine à courant continu (MCC) qui présente l'avantage de la simplicité de sa commande.

Afin d'obtenir avec les machines à double alimentation, qui peuvent être à base de moteurs asynchrones à rotor bobiné, des performances semblables à celles du MCC, il était nécessaire de séparer le contrôle du flux (le courant d'excitation) et le contrôle du courant générant le couple électromagnétique (le courant d'induit) [2].

Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques

Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone à double alimentation ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple DTC. Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux rotorique et le couple électromagnétique à partir des grandeurs mesurés sans l'intervention de capteur mécanique.

Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone doublement alimentée, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénient :

- Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques [3].
- Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé

- Utilisation d'un capteur mécanique (fragile et coûteux).

La commande directe du couple vient pour pallier les inconvénients inhérents de la commande vectorielle, dont fera l'objectif de notre travail.

Le présent travail s'oriente principalement vers la modélisation et la commande de la machine asynchrone doublement alimentée. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail suivant :

Le premier chapitre abordera l'étude sous une forme assez descriptive. En effet, à travers une étude bibliographique. Nous présentons des généralités sur la MADA, afin d'étudier son principe de fonctionnement et d'évaluer les avantages et les performances apportés par cette machine, dans les différents domaines d'application.

Le deuxième chapitre fait l'objet d'une étude de modélisation de la MADA et de son alimentation rotorique. Un modèle mathématique biphasé de la MADA sera introduit.

Le troisième chapitre est consacré au principe du contrôle direct du couple DTC classique; et montre comment la DTC influe et contrôle l'amplitude du flux rotorique et du couple électromagnétique. Où des résultats de simulation sur MATLAB SIMULINK a été faites a fin de visualiser et de confirmer les améliorations apporté par cette commande à travers trois essais différents.

Finalement, une conclusions générale synthétisera les points les plus marquants de ce travail et ouvrira une perspective afin de guider les initiatives futures d'évolution et de recherche.

CHAPITRE I



Généralités et principe de fonctionnement de la MADA



I.1. Introduction

Traditionnellement et à l'heure actuelle, la machine à courant continu possède l'image de marque d'une machine essentiellement prédisposée à la vitesse variable, puisque la nature de la source qu'elle requiert, ainsi que sa commande pour assurer sa fonction sont simples à obtenir.

La machine asynchrone à cage, traditionnellement conçue pour les applications à vitesse constante, est devenue, avec l'évolution de l'électronique de puissance et la maîtrise de la commande vectorielle ou de la commande directe du couple, la machine la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable. Cette machine présente l'avantage d'être plus robuste et moins coûteuse, à puissance égale, que les autres machines. Cependant cette machine présente des inconvénients, tels que : le déclassement du convertisseur alimentant la machine ainsi que la perte d'observabilité de la vitesse à faible vitesse, la sensibilité de la commande aux variations des paramètres électriques de la machine [4].

La machine asynchrone à bagues présente l'avantage d'être mieux adaptée à la variation de vitesse. Des dispositifs primitifs, comme les plots résistifs et le hacheur rotorique, ont été introduits afin d'assurer le fonctionnement à vitesse variable de cette machine. Toutefois, ces dispositifs ne présentent qu'une plage de variation de vitesse limitée et un rendement global réduit. Plus tard, le montage en cascade hyposynchrone de la machine à bagues vient améliorer le problème de rendement. Enfin, suite à une large évolution des composantes de l'électronique de puissance et de la commande numérique, deux structures ont émergé pour l'alimentation de cette machine pour varier sa vitesse : la première consiste à coupler le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur de tension ; dans la seconde, les deux armatures sont couplées à deux onduleurs de tension. C'est la double alimentation de la machine, structure présentant une bonne flexibilité et un nombre suffisant de paramètres de réglage [4].

L'objectif de ce chapitre est de mener une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) concernant ses modes de fonctionnement, ses avantages et inconvénients et évaluer les performances apportées par cette machine.

I.2. Machine asynchrone à double alimentation

I.2.1. Description du moteur asynchrone à double alimentation(MADA)

Le moteur à double alimentation en anglo-saxon « doubly Fed induction machine (DFIM) » est comme son nom l'indique, un moteur triphasé à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements.[5],[6] date de l'année 1899 [1], [7]; il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation [2].

I.2.1.1 Structure de la MADA

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 [8],[9].

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'enroulement triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques (rotor bobiné) [10], [11]. 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. Cette connexion est une liaison d'alimentation externe qui permet de réaliser un contrôle des grandeurs rotoriques comme la montre la figure (I.1) [12].

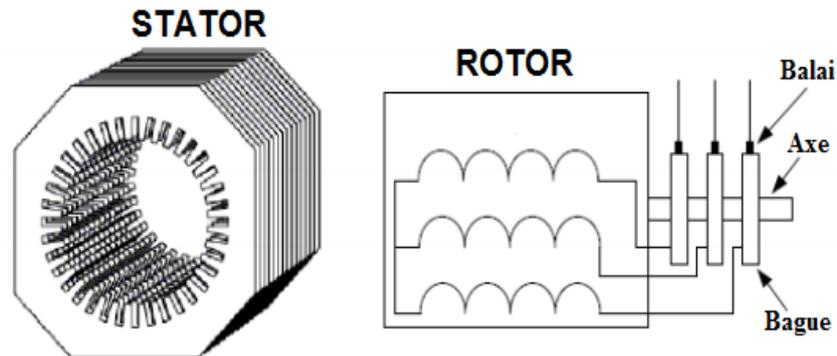


Fig. I.1 Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.

Pour être classer comme machine à double alimentation il faut qu'il y ait des sources actives sur le stator et sur le rotor à la fois comme la montre la figure (I.2). 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 ou un générateur.

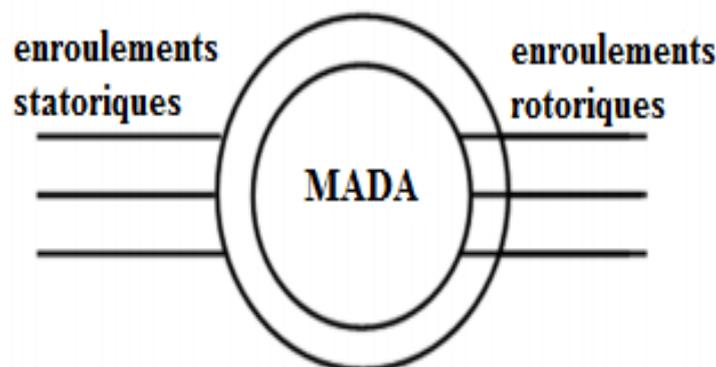


Fig. I.2 Symbole d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).

I.3. Description du fonctionnement de la MADA

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence.

En fonctionnement moteur, le premier intérêt de la machine asynchrone à rotor bobiné à été de pouvoir modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment

en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant et d'augmenter le couple durant le démarrage, ainsi que de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse. Plutôt que de dissiper l'énergie rotorique dans des résistances, l'adjonction d'un convertisseur entre le bobinage rotorique et le réseau permet de renvoyer cette énergie sur le réseau (énergie qui est normalement dissipée par effet joule dans les barres si la machine est à cage).

La machine asynchrone à double alimentation est aussi couramment appelée machine généralisée car sa structure permet de considérer son comportement physique de façon analogue à une machine synchrone à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent mais il est constitué d'un bobinage triphasé alimenté en alternatif. Ce fonctionnement peut être éventuellement résumé par le terme de : "machine synchrone à excitation alternative" [8].

I.4. Le principe de fonctionnement de la MADA

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

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

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

Où :

ω_s et ω_r : les pulsation statoriques et rotoriques respectivement ;

g : Le coefficient de glissement ;

ω_m : La vitesse angulaire du rotor.

C'est-à-dire proportionnellement au glissement (g) ; si la vitesse du moteur est inférieure à la vitesse du synchronisme, les sens de rotation sont identiques; dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à celle du synchronisme les sens seront opposés.

Pour que la rotation du vecteur f.m.m par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement doit avoir une fréquence(f_r), définie à partir de ($g\omega_s = 2\pi f_r$); c'est à dire :

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

Dans les machines synchrones dont l'excitation est assurée par une source continue, le courant dans l'enroulement possède une fréquence($f_r = 0$). A partir de l'équation (I.1) et (I.2), on voit qu'il n'y a qu'une seule vitesse synchrone $\omega_s(g = 0)$ [13].

I.5. Régimes de fonctionnement de la MADA

Le mode de fonctionnement avec le stator directement connecté au réseau et le rotor alimenté par un onduleur qui nous intéresse dans cette étude dont on a :

A. Régime de fonctionnement synchrone

Dans ce régime la fréquence du glissement est donnée indépendamment de la vitesse angulaire. Alors à chaque signal de commande correspond une fréquence (f_r) déterminé et une vitesse (ω) de fonctionnement qui ne dépend pas de la charge.

La variation et la régulation de la vitesse de rotation, se fait par action sur la fréquence rotorique (f_r), la machine à double alimentation fonctionne comme une machine synchrone.

B. Régime de fonctionnement asynchrone

La fréquence (f_r) de la tension du réseau appliquée à l'enroulement rotorique de la machine à travers le système de régulation est toujours constante et égale à la fréquence du glissement ($g \cdot f_s$) pour cela, on ne régule que la valeur et la phase de la tension du réseau. Pour synthétiser, la MADA peut fonctionner dans les trois régimes suivants :

a. Régime hyposynchrone : ($0 < g < 1$) en tournant le rotor dans la direction de flux du stator, la fréquence (f_r) du rotor commence à décroître, plus la vitesse du rotor s'approche du synchronisme, plus (f_r) tend vers 0, plus la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible qui correspond à la vitesse du synchronisme. Dans ce régime la vitesse est inférieure à celle du synchronisme, et la machine a le même comportement que la machine asynchrone à rotor en court-circuit. Donc on peut écrire :

$$\omega_m = \omega_s - \omega_r = \omega_s(1 - g) \quad (I.3)$$

b. Régime synchrone : ($g = 0$) C'est le point, où la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse du synchronisme, la fréquence du rotor s'annule ($f_r = 0$). Autrement dit, le rotor tourne à la vitesse du champ statorique, donc

$$(\omega_s = \omega_m) \quad (I.4)$$

c. Régime hypersynchrone : ($g < 0$) Si l'accélération augmente, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devienne négative. L'augmentation de la vitesse relative du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor. Dans ce cas, la vitesse de la machine doit être supérieure à la vitesse de synchronisme, donc on peut écrire :

$$\omega_m = \omega_s + \omega_r \quad (I.5)$$

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 de 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 en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur [15].

La MADA est parfaitement commandable si toutefois le flux des puissances est bien contrôlé dans les enroulements du rotor. Puisque la MADA peut fonctionner en moteur comme générateur aux vitesses hyposynchrones et hypersynchrones, où il existe quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine, dont on s'intéresse dans notre étude précisément en fonctionnement moteur.

I.5.1. Fonctionnement à quatre quadrants de la MADA

Contrairement à la machine asynchrone classique, qui ne peut fonctionner en moteur qu'en dessous de sa vitesse de synchronisme et ne peut être en générateur qu'au-dessus de cette vitesse, dans la MADA c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hypersynchronisme ou en hyposynchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. On a donc quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine.

I.5.1.1. Fonctionnement en mode moteur hypo-synchrone

- ✓ La puissance est fournie par le réseau au stator.
- ✓ La puissance rotorique est renvoyée au réseau.
- ✓ La vitesse de rotation est inférieure au synchronisme.
- ✓ La machine asynchrone à cage peut être fonctionnée ainsi mais la puissance rotorique est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [16].

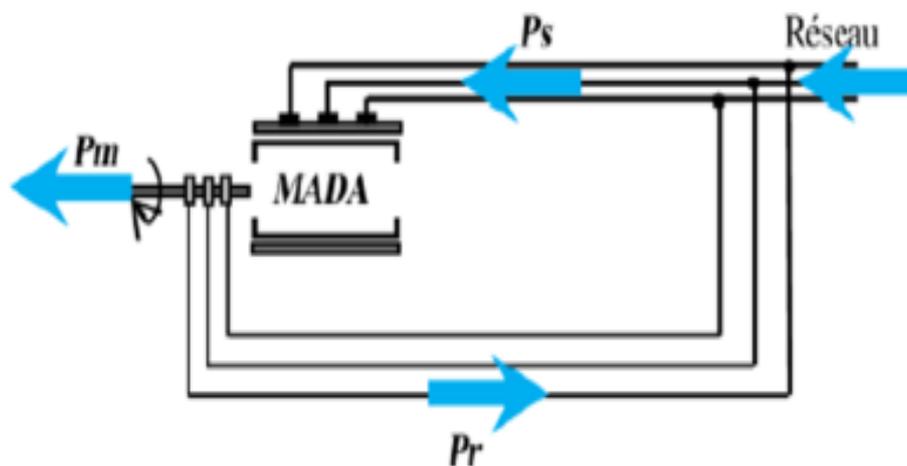


Fig.I.3 Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone.

I.5.1.2. Fonctionnement en mode moteur hyper-synchrone

- ✓ La puissance fournie par le réseau va au rotor et stator.
- ✓ La vitesse de la machine au-dessus de la vitesse de synchronisme.
- ✓ La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement [17].

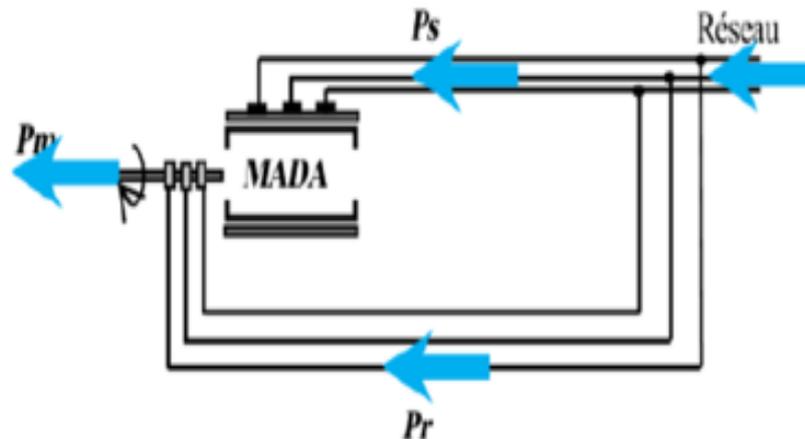


Fig. I.4 Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone.

I.5.1.3. Fonctionnement en mode génératrice hyposynchrone

- ✓ La puissance est fournie au réseau par le stator.
- ✓ Une partie de la puissance transitant par le stator est réabsorbée par le rotor.
- ✓ La vitesse de rotation en dessous de la vitesse de synchronisme.
- ✓ La machine asynchrone à cage ne peut pas avoir ce fonctionnement [16].

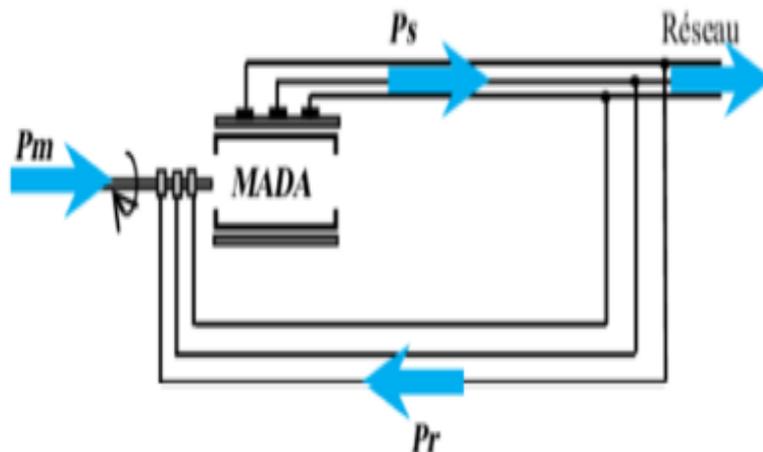


Fig. I.5 Fonctionnement en mode générateur hyposynchrone.

I.5.1.4. Fonctionnement en mode génératrice hypersynchrone

- ✓ La puissance est fournie au réseau par le stator.
- ✓ La puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau.
- ✓ la vitesse de la machine au-dessus de la vitesse de synchronisme.
- ✓ La machine asynchrone à cage peut être fonctionnée ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor [18].

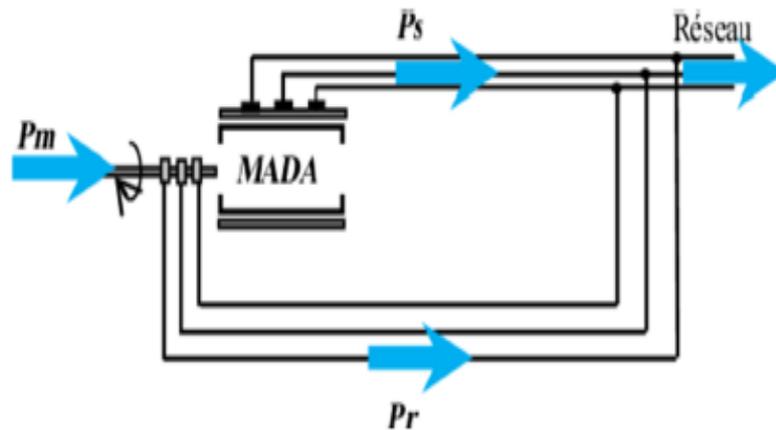


Fig. I.6 Fonctionnement en mode générateur hypersynchrone.

Le tableau suivant résume bien le fonctionnement à quatre quadrants de la MADA :

Glissement g	Moteur hyposynchrone	Génératrice hyposynchrone
$g > 0$	$p_s > 0$ $p_{mec} > 0$ $p_r = gp_s > 0$ $p_s > 0$	$p_s < 0$ $p_{mec} < 0$ $p_r = gp_s < 0$ $p_s < 0$
	Moteur Hypersynchrone	Génératrice Hypersynchrone
$g < 0$	$p_s > 0$ $p_{mec} > 0$ $p_r = gp_s < 0$ $p_s > 0$	$p_s < 0$ $p_{mec} > 0$ $p_r = gp_s > 0$ $p_s < 0$

Tableau I.1 Les conditions mathématiques pour le fonctionnement de la MADA [19].

I.6. Double alimentation de la MADA

L'une des solutions associant le convertisseur statique et la machine pour obtenir des vitesses variables est la machine asynchrone doublealimentée où le stator est connecté au réseau (50 HZ) et le rotor est alimenté à travers un convertisseur de fréquence. Elle apparaît comme une solution intéressante. Le système est réversible en vitesse et en couple, dans tous les cas, les vitesses hypo-synchrones et hyper-synchrones sont possibles et le système peut être utilisé dans le fonctionnement moteur et générateur. Ces caractéristiques favorisent l'utilisation de cette machine dans les processus industriels spéciaux demandant une haute performance

dynamique. Elle a été déjà utilisée dans applications générales de haute puissance comme les laminoirs d'acier ou de fer, aussi bien que dans les applications de production d'énergie électrique où elle a donné des résultats satisfaisants [20].

Dans les moteurs à double alimentation, l'alimentation est appliquée (recueillie) au niveau des enroulements du stator et du rotor. Les enroulements statorique sont directement alimentés par le réseau, alors que ceux du rotor sont alimentés à travers un régulateur de fréquence comme la montre l'illustration suivante [14] :

I.6.1. Configuration pour application moteur

La variation de la vitesse des machines synchrones et asynchrones classiques nécessitent la variation de la fréquence des courants statoriques par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur. Généralement, ces deux convertisseurs sont dimensionnés pour faire transiter la totalité de la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70%, en agissant sur l'alimentation des enroulements rotoriques. [21]

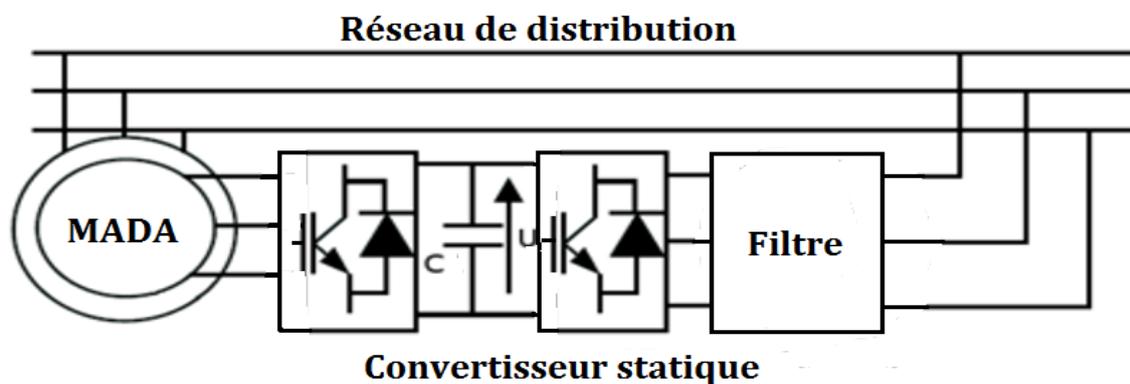


Fig. I.7 Schéma de la MADA dont le rotor est alimenté par un onduleur.

Cette classe est dite MADA simple. Les enroulements statoriques sont connectés au réseau triphasé fixe, tandis que le rotor est relié à son propre onduleur.

Ce mode d'alimentation n'est pas adapté au fonctionnement à faibles fréquences rotoriques mais le fait de relier le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur permet de dimensionner le convertisseur coté rotor à 30% de la puissance mécanique maximale [4].

I.7. Application de la MADA

La machine à double alimentation s'apparente fortement, du point de vue technologie, à la machine asynchrone à rotor bobiné classique, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure, car cette dernière est toujours d'actualité. Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de la vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, ou encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau. Ces machines sont donc classiques, et ne posent pas de problèmes particuliers de réalisation [22].

La première application importante de la MADA est le fonctionnement moteur sur une large plage de variation de la vitesse.

En effet, la MADA peut être utilisée dans plusieurs applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que: [9]

- ✓ La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;
- ✓ La traction, avec notamment des applications de type transport urbain (ferroviaire) ou propulsion maritime ;
- ✓ Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charge etc.

I.8. Avantages et inconvénients de la MADA

Nous introduisons dans ce paragraphe les avantages et les quelques inconvénients que présente la machine asynchrone à double alimentation.

I.8.1. Avantages de la MADA

Dans les machines synchrones classiques et asynchrones à cage d'écureuil, la vitesse de rotation est directement dépendante de la fréquence des courants des bobinages statoriques. La solution classique permettant alors le fonctionnement à vitesse variable consiste à faire varier la fréquence d'alimentation de la machine. Ceci est généralement réalisé par l'intermédiaire d'un redresseur puis d'un onduleur commandé. Ces deux convertisseurs sont alors dimensionnés pour faire transiter la puissance nominale de la machine. L'utilisation d'une MADA permet de réduire la taille de ces convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques [8]. 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.

Où on trouve aussi :

- ✓ La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme.
- ✓ La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse nominale.
- ✓ Le fonctionnement en hypo ou hyper synchronisme offre une large plage de variation de la vitesse.

I.8.2. 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 : [23]

- ✓ Machine plus volumineuse que celle à cage, généralement elle est plus longue à cause du système bagues et balais.
- ✓ Utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques plus que celle de la machine classique.
- ✓ Le coût total de la machine asservie est plus important que celui de la machine à cage.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre un aperçu général sur le moteur asynchrone à double alimentation et leur application a été donné ainsi que la description de fonctionnement. De même que le principe et les régimes de fonctionnement de cette dernière ont été présentés.

La MADA porte un caractère qui permet à cette dernière d'occuper un large domaine d'application, comme les entraînements à vitesses variables. Pour bien exploiter le moteur asynchrone à double alimentation dans un tel domaine d'application, la modélisation est nécessaire.

L'objet du prochain chapitre sera la modélisation du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) et son alimentation.

CHAPITRE II



Modélisation de la MADA



II.1. Introduction

La modélisation de la machine électrique est une phase primordiale de son développement, Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques [11].

Ainsi la modélisation permet de guider des développements par une quantification des phénomènes, en outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

Pour obtenir le modèle d'un système; trois taches doivent être accomplies : choisir le modèle, déterminer ses paramètre et enfin vérifier sa validité.

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entrées - sorties sous la forme de fonction de transfert ou encore généraux qui conduisent à des équations dont le développement nécessite souvent des calculs importants, mais qui rendent compte correctement du comportement des machines tournantes dans la plupart des cas [24].

Dans ce chapitre, on présente le modèle mathématique de la MADA, cette machine fonctionne en mode moteur (moteur asynchrone à double alimentation, MADA) dans ce travail, dont les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante et les phases du rotor sont alimentées par un onduleur de tension à fréquence et amplitude variable [25].

II.2. Modélisation de la MADA

Comme tous les systèmes physiques qui nécessitent une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. La machine asynchrone à double alimentation (MADA) présente un stator triphasé Identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible via des collecteurs comme la montre la figure(II.1) ci-dessous.

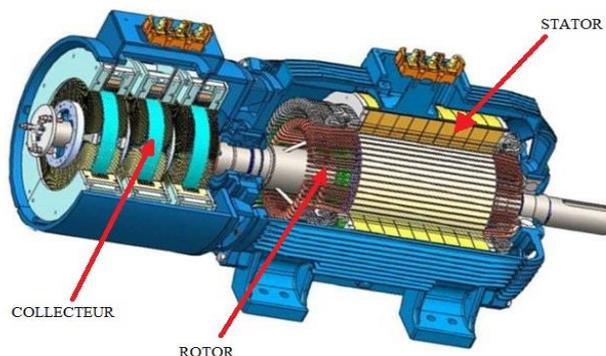


Fig. II.1 Représentation schématique d'une MADA.

II.2.1. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [8]. Elles sont indispensables pour une réalisation technologique [26] :

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

II.2.2. Modèle de la machine dans le repère abc

La machine asynchrone représentée par la figure (II.2) se compose :

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

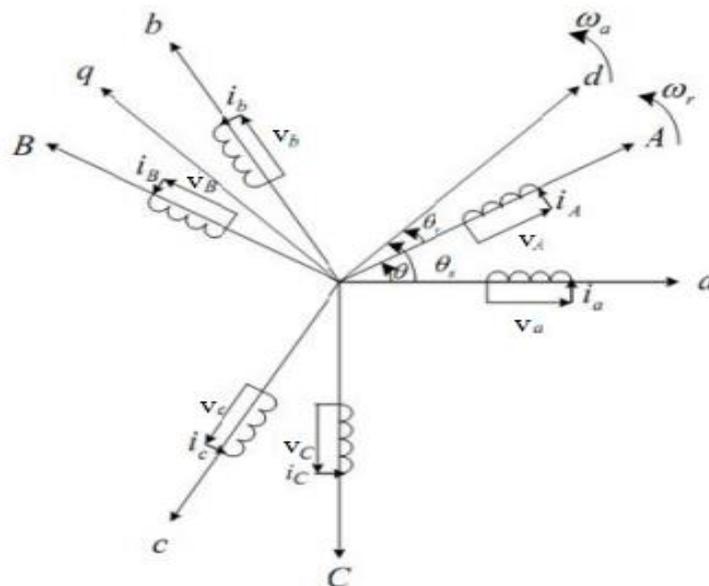


Fig. II.2 Représentation simplifiée de la MADA.

II.2.2.1. Equations électriques

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

Stator:

$$\begin{bmatrix} v_{As} \\ v_{Bs} \\ v_{Cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{As} \\ \phi_{Bs} \\ \phi_{Cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Rotor:

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

D'où

$$[v_{ABC}]_s = [R_s] \cdot [i_{ABC}]_s + \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}]_s \quad (\text{II.3})$$

$$[v_{abc}]_r = [R_r] \cdot [i_{abc}]_r + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}]_r \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$$\text{Grandeurs statoriques : } \left\{ \begin{array}{l} [v_{ABC}]_s = [v_{As} \quad v_{Bs} \quad v_{Cs}]^T \\ [i_{ABC}]_s = [i_{As} \quad i_{Bs} \quad i_{Cs}]^T \\ [\phi_{ABC}]_s = [\phi_{As} \quad \phi_{Bs} \quad \phi_{Cs}]^T \end{array} \right\}$$

$$\text{Grandeurs rotoriques : } \left\{ \begin{array}{l} [v_{abc}]_r = [v_{ar} \quad v_{br} \quad v_{cr}]^T \\ [i_{abc}]_r = [i_{ar} \quad i_{br} \quad i_{cr}]^T \\ [\phi_{abc}]_r = [\phi_{ar} \quad \phi_{br} \quad \phi_{cr}]^T \end{array} \right\}$$

$$\text{La matrice de la résistance statorique : } [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$\text{La matrice de la résistance rotorique : } [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

II.2.2.2. Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques et rotoriques sont donnés sous forme matricielle suivantes :

Stator:

$$\begin{bmatrix} \phi_{As} \\ \phi_{Bs} \\ \phi_{Cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Rotor:

$$\begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} i_{As} \\ i_{Bs} \\ i_{Cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

D'où :

$$[\phi_{ABC}]_s = [L_s][i_{ABC}]_s + [M_{sr}][i_{abc}]_r \quad (\text{II.7})$$

$$[\phi_{abc}]_r = [L_r][i_{abc}]_r + [M_{sr}][i_{ABC}]_s \quad (\text{II.8})$$

Avec :

$[L_s]$: est la matrice d'inductances cycliques statoriques donnée par : $[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}$

$[L_r]$: est la matrice d'inductances cycliques rotoriques donnée par : $[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$

$[M_{sr}]$: est la matrice d'inductances mutuelles du couplage stator-rotor. Elle est donnée par :

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

Avec :

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

θ : Angle entre une phase statorique et une phase rotorique.

M : est le maximum d'inductance mutuelle entre une phase statoriques et entre une phase rotorique pour $\theta = 0$.

En faisant substituer les matrices de flux dans les équations (II.7) (II.8) par leurs expressions dans les équations (II.3) et (II.4), On obtient :

$$[V_{ABC}]_s = [R_s] \cdot [i_{ABC}]_s + [L_s] \cdot \frac{d}{dt} [i_{ABC}]_s + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_{abc}]_r) \quad (\text{II.10})$$

$$[v_{abc}]_r = [R_r] \cdot [i_{abc}]_r + [L_r] \cdot \frac{d}{dt} [i_{abc}]_r + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [i_{ABC}]_s) \quad (\text{II.11})$$

Il est clair que la résolution de ce genre de système d'équation est complexe dont les coefficients sont variables dans le temps, et pour y remédier de ce problème, ou on a recourt à la transformation de Park qui s'impose comme alternative dans le but d'obtenir un modèle plus simple à manipuler.

II.2.3. Transformation de Park

II.2.3.1. Modèle de la machine dans le repère de Park

La transformation de Park est définie comme la substitution de trois enroulements immobiles, dont les axes magnétiques (a,b,c) sont décalés dans l'espace de $(2\pi/3)$ et alimentés par un système de courant triphasé, par deux enroulements orthogonaux (d,q) mobiles et alimentés par des courants constants. Dans les deux cas on aura un champ magnétique tournant [14].

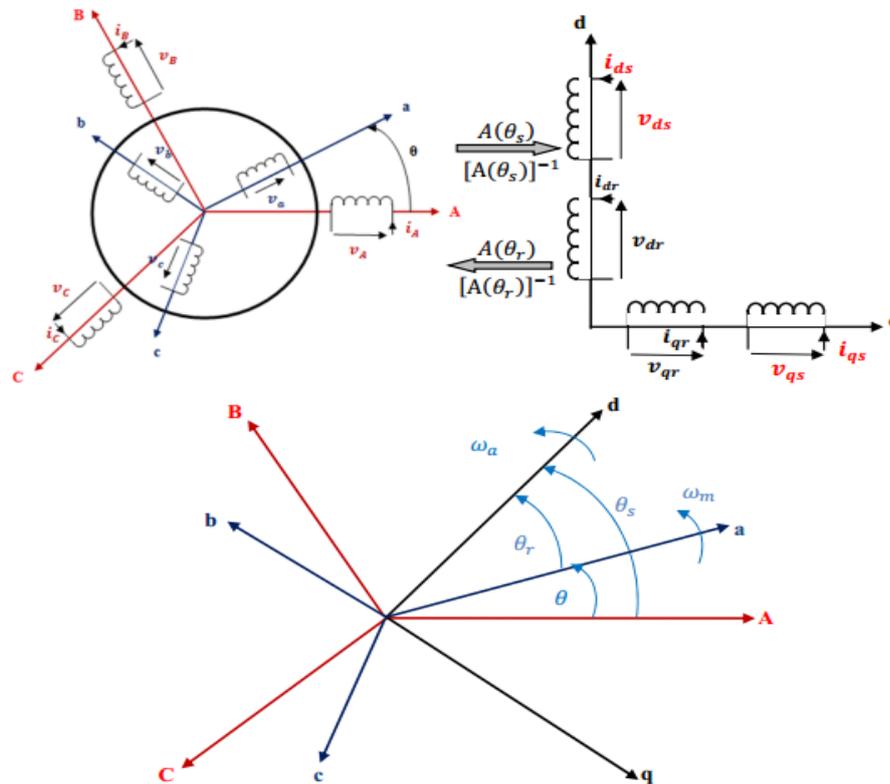


Fig. II.3 Transformation de Park.

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

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

Et sa transformation inverse comme suit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [A(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Avec :

X_d : est la composante direct.

X_q : est la composante quadratique.

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

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

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

Ou :

$$[A(\theta)] = \sqrt{2/3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

Et :

$$[A(\theta)]^{-1} = \sqrt{2/3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

II.2.3.2. Equations électriques dans le repère de Park

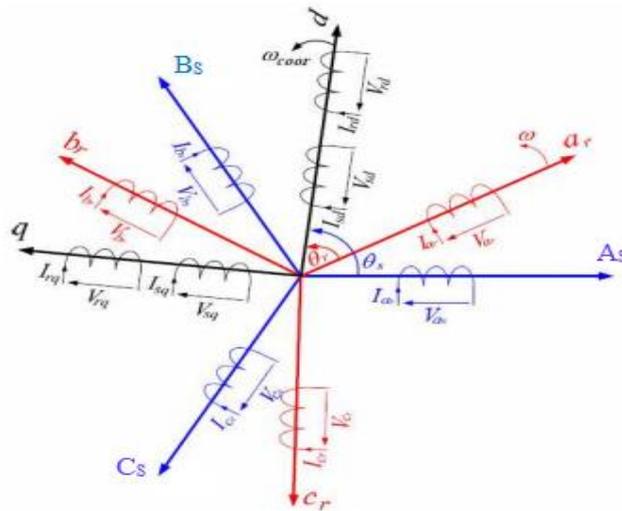


Fig. II.4 Représentation de Park d'une machine asynchrone à double alimentation.

θ_s : Le déphasage entre les axes OA et Od.

θ_r : Le déphasage entre les axes Oa et Od.

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

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

$\omega_{\text{coor}} = \frac{d\theta_s}{dt}$: La vitesse du référentiel (OdOq) par rapport au stator.

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

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

Au stator :

$$\left\{ \begin{array}{l} [v_{dq0}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [v_{ABC}]_s \\ [i_{dq0}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [i_{ABC}]_s \\ [\phi_{dq0}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [\phi_{ABC}]_s \end{array} \right\} \quad (\text{II.16}) \quad \left\{ \begin{array}{l} [v_{ABC}]_s = [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [v_{dq0}]_s \\ [i_{ABC}]_s = [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{dq0}]_s \\ [\phi_{ABC}]_s = [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [\phi_{dq0}]_s \end{array} \right\} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$[v_{dq0}]_s = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{os} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension statorique da le repère de Park.}$$

$$[i_{dq0}]_s = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de courant statorique dans le repère de Park.}$$

$$[\phi_{dq0}]_s = \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{os} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de flux statorique dans le repère de Park.}$$

Au rotor :

$$\begin{cases} [v_{dq0}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [v_{abc}]_r \\ [i_{dq0}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [i_{abc}]_r \\ [\phi_{dq0}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [\phi_{abc}]_r \end{cases} \quad (\text{II.18}) \quad \begin{cases} [v_{abc}]_r = [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [v_{dq0}]_r \\ [i_{abc}]_r = [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{dq0}]_r \\ [\phi_{abc}]_r = [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [\phi_{dq0}]_r \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$[v_{dq0}]_r = \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de tension rotorique dans le repère de Park.}$$

$$[i_{dq0}]_r = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de courant rotorique dans le repère de Park.}$$

$$[\phi_{dq0}]_r = \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} : \text{Vecteur de flux rotorique dans le repère de Park.}$$

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

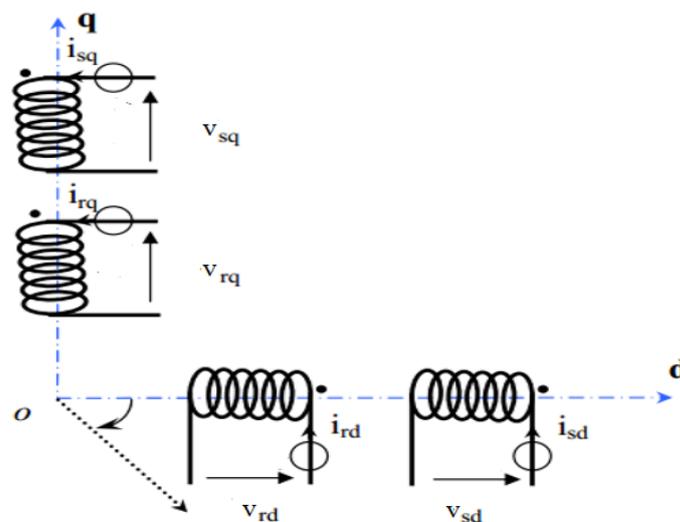


Fig. II.5 Modèle de la machine après la transformation de Park.

II.2.3.2.1. Equations électriques

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

Au stator :

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

$$[A(\theta_s)] \cdot [V_{ABC}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [R_s] \cdot [i_{ABC}]_s + [A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [\phi_{ABC}]_s \quad (\text{II.20})$$

Puis on obtient :

$$[v_{dq0}]_s = [R_s] \cdot [i_{dq0}]_s + \frac{d}{dt} [\phi_{dq0}]_s + [A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [\phi_{dq0}]_s \quad (\text{II.21})$$

Et on calcul séparément le terme :

$$[A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \cdot [A(\theta_s)] \cdot \frac{d}{d\theta_s} [A(\theta_s)]^{-1} = \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{os} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{os} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ -\phi_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Au rotor :

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

$$[A(\theta_r)] \cdot [v_{abc}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [R_r] \cdot [i_{abc}]_r + [A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [\phi_{abc}]_r \quad (\text{II.24})$$

Puis :

$$[v_{dq0}]_r = [R_r] \cdot [i_{dq0}]_r + \frac{d}{dt} [\phi_{dq0}]_r + [A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [\phi_{dq0}]_r \quad (\text{II.25})$$

Dont on calcule aussi le terme :

$$[A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{dt} [A(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \cdot [A(\theta_r)] \cdot \frac{d}{d\theta_r} [A(\theta_r)]^{-1} = \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Et finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ -\phi_{qr} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

II.2.3.2.2. Equations magnétiques

Au stator :

On prend l'équation (II.7) et on la multiplie par la matrice $[A(\theta_s)]$, on aura :

$$[A(\theta_s)] \cdot [\phi_{ABC}]_s = [A(\theta_s)] \cdot [L_s] \cdot [i_{ABC}]_s + [A(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{abc}]_r \quad (\text{II.28})$$

Après, on trouve :

$$[\phi_{dq0}]_s = [L_s] \cdot [i_{dq0}]_s + [A(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [A(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{dq0}]_r \quad (\text{II.29})$$

Et finalement on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{0s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Avec :

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

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

Pour le rotor :

On multiplie l'équation (II.8) par la matrice $[A(\theta_r)]$ et on aura :

$$[A(\theta_r)] \cdot [\phi_{abc}]_r = [A(\theta_r)] \cdot [L_r] \cdot [i_{abc}]_r + [A(\theta_r)] \cdot [M_{sr}] \cdot [i_{ABC}]_s \quad (\text{II.31})$$

Puis on obtient :

$$[\phi_{dq0}]_r = [L_r] \cdot [i_{dq0}]_r + [A(\theta_r)] \cdot [M_{sr}] \cdot [A(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{dq0}]_s \quad (\text{II.32})$$

Et finalement :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

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

En tenant compte des équations (II.23), (II.27), (II.30) et (II.33) on peut classer les équations de tension et de flux magnétique dans le repère de Park dans le tableau suivant :

	Stator	Rotor
Tensions	$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \\ v_{0s} = R_s \cdot i_{0s} + \frac{d\phi_{0s}}{dt} \end{cases}$	$\begin{cases} v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} \\ v_{0r} = R_r \cdot i_{0r} + \frac{d\phi_{0r}}{dt} \end{cases}$
Flux	$\begin{cases} \phi_{ds} = l_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = l_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases}$	$\begin{cases} \phi_{dr} = l_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = l_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases}$

Tableau. II.1 Tensions et flux dans le repère de Park.

II.2.3.2.3. Equation mécanique

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

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + F_{vis} \cdot \Omega \quad (\text{II.34})$$

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

II.2.3.2.4. Expressions du couple électromagnétique

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

Dans le repère (d, q) équation devient :

$$C_e = p(\phi_{sd}i_{sq} - \phi_{sq}i_{sd}) \quad (\text{II.35})$$

$$C_e = p \cdot M(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \quad (\text{II.36})$$

$$C_e = \frac{p \cdot M}{L_r} (\phi_{rd}i_{sq} - \phi_{rq}i_{sd}) \quad (\text{II.37})$$

$$C_e = \frac{p \cdot M}{L_s} (\phi_{sq}i_{rd} - \phi_{sd}i_{rq}) \quad (\text{II.38})$$

II.2.4. Choix du référentiel

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

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

Le flux rotorique, est représenté par un vecteur flux rotorique qui tourne également à la même vitesse, c'est-à-dire au synchronisme. En effet, c'est le rotor qui 'glisse' par rapport au champ tournant. Mais, en régime permanent, les deux flux statorique et rotorique tournent à la même vitesse au synchronisme [24].

Et pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone à double alimentation, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [14].

Dans la suite, les composantes homopolaires sont supposées nulles.

II.2.4.1. 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 : [8]

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

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

II.2.4.2. Référentiel lie 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 :

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

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_m \phi_{qr} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_m \phi_{dr} \\ v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

II.2.4.3. Référentiel lie au champ tournant

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

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

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

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

Equations électriques :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \phi_{qs} \cdot \omega_s \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \phi_{ds} \cdot \omega_s \\ v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qr} \cdot (\omega_s - \omega_m) \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{dr} \cdot (\omega_s - \omega_m) \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Equations magnétiques :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

II.3 Alimentation de la MADA

Dans notre travail le stator de la MADA est connecté directement au réseau et le rotor est connecté à travers un onduleur de tension, figure (II.7). La tension de ce dernier est contrôlée par une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur [20].

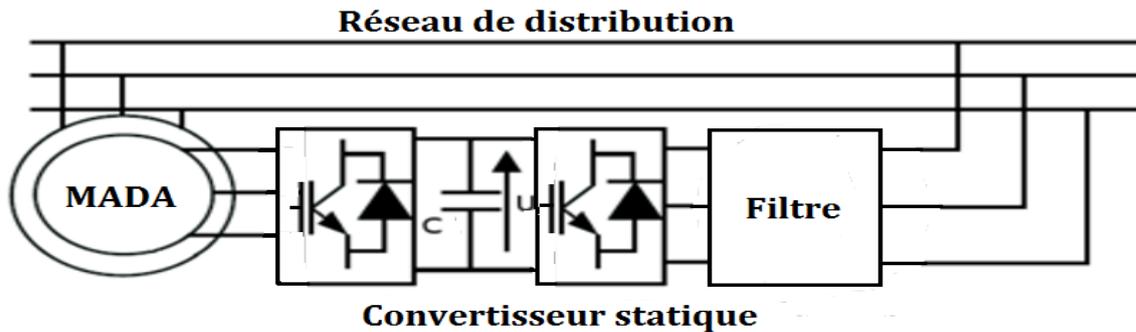


Fig. II.6 Schéma de l'association MADA-Onduleur de tension

II.3.1 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, figure (II.8), on considère son alimentation comme une source parfaite (bus continu), supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $(U_{dc}/2)$ connectés entre eux par un point noté n_0 [27].

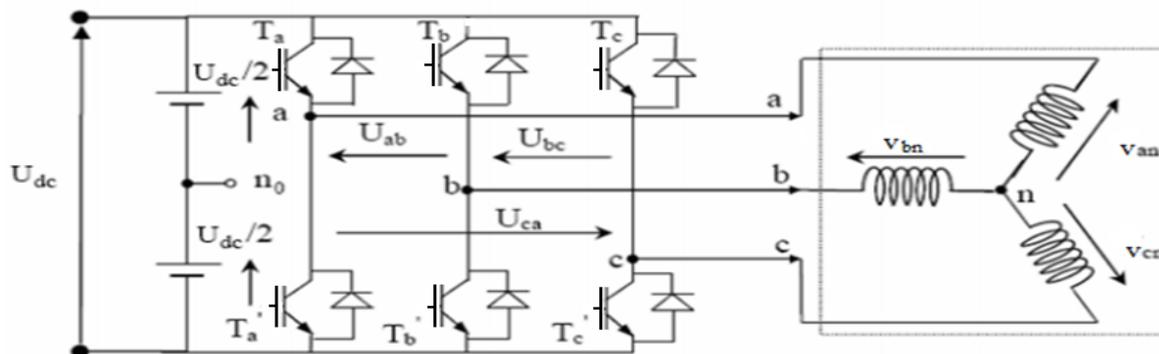


Fig. II.7 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

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

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

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

$$\begin{cases} U_{ab} = v_{an_0} - v_{bn_0} \\ U_{bc} = v_{bn_0} - v_{cn_0} \\ U_{ca} = v_{cn_0} - v_{an_0} \end{cases} \quad (\text{II.44})$$

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

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ v_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ v_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

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

$$\begin{cases} v_{an} + v_{nn_0} = v_{an_0} \\ v_{bn} + v_{nn_0} = v_{bn_0} \\ v_{cn} + v_{nn_0} = v_{cn_0} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Donc, on peut déduire que :

$$v_{nn_0} = \frac{1}{3} [v_{an_0} + v_{bn_0} + v_{cn_0}] \quad (\text{II.47})$$

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

$$v_{in_0} = S_i \cdot U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} = (S_i - 0.5)U_{dc} \quad (\text{II.48})$$

On a donc :

$$\begin{cases} v_{an_0} = (S_a - 0.5)U_{dc} \\ v_{bn_0} = (S_b - 0.5)U_{dc} \\ v_{cn_0} = (S_c - 0.5)U_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

En remplaçant l'équation (II.39) dans l'équation (II.38), on obtient :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ v_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ v_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

En remplaçant l'équation (II.41) dans l'équation (II.42), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

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

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone doublement alimentée dans le repère de Park. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices qu'on doit les respecter. Lors de cette modélisation, nous nous sommes attachés à développer un modèle en vue de la commande.

Comme on a pu le voir, le modèle mathématique obtenu est fortement non-linéaire et présente des dynamiques différentes et d'ordre un. De plus, l'expression du couple électromagnétique montre une interaction complexe entre les champs statoriques et rotoriques. De ce fait, l'analyse et le contrôle de tels systèmes peuvent s'avérer difficiles.

Dans le prochain chapitre, on entamera la commande directe du couple d'un moteur asynchrone à double alimentation.

CHAPITRE III



Commande par DTC de la MADA



III.1. Introduction

Au milieu des années 80, une stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone apparue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été proposée par I. Takahashi comme concurrentielle des méthodes classiques. Elles sont basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (MLI), et sur un découplage du flux et du couple de moteur. Dans un repère lié au rotor, les vecteurs instantanés du flux rotorique et du couple électromagnétique sont estimés à partir des grandeurs rotoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur de tension imposée par l'onduleur.

Dans ce chapitre, on présentera les principes de la DTC, on analysera en particulier, le couple et la dynamique du contrôle entre le flux rotorique et le couple électromagnétique puis en abordera la structure du système du contrôle directe du couple, en présentant les méthodes d'estimation du couple et du flux, les correcteurs de couple et de flux et les différentes stratégies et tables de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension.

Finalement on présentera la structure générale de la DTC avec les résultats de la simulation correspondants .

III.2. Principe de la commande directe du couple

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux rotorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux rotorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation dans l'onduleur [28].

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

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

- ✓ La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- ✓ La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine ;
- ✓ L'obtention des flux et des courants rotorique proches de formes sinusoïdales ;
- ✓ Une réponse dynamique du couple de la machine très rapide ;
- ✓ L'existence des oscillations du couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis ;
- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis [29].

III.3. Avantages de la commande DTC

Il n'est pas nécessaire de faire la transformation de concordia, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au rotor ;

- ✓ 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 statorique est nécessaire;
- ✓ La réponse dynamique est très rapide;
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques [32].

III.4. 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 rotorique et du couple ;
- ✓ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela produit a un contenu harmonique riche augmentant les pertes.

III.5. Stratégie de la commande directe du couple

Cette stratégie de commande est relativement nouvelle et concurrentielle aux méthodes classiques qui sont basées sur une alimentation par un onduleur à modulation de largeur d'impulsions (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du champ magnétique. Dans ce cas, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension imposé par le convertisseur d'alimentation.

Donc la DTC permet de piloter précisément le flux rotorique et le couple électromagnétique. Pour cela elle est basée uniquement sur la connaissance des courants et des tensions rotoriques et la vitesse rotorique si on veut que cette dernière soit corrigée (ajout d'une boucle de vitesse).

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

- ✓ Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50\mu s$) ;
- ✓ Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la machine ;
- ✓ On reconstitue les composantes du vecteur de flux rotorique en utilisant les équations $(\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta})$ amplitude, phase (θ) ;
- ✓ On estime le couple électromagnétique d'une MADA, on utilisant l'estimation flux rotorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation $(C_e = p(\phi_{r\alpha} i_{r\beta} - \phi_{r\beta} i_{r\alpha}))$;
- ✓ On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on nous allons présenter dans ce qui suit.

III.6. Contrôle de flux rotorique et du couple électromagnétique

III.6.1. Principe de contrôle de flux rotorique

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

$$v_r = R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad (\text{III.1})$$

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

$$\phi_r(t) = \int_0^t (v_r - R_r I_r) dt \quad (\text{III.2})$$

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

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

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

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

Où :

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

Dans un intervalle de temps (T_e) , l'extrémité du vecteur (ϕ_r) se déplace sur une droite dont la direction est donnée par (v_r) . La figure (III.1) illustre ce principe, lorsque on sélectionne le vecteur $(v_r = v_3)$ par exemple.

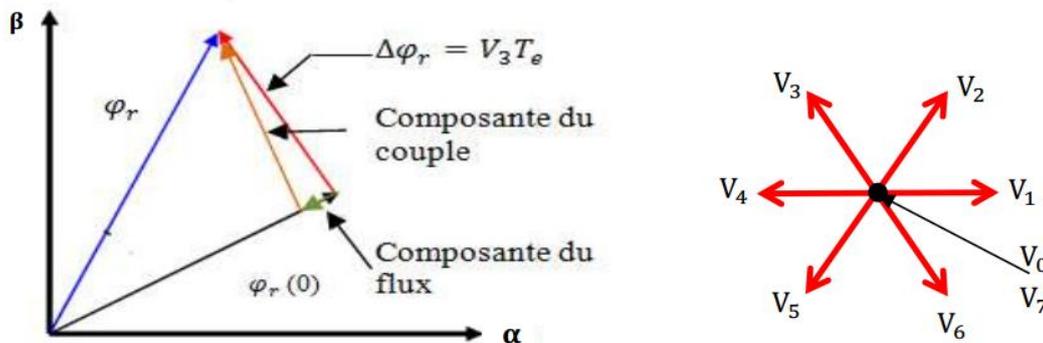


Fig. III.1. Exemple de l'évolution de l'extrémité de (ϕ_r) pour $(R_r I_r)$ négligeable.

Si la période de contrôle (T_e) est très faible devant la période de rotation du vecteur flux rotorique. En choisissant une séquence appropriée de vecteur tension de l'onduleur sur des intervalles de temps successifs de durée (T_e) , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur flux (ϕ_r) la trajectoire désirée.

Le vecteur (ϕ_r) est maintenu entre deux valeurs (ϕ_{rmax}) et (ϕ_{rmin}) ; le passage de l'une à l'autre étant commandé par (v_r) , si le vecteur de commande est l'un des vecteurs non nuls, (ϕ_r) évolue avec une vitesse constante proportionnelle à la tension de commande, Si l'on

maintient (ϕ_r) à peu près constant, le couple ne dépend que du déphasage entre les deux flux rotorique min et max.

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

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

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

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

III.6.2. 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 [8] :

$$C_e = k(\vec{\phi}_r \wedge \vec{\phi}_s) = k |\vec{\phi}_r| |\vec{\phi}_s| \sin \gamma \quad (III.5)$$

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 $(\vec{\phi}_s)$ et $(\vec{\phi}_r)$ et de leur position relative.

III.6.3. Choix du vecteur de tension

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux $(\vec{\phi}_r)$. Le tableau (III.1) montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs (\vec{v}_{i+1}) , (\vec{v}_{i+2}) , (\vec{v}_{i-1}) , (\vec{v}_{i-2}) qui peuvent être appliqués dans la zone (Z_i) [31].

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

- ✓ Si (v_{i+1}) est sélectionné alors l'amplitude du flux (ϕ_r) croît et le couple (C_e) croît ;

- ✓ Si (v_{i+2}) est sélectionné alors l'amplitude du flux (ϕ_r) décroît et le couple (C_e) croît ;
- ✓ Si (v_{i-1}) est sélectionné alors l'amplitude du flux (ϕ_r) croît et le couple (C_e) décroît ;
- ✓ Si (v_{i-2}) est sélectionné alors l'amplitude du flux (ϕ_r) décroît et le couple (C_e) décroît ;
- ✓ Si (v_0) ou (v_7) sont sélectionnés, alors la rotation du flux (ϕ_r) reste inchangée.

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

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

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

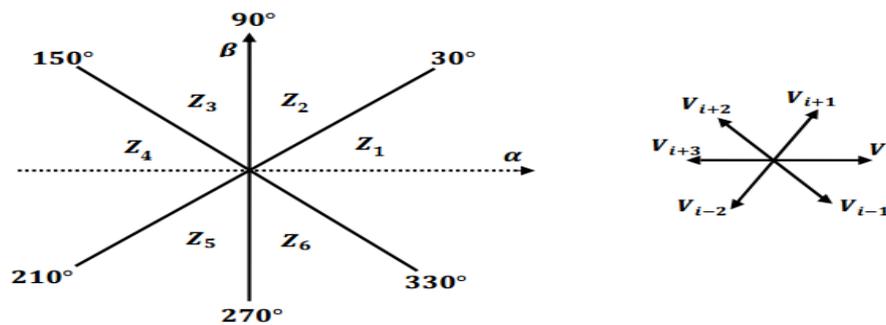


Fig.III.2 Répartition des zones.

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

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

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs (\vec{v}_i) et (\vec{v}_{i+3}) ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la composante de flux la plus

forte (évolution très rapide de $(\vec{\phi}_r)$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $(\vec{\phi}_r)$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

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

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

III.7. Estimateurs

III.7.1. Estimation du flux rotorique

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

A partir de l'équation :

$$\vec{\phi}_r = \int_0^t (\vec{v}_r - R_r \vec{i}_r) dt \quad (III.6)$$

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

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \int_0^t (v_{r\alpha} - R_r i_{r\alpha}) dt \\ \phi_{r\beta} = \int_0^t (v_{r\beta} - R_r i_{r\beta}) dt \end{cases} \quad (III.7)$$

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

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

Ces tensions sont exprimées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur (U_0) , et des états de commandes (S_a, S_b, S_c) soit [15]:

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

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

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

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

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

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

$$\alpha_r = \arctg \frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}} \tag{III.11}$$

III.7.2. Estimation du couple électromagnétique

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

$$C_e = p(\Phi_{r\alpha} i_{r\beta} - \Phi_{r\beta} i_{r\alpha}) \tag{III.12}$$

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 rotorique.

III.8. Elaboration du vecteur de commande

III.8.1. Le correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur (Φ_r) dans une couronne circulaire comme le montre la figure (III.3).

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

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

Avec :

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

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

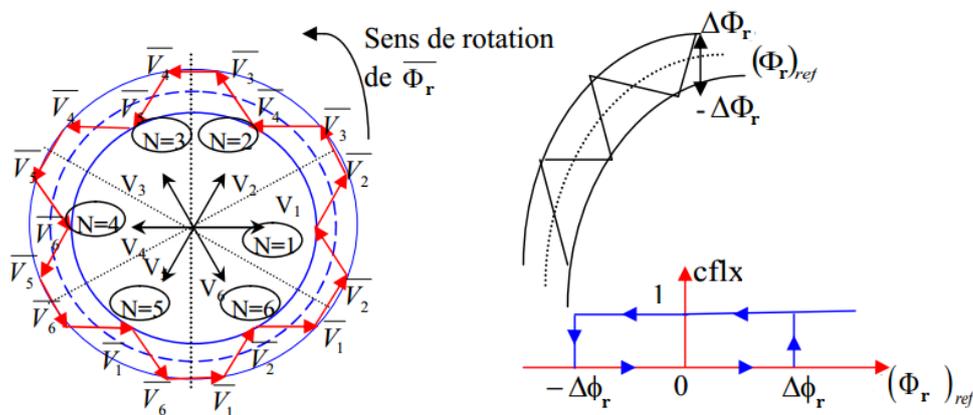


Fig.III.3 Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux rotorique et le contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

III.8.2. Le correcteur de couple

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

$$|C_{ref} - C_e| \leq \Delta C.$$

Avec :

C_{ref} : Le couple référence ;

ΔC : La bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une déférence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

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

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

III.8.2.1. Le correcteur à deux niveaux

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

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

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones (N_i), on s'aperçoit que pour chaque zone (i), il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [30].

III.8.2.2 Le correcteur à trois niveaux

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

La figure (III.4). Montre ce type de correcteur.

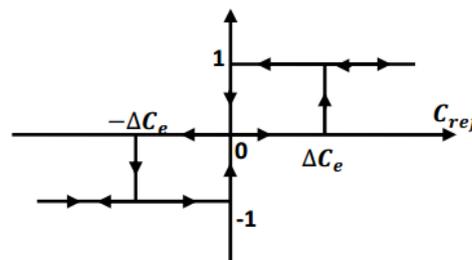


Fig.III.4 Correcteur de couple à trois niveaux.

III.9. Elaboration de la table de commande

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 ($\vec{\theta}_r$). Elle se présente donc sous la forme suivante :

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$cflx=0$	$ccpl=1$	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.2. Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tension nuls).

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$cflx=0$	$ccpl=1$	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

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

III.9.1. Structure générale du contrôle direct de couple

La figure (III.5). Représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du couple des machines asynchrones (MADA). C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage (T_e) est très petite vis-à-vis des constantes des temps de la machine. Le choix du vecteur (v_r) est effectué à chaque période d'échantillonnage (T_e), de plus, on applique un filtrage sur les grandeurs rotoriques de courants afin de limiter les bruits sur le signal de flux calculé et l'effet d'échantillonnage.

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur (v_r) sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière, en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension à MLI. En plus, avec l'utilisation de ce type de contrôle les exigences de régulateur du courant, régulateur PI de flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du système.

On utilise le tableau classique des séquences proposées par **Takahashi**.

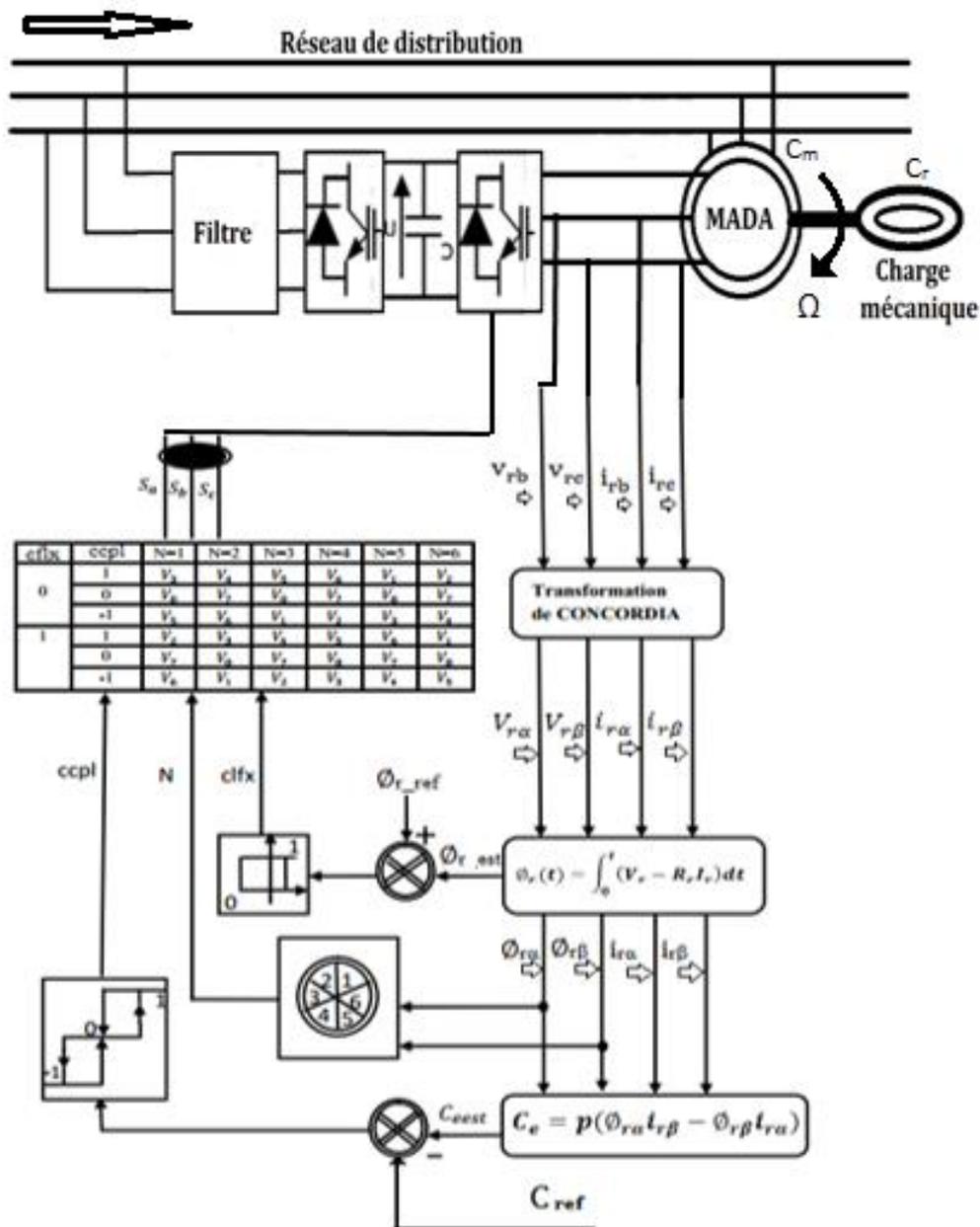


Fig.III.5 Structure générale du contrôle direct du couple « DTC ».

En général la DTC comprend deux blocs principaux, un bloc de contrôle du couple et un autre bloc de commande de vitesse [24].

a. Boucle de commande du couple

Cette partie du diagramme comprend :

✓ **Les capteurs de courant et l'état des commutateurs**

Ils transmettent au modèle du moteur la tension d'alimentation DC du convertisseur, ainsi que les courants des phases du stator, et l'état des interrupteurs du convertisseur.

✓ **Le modèle du moteur**

Les mesures et les paramètres sont injectés dans le modèle du moteur ; le traitement de ces données au niveau du modèle permet d'obtenir le flux et le couple actuel du moteur, ainsi que la vitesse actuelle du moteur.

✓ **Le comparateur du couple et du flux**

L'information délivrée pour contrôler les interrupteurs de puissance est traitée dans les comparateurs, le rôle des comparateurs est de comparer le signal du flux et du couple aux valeurs imposées sur l'hystérésis et délivrer par la suite un signal de comparaison qui sera traité dans le module sélecteur optimal de la commutation.

✓ **Le sélecteur optimal de la commutation**

Dans ce module il y a une table contenant la logique de commutation du convertisseur, en pratique la programmation de la logique de cette table se fait à l'aide d'un DSP (Digital signal Processor).

b. Boucle de commande de la vitesse

Cette partie du diagramme comprend un contrôleur de vitesse, qui consiste en un comparateur entre vitesse de consigne et vitesse réelle qui injecte l'erreur dans un régulateur PI qui a son tour transmet une référence au contrôleur du couple, et qui a le rôle d'annuler l'erreur statique et de réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système.

III.10. Résultats de simulation et interprétations

Pour bien illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à un modèle d'une MADA alimenté par un onduleur de tension, en présence de la boucle de régulation de vitesse par les régulateurs linéaires de type PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande sous trois essais différents d'une manière à bien évaluer et ressortir les qualités de cette technique de contrôle concurrentielle aux méthodes classiques :

A. Premier essai

Le profil de la vitesse de référence de la MADA décrit ses trois modes de fonctionnement en trois paliers, Partant du mode hyposynchrone de [0 s, 3.1 s [, alors que le deuxième palier, [3.1 s, 6.1 s [, représente le mode synchrone. Le dernier intervalle [6.1 s, 10s] décrit le mode hypersynchrone. Ces trois modes sont clairement illustrés par la figure. (III.6),

suivi de l'application d'une charge qui varie dans les trois modes de fonctionnement représenté sur la figures (III.7).

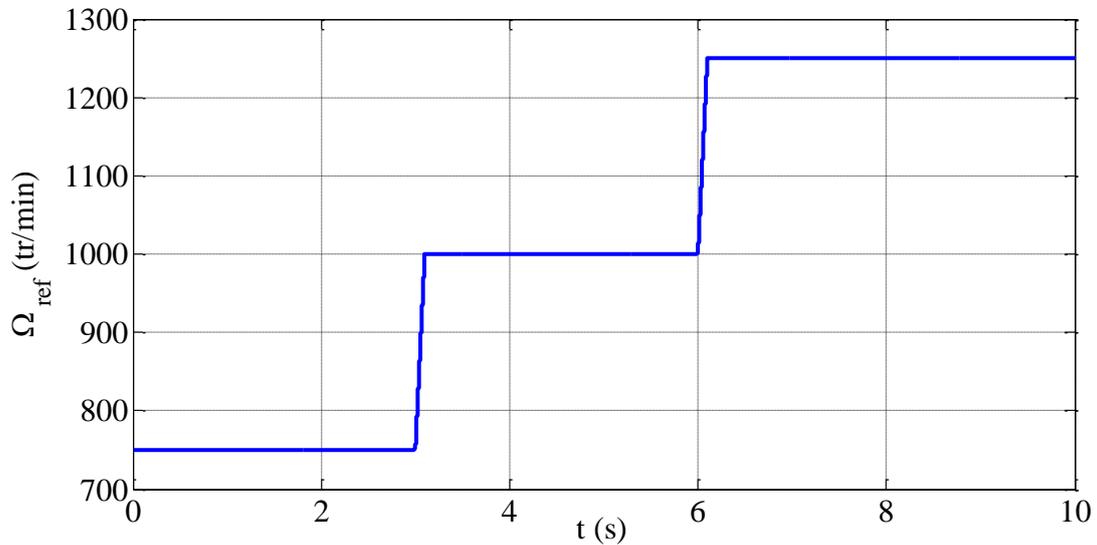


Fig. III.6 Allure du profil de la vitesse référence.

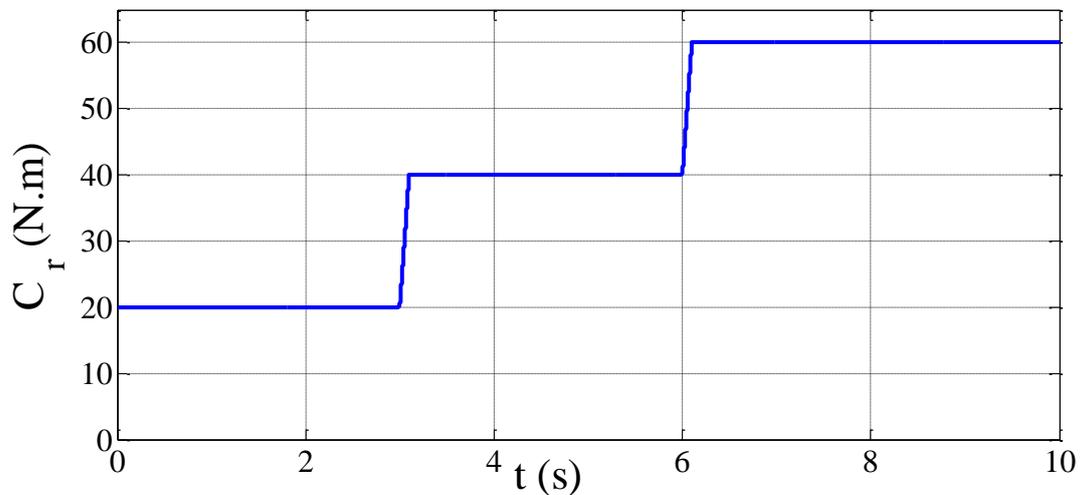


Fig. III.7 Allure du profil du couple de la charge.

Pour tester la robustesse et l'efficacité de la DTC appliquée à la MADA, nous avons imposé le profil de vitesse de référence ainsi que celui du couple de charge choisi, comme le montre les figures (III.6), (III.7) respectivement, où les deux profils varient au même temps, dont nous avons abouti à des résultats suivants :

- La vitesse et sa référence :

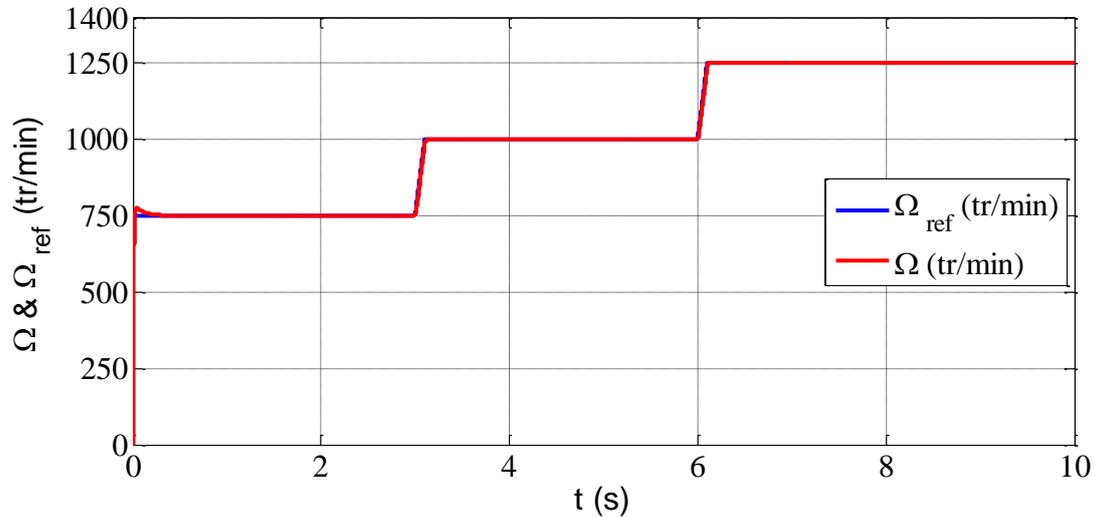


Fig. III.8 Allure de la vitesse.

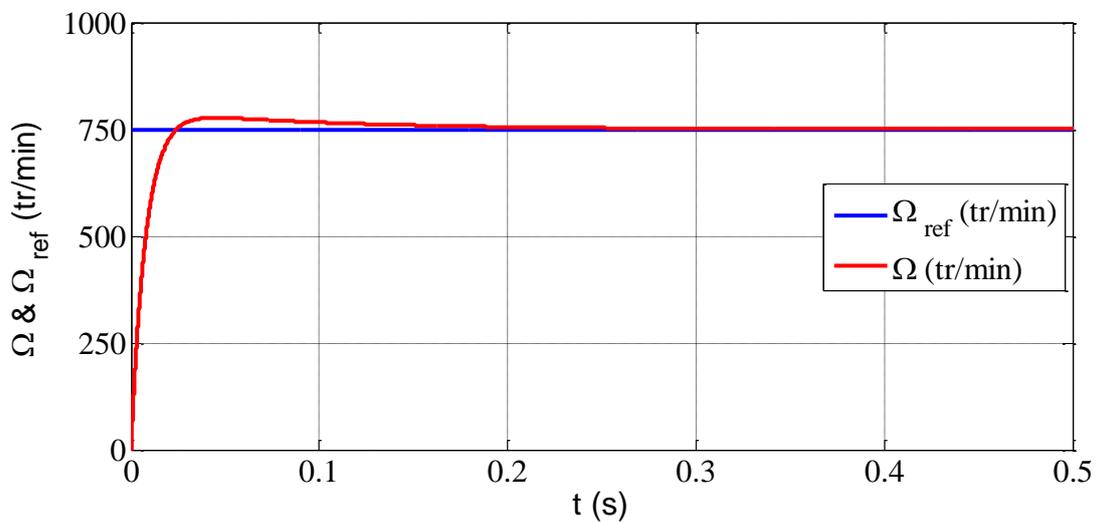


Fig. III.9 Zoom sur l'allure de la vitesse et sa référence.

D'après les résultats obtenus, on remarque que la vitesse suit sa référence et varie en fonction de différent changement de référence au fil du temps, figure. III.8, avec un temps de réponse faible, figure. III.9, ce qui montre la rapidité dynamique de la vitesse du moteur, et une erreur faible qui s'annule quand la vitesse rejoint sa référence.

- Le couple et sa référence :

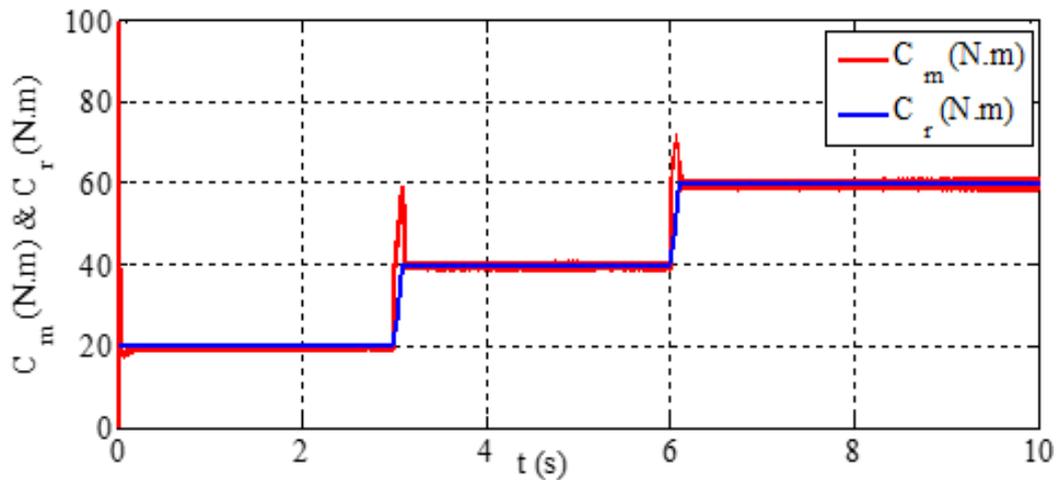


Fig. III.10 Allure du couple.

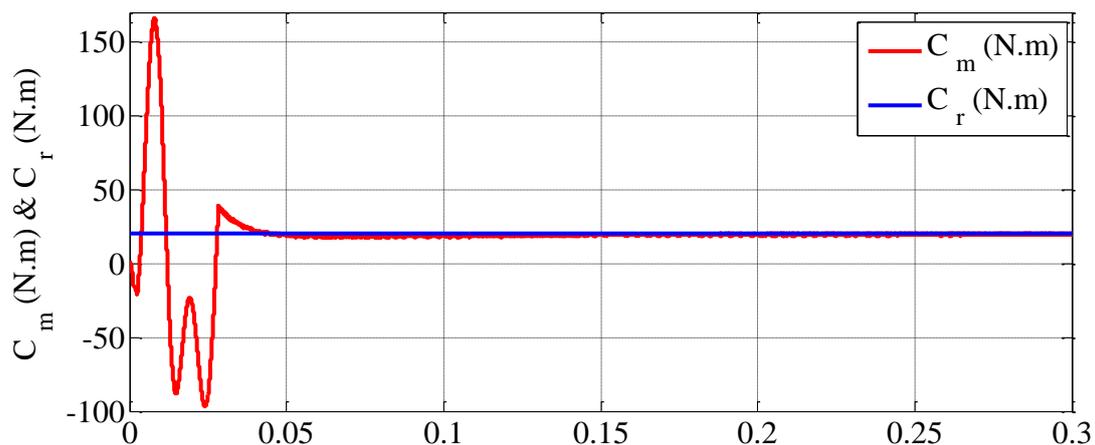


Fig. III.11 Zoom sur l'allure du couple.

D'après le résultat obtenu on remarque que le couple moteur fourni par le moteur (C_m) suit parfaitement le couple de charge et rapidement converge vers sa référence avec de brefs fluctuations dû au changement de vitesse de référence à l'instant ($t = 3.1$ s) et ($t = 6.1$ s), figure. III.10.

Le zoom sur la figure de variation du (C_m) et (C_r) en fonction de temps est illustré sur la figure (III.11) montre la rapidité dynamique du couple du moteur ainsi que sa stabilité.

Le couple moteur (C_m) varie en fonction des différents changements des charges (C_r) au fil du temps. Au démarrage le couple moteur (C_m) évolue jusqu'à sa valeur maximale, où un dépassement a été enregistré atteignant deux fois sa valeur nominale, puis il se stabilise au bout de 0.05 s, ce qui montre que l'erreur statique est quasiment nulle en régime permanent.

- Le flux rotorique :

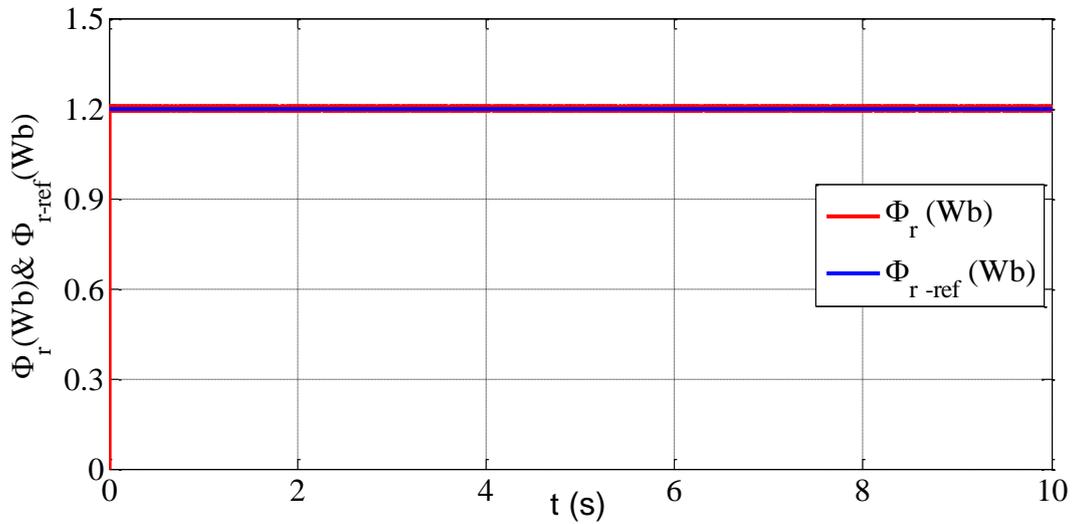


Fig. III.12 Allure du flux rotorique.

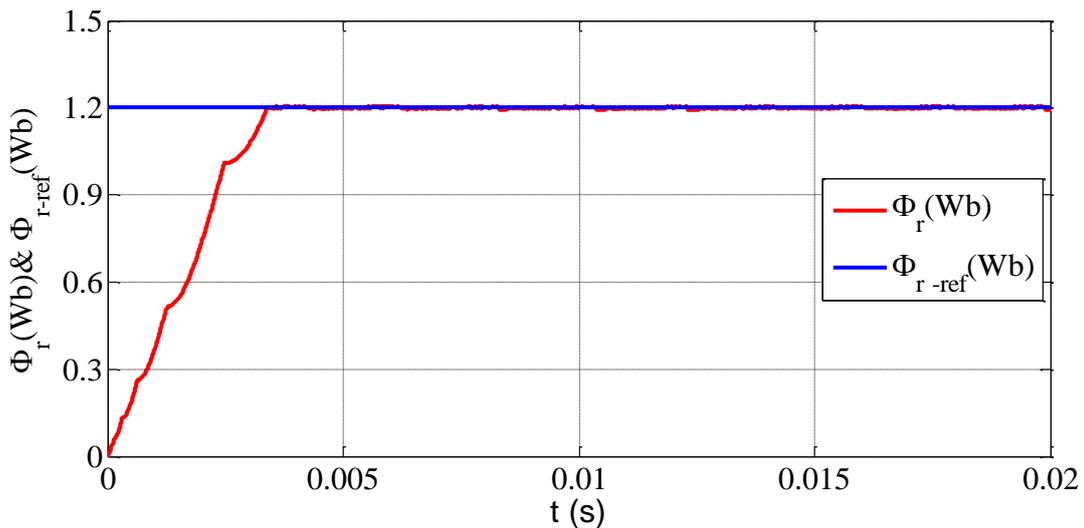


Fig. III.13 Zoom sur l'allure du flux rotorique.

D'après les résultats on voit que le flux rotorique converge rapidement vers sa référence et suit parfaitement sa consigne (Φ_{ref}), avec l'erreur statique est nulle en régime permanent.

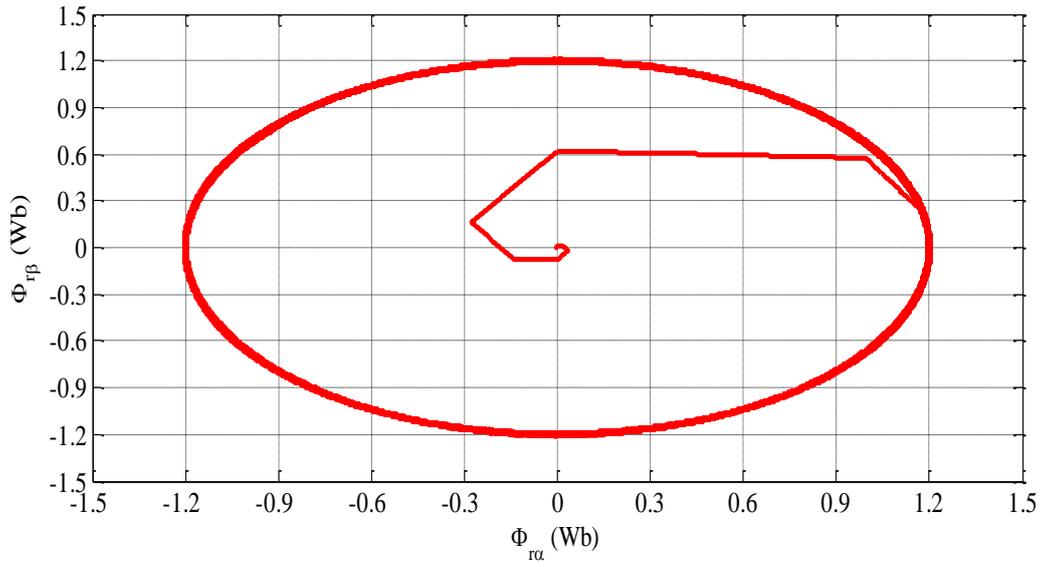


Fig. III.14 Allure de l'évolution du flux rotorique.

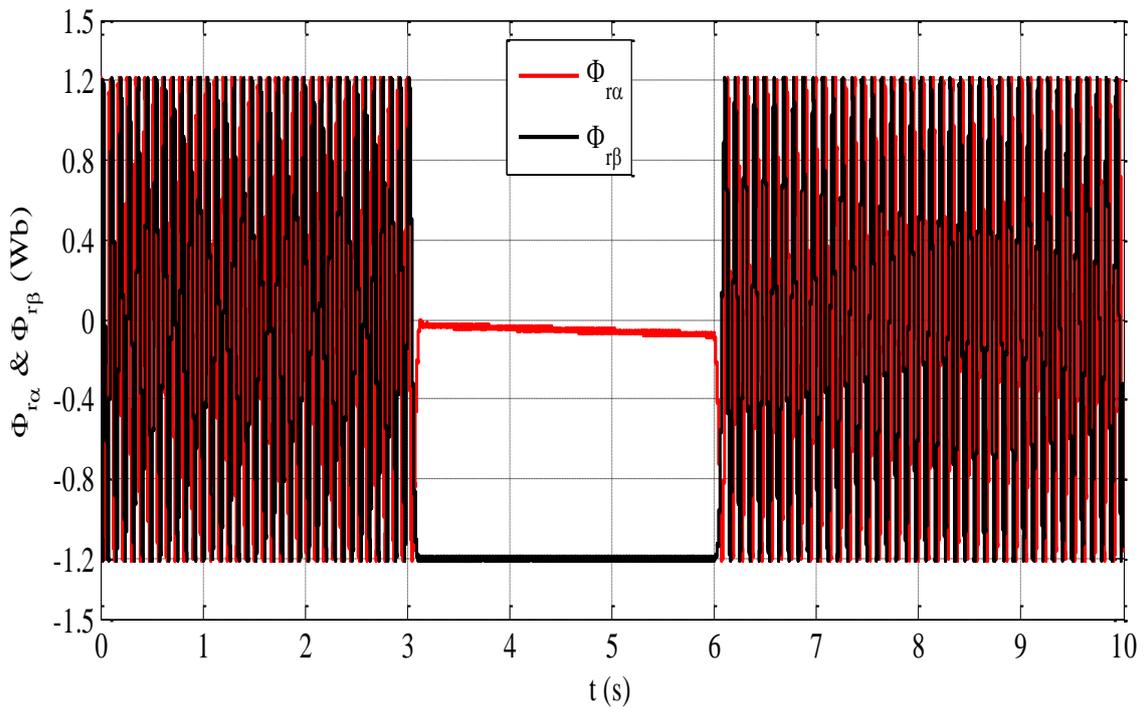


Fig. III.15 Allure du flux rotorique($\Phi_{r\alpha}$) et ($\Phi_{r\beta}$).

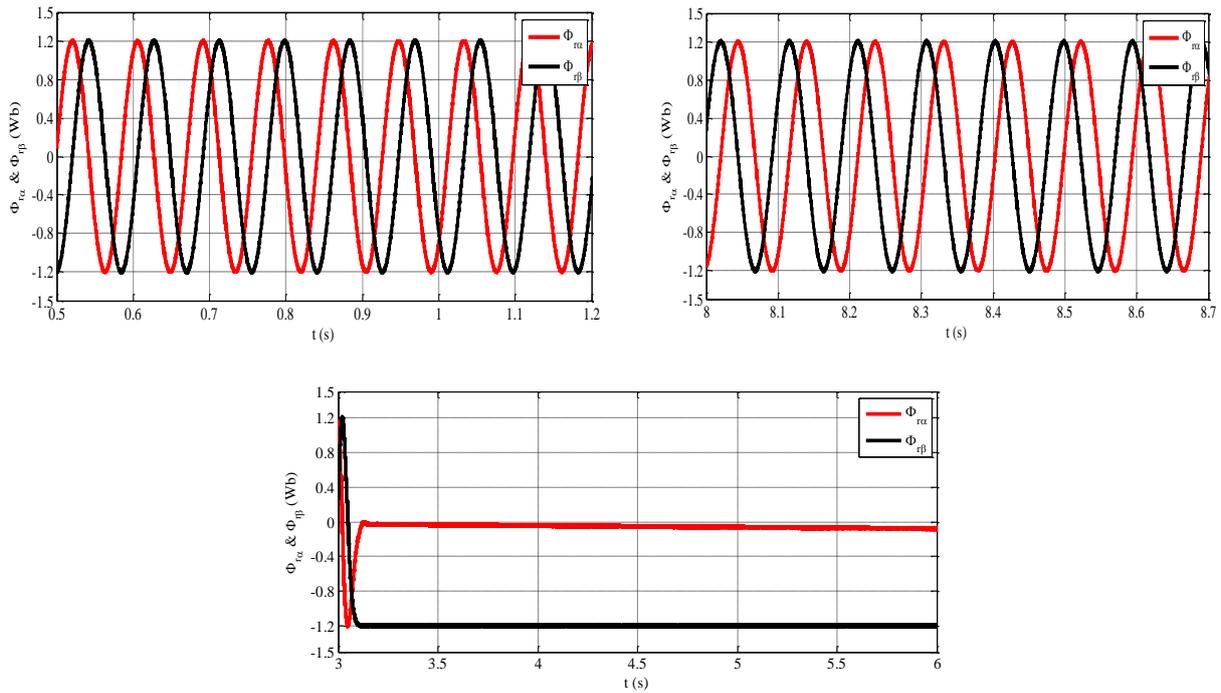


Fig. III.16 Zoom sur l'allure du flux rotorique ($\Phi_{r\alpha}$) et ($\Phi_{r\beta}$).

On remarque que le flux garde toujours sa valeur constante à 1.2 Wb malgré la variation du couple de charge ce qui justifie la notion du découplage, la forme circulaire de ce flux est due au comportement sinusoïdal de ses composantes ($\Phi_{r\alpha}$) et ($\Phi_{r\beta}$) en modes hyposynchrone dans l'intervalle [0 s , 3 s], en mode hypersynchrone dans l'intervalle [6 s , 10 s] et synchronisme entre [3 s , 6 s]. en mode asynchrone synchronisé les flux ($\Phi_{r\alpha}$) et ($\Phi_{r\beta}$) prennent des formes continues avec des amplitudes qui font que l'amplitude du flux reste constante.

- Les courants statorique et rotorique :

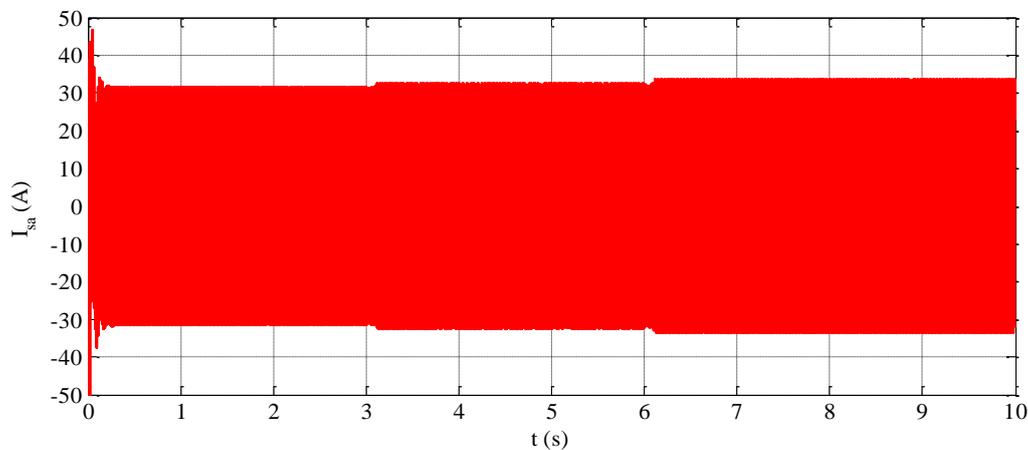


Fig. III.17 Allure du courant statorique (I_{sa}) de la phase (a).

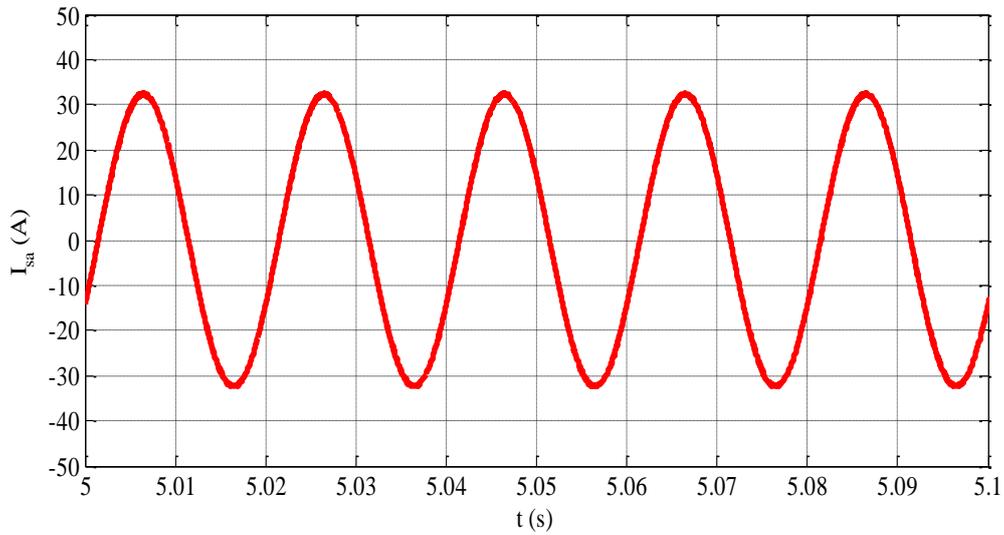


Fig. III.18 : Zoom sur (I_{sa}).

On observe bien que le courant statorique est de la forme sinusoïdale avec une fréquence de 50Hz, malgré le changement des différents régimes de fonctionnement.

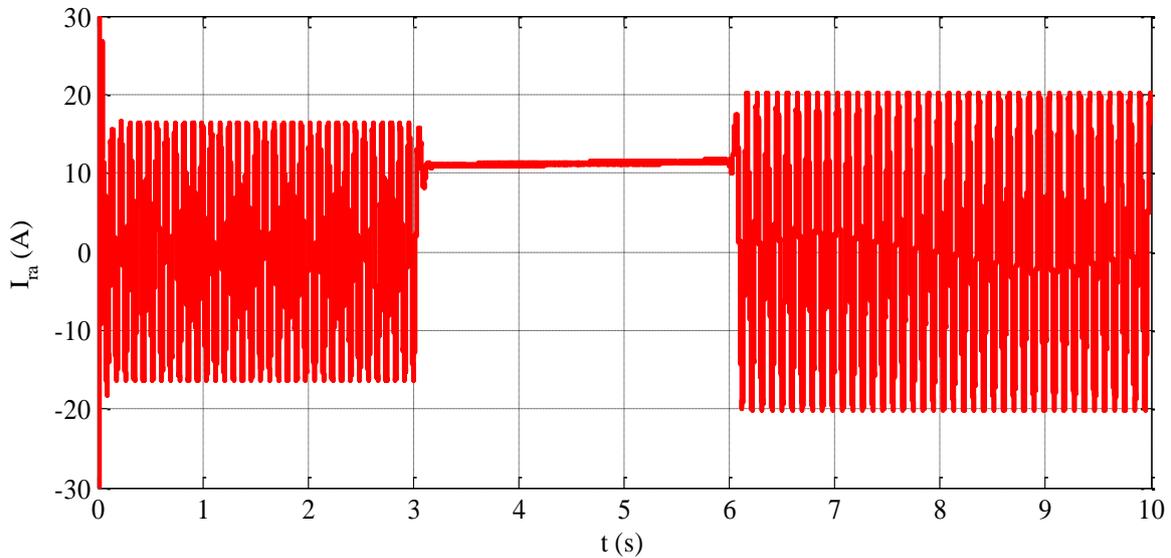


Fig. III.19 Allure des courants rotorique de la phases (a).

On remarque que, pour le courant rotorique le cas se diffère et la fréquence varie à la variation des différents régimes de fonctionnement imposé par le couple de charge ainsi que son amplitude où ce dernier augmente avec l'augmentation du couple de charge.

B. Deuxième essai

Pour illustrer les performances citées de la commande DTC on a opté pour un deuxième, essai où on a appliqué un profil de vitesse de référence et de charge différent comme la montre les figures représentées ci-dessous :

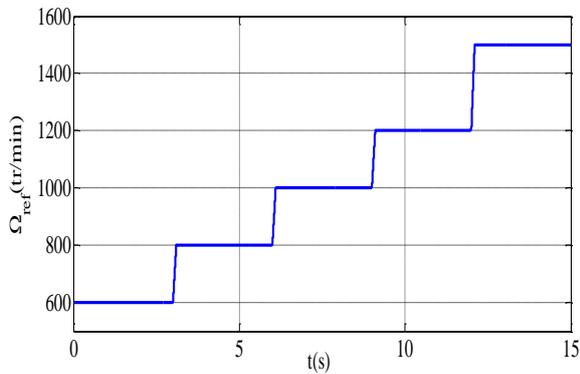


Fig. III.20 allure du profil de la vitesse de référence.

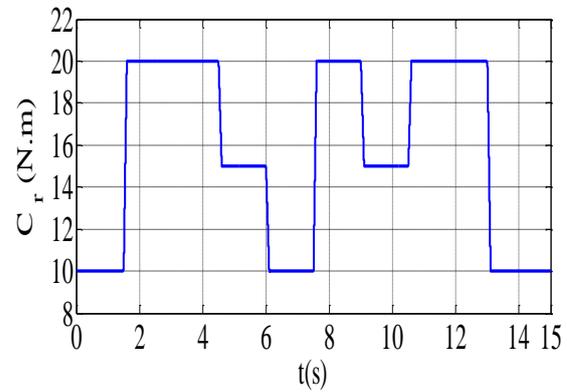


Fig. III.21 Allure du profil de la charge.

Après avoir imposé le deuxième profil de vitesse de référence ainsi que celui de la charge choisie présentées sur les figures(fig.III.20)et (fig.III.21), nous avons abouti à des résultats suivant :

- La vitesse et sa référence :

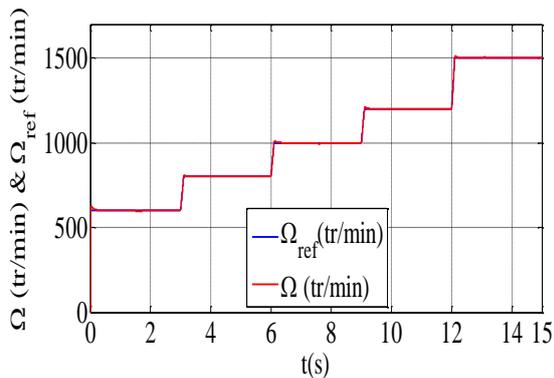
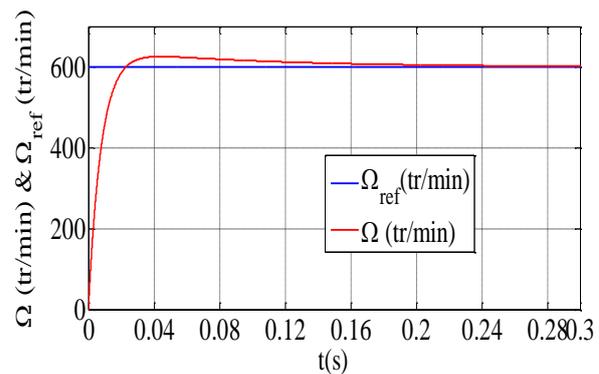


Fig. III.22 Allure de la vitesse et sa référence avec un zoom.



D'après les résultats obtenus, on remarque que la vitesse suit sa référence, avec un temps de réponse très faible, et une erreur faible qui s'annule quand la vitesse rejoint sa référence.

- Le couple et sa référence :

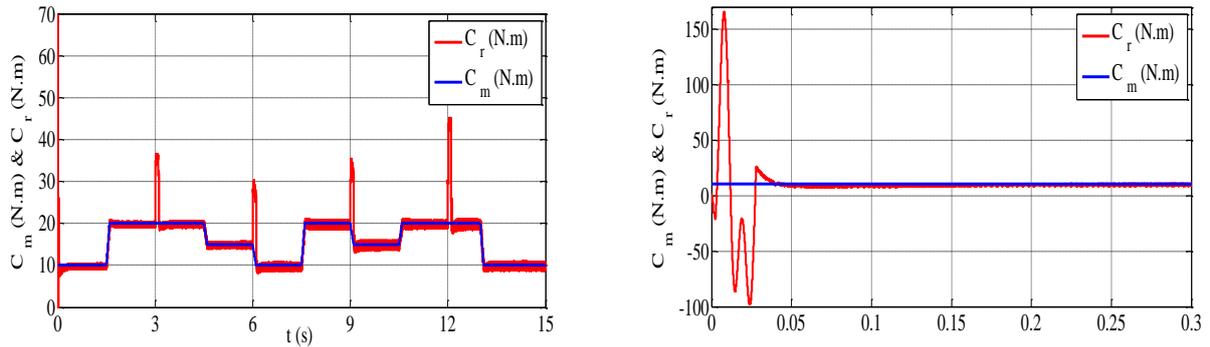


Fig. III.23 Allure du couple et sa référence avec un zoom.

Le couple délivré par le moteur C_m converge rapidement vers le couple résistant avec une poursuite parfaite . Au démarrage le couple moteur C_m évolue jusqu'à sa valeur maximale, puis il se stabilise avec une erreur statique nulle en régime permanent.

- Le flux rotorique et sa référence :

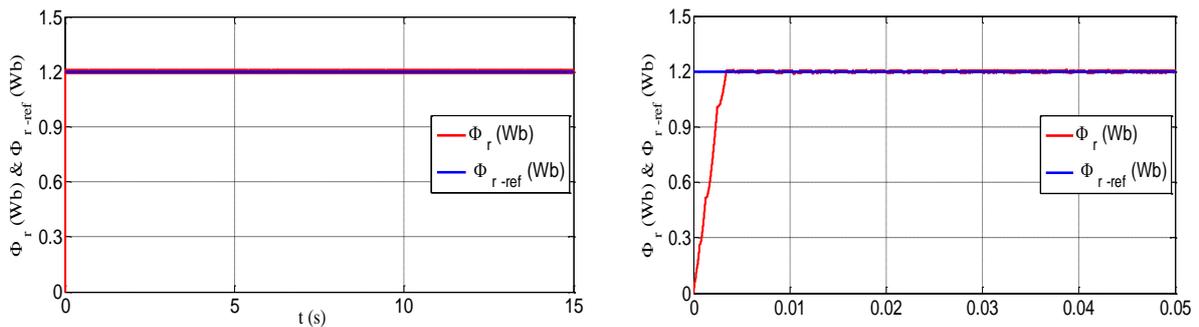


Fig. III.24 Allure du flux rotorique et sa référence avec un zoom.

Le flux rotorique converge rapidement vers sa référence qui affiche une valeur constante de 1.2 Wb. Avec une erreur statique est nulle en régime permanent.

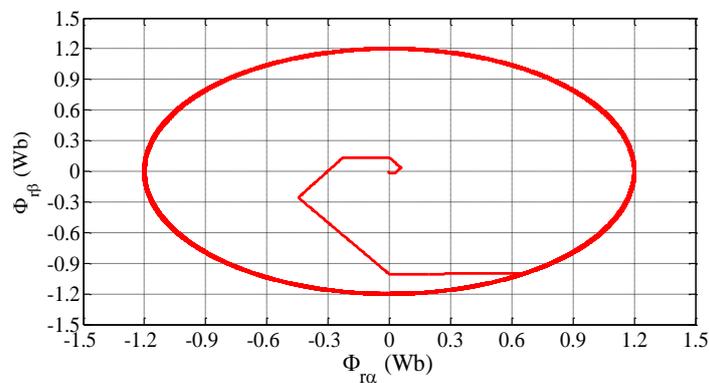


Fig. III.25 Allure de l'évolution du flux rotorique.

C. Troisième essai (aléatoire)

Afin de bien illustrer encore plus les performances de la commande étudiée, nous avons choisi un profil de vitesse de référence aléatoire avec une variation du couple de charge au fil du temps.

L'allure du profil de la vitesse de référence, fig.III.26, est choisie d'une manière à lui donner son image aléatoire et fonctionner la machine dans ses trois régimes (hypo, hyper et synchrone).

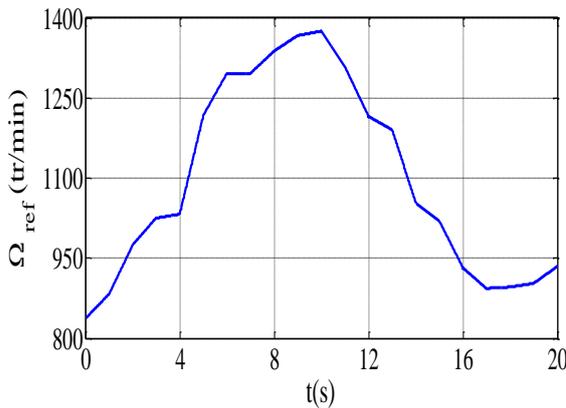


Fig. III.26 Allure du profil aléatoire de la vitesse de référence.

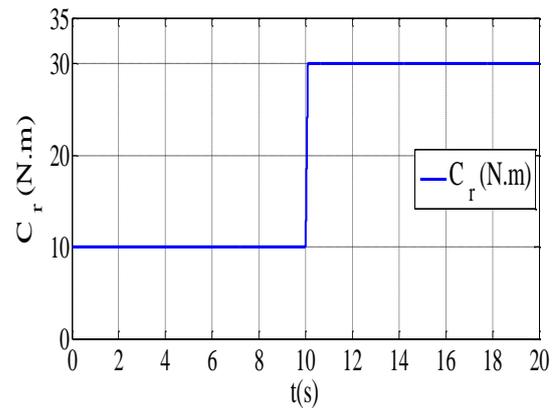


Fig. III.27 Allure du profil du couple de charge.

Après avoir imposé un profil aléatoire de la vitesse de référence ainsi que celui de la charge, nous avons obtenu à des résultats suivant :

- La vitesse et sa référence :

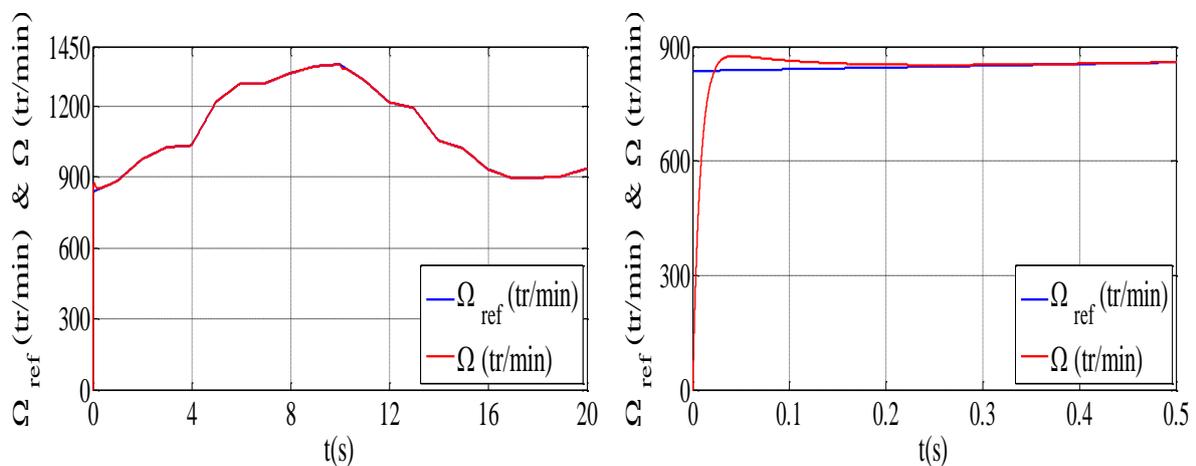


Fig. III.28 Allure de la vitesse et sa référence avec un zoom.

- Le couple électromagnétique et sa référence :

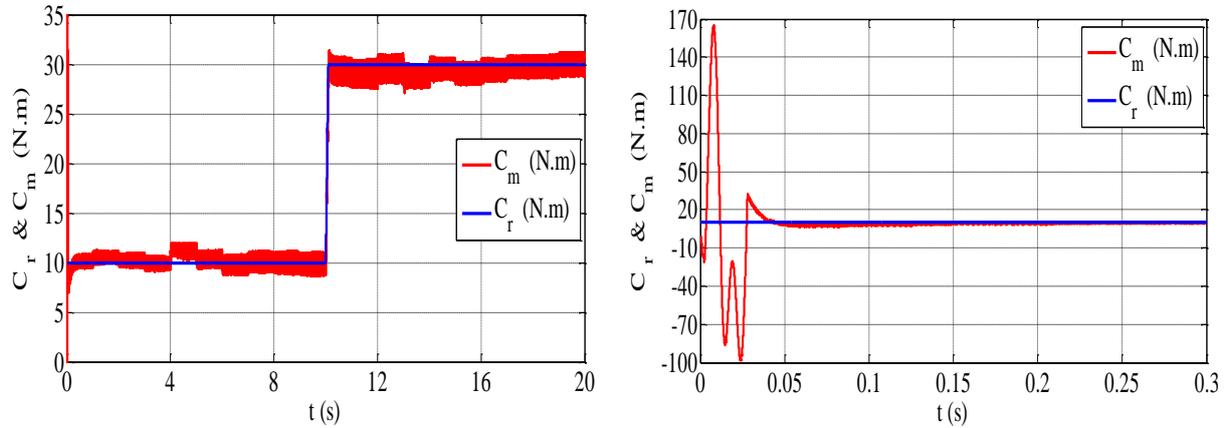


Fig. III.29 Allure du couple moteur et sa référence avec un zoom.

- Le flux rotorique et sa référence :

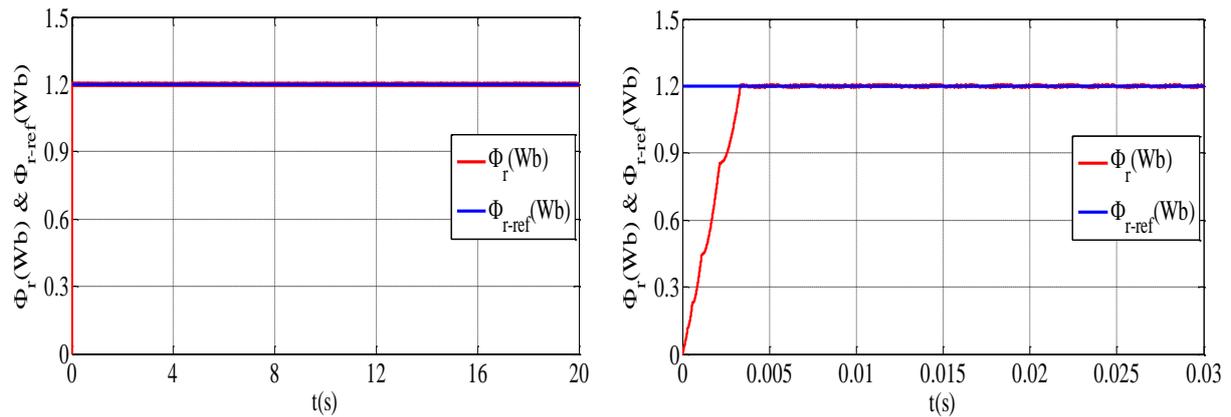


Fig. III.30 Allure du flux rotorique et sa référence avec un zoom.

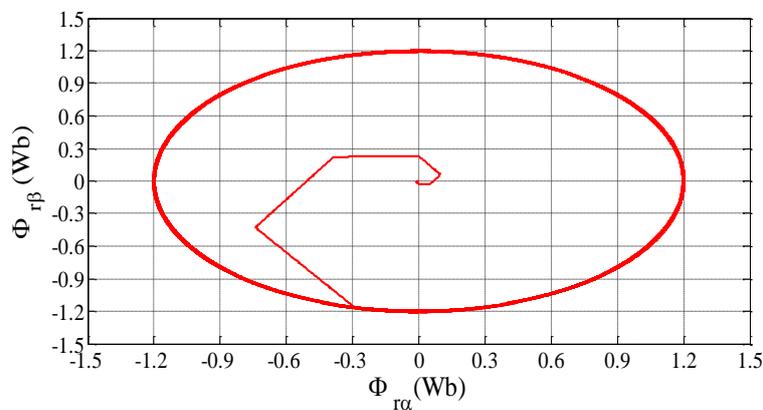


Fig. III.31 Allure de l'évolution du flux rotorique.

D'après ces trois essais on conclut que le critère de poursuite est parfaitement vérifié, quel que soit l'évolution des différentes variations des profils de la référence appliquées, soit pour le couple de charge ou bien la vitesse de référence.

III.11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone à double alimentation par la technique du contrôle direct du couple (DTC). Après avoir développé le principe de la DTC, la technique de commande est alors introduite pour un fonctionnement de la MADA en mode moteur alimenté au stator par le réseau et au rotor via un onduleur de tension de deux niveaux, par ailleurs ; dans un but de prospection et de tests, deux perturbations sont appliquées, qui s'ajoutent à la poursuite des références imposées.

Les résultats de simulation présentés dans ce chapitre montrent les bonnes performances dynamiques et statiques du couple et du flux. Ces résultats ont montré, d'une manière générale, une bonne dynamique du couple tout en gardant une meilleure précision du contrôle, ainsi que l'efficacité de la régulation du couple et du flux.

Enfin, en analysant les différents résultats obtenus, la DTC abouti, globalement, à de meilleures performances.



Conclusion générale



Conclusion générale

La configuration adoptée pour l'entraînement à vitesse variable est composée d'une machine asynchrone à rotor bobiné alimentée par un onduleur de tension. L'accessibilité à la mesure de toutes les grandeurs de la MADA permet une grande souplesse de réglage des courants, du flux, et de la vitesse.

On a d'abord dressé un état de l'art de la machine étudiée. La bibliographie consultée à ce sujet fait ressortir que la machine asynchrone à double alimentation (MADA) reste la machine la plus utilisée dans le domaine des grandes puissances.

Dans le second chapitre, notre objectif s'est orienté vers la modélisation de la machine asynchrone doublement alimentée. Il s'agit de trouver un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement dynamique de la machine.

Enfin, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple. L'application de cette commande à la MADA peut maîtriser la difficulté de son réglage.

Elle permet d'assurer le découplage entre le flux et le couple électromagnétique. L'association de la commande directe du couple (DTC) à un régulateur de vitesse de type PI classique permet d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation de régulateurs à hystérésis et d'une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude du flux rotorique et de couple rotorique.

Perspectives

La largeur d'application de la MADA, notre travail a besoin d'une continuation plus profonde sur la commande en vitesse variable de la MADA. Donc, il peut être poursuivi et complété par des perspectives pouvant contribuer à son amélioration.

En perspectives de ce mémoire, on propose les idées suivantes :

- Etant donné que la tendance des chercheurs est d'éliminer les capteurs mécaniques, nous proposons une étude comparative de la commande en vitesse avec et sans capteur mécanique.
- D'un autre côté, nous pensons qu'il est très intéressant d'appliquer les nouvelles techniques de commande à la régulation de vitesse de la MADA. Dans ce cadre, nous citons la commande par logique floue et la commande par réseau de neurone.
- Utiliser des onduleurs multi-niveaux associés à la commande directe du couple (DTC), afin de minimiser les fluctuations du couple électromagnétique.
- Utiliser des observateurs tels que, le filtre de KALMAN ou l'observateur de type MRAS pour estimer le flux et la vitesse de la MADA avec plus de précision.



Références bibliographiques



- [1] 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.
- [2] Y. Elbia, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [3] S.KHOJET EL KHIL « commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) » Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse. 2006.
- [4] G. Salloum, (2007). Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation (Doctoral dissertation, Toulouse, INPT).
- [5] B. Hopfensperger et D. J. Atkinson, "Doubly-fed a.c machines: classification and comparison", European conf. Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-17, Graz, 2001.
- [6] M. Lindholm, " Doubly fed drives for variable speed wind turbines", Thèse de doctorat, Université Technique de (Denmark), 2003.
- [7] M. S. Vicatos et A. J. Tegopoulos, « A doubly-fed induction machine differential drive model for automobiles », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, No. 2, pp. 225-230, June 2003.
- [8] 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.
- [9] P. É. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation » (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Toulouse), (2004).
- [10] D. Forchetti, G. Garcia et M. I. Valla, « Vector control strategy for a doubly-fed standalone
- [11] A. Boyette, « 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.

- [12] B. Robyns, B. François, Ph. Degobert et J-P. Hautier, « Commande vectoriel de la Machine asynchrone », Edition TECHNIP, Paris, 2007.
- [13] B. Malika, (2008). « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple « DTC » d'une machine asynchrone ». Université Batna.
- [14] R. Abdessamed, M. Kadjoudj, « Modélisation des machines électriques, » presses, Université de Batna 1997.
- [15] S. Sayah, « Application des ensembles flous à la répartition optimale de la puissance dans les réseaux électriques, » Thèse de magister de l'université de Sétif, 2005.
- [16] B. Youcef, (2010). Etude et commande du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) par différentes techniques avancées (Doctoral dissertation, Université Mohamed Lakhdar Ben Amara dit Hamma Lakhdar d'El Oued).
- [17] B. Mouloud, (2012). Etude d'un entraînement à double alimentation pour turbine éolienne à vitesse variable: application sur un site à Tindouf (Doctoral dissertation, Université M'hamed Bougara de Boumerdès).
- [18] H. M. Amine, (2012). Influence de la commande d'une GADA des systèmes éoliens sur la stabilité des réseaux électriques (Doctoral dissertation, Université Ferhat Abbas de Sétif 1).
- [19] Abderrahim, (2015). Amélioration de la qualité d'énergie d'un système de conversion d'énergie éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation et connecté au réseau électrique (Doctoral dissertation, École de technologie supérieure).
- [20] A. Chaiba, « Commande par logique floue de la machine asynchrone à double alimentation en tension, » Thèse de magister de l'université de Batna, 2004.
- [21] R. Riyadh, (2012). Étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Application: Energie éolienne (Doctoral dissertation, Université Ferhat Abbas de Sétif 1).
- [22] J. Bonal, G. Séguier. « Entraînements électriques à vitesse variable ». Volume 2, Lavoisier, 1998.
- [23] A. Houaria, (2011). Commande par mode de glissement d'une machine asynchrone à double alimentation (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran).
- [24] BENALIA.L, thèse de doctorat « Commande en Tension des Moteurs à Induction Double Alimentés », de l'Université de Batna, 2010.
- [25] BEKAKRA.Y, mémoire de fin d'étude « Etude et Commande du Moteur Asynchrone

- à Double Alimentation (MADA) par Différentes Techniques Avancées », Universitaire d'Eloued, 2010.
- [26] B. Vulturescu. « Contribution à la commande robuste des systèmes électromécaniques par la méthode du modèle de comportement. Thèse de doctorat en génie électrique. Université des sciences et Technologies de Lille, 2002
- [27] M. Laamayad Tahar, “Commande optimale d’une machine asynchrone apport de la logique floue,” Thèse de magister de l’université de Batna, 2008.
- [28] M. M.Mohammedi, (2014). Commande tolérante aux défauts de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (Doctoral dissertation, Université Mohamed Boudiaf des sciences et de la technologie d'Oran).
- [29] F. Bonnet, (2008). Contribution à l’optimisation de la commande d’une machine asynchrone à double alimentation utilisée en mode moteur (Doctoral dissertation, INPT).
- [30] S,Gdaim. (2013). Commande directe de couple d’un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes (Doctoral dissertation, Ecole Nationale d’Ingénieurs de Monastir.Tunisia).
- [31] B. Messaoudi, (2007). Utilisation du contrôle directe du flux statorique et du filtre de Kalman en vue du contrôle directe du couple d’un moteur asynchrone (doctoral dissertation , Université Mohamed Khider-Biskra).
- [32] S. TAMALOUZI « contribution à l’étude, conception et la commande des convertisseurs électromagnétiques double alimentés », Thèse de Doctorat de l’université de Bejaia. 2017.



Annexe



1.

Les paramètres du système de la machine asynchrone à double alimentation 'MADA' est donné sur le tableau ci-dessous : [32]

paramètres	valeurs
P_n	7.5 k.W
V_n	440V
Ω_n	970 tr/min
p	3
R_s	1.02 Ω
R_r	0.8 Ω
L_r	0.0810 H
L_s	0.0930 H
M	0.0664 H

Tableau.1.paramètres de la MADA

2. Paramètres de simulation

Les frottements $F = 0.001$ N.m/rad.

Les paramètres du bus continu = 880 V

Pas de simulation $1 \text{ e-}5$ s.

3. Transformation triphasé-diphassé

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé (a,b,c) vers un système biphasé (α,β) Il existe principalement deux transformations : Clark et Concordia.

La transformation de Clark conserve l'amplitude des grandeurs mais non la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient (3/2).tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes.

- Le tableau suivant représente la transformation de Clark et de Concordia :

<i>Transformation de Concordia</i>	<i>Transformation de Clark</i>
<i>Passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé aβ</i>	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{Con_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$
c.-à-d. $[x_{a\beta}] = Con_{23} [x_{abc}]$	c.-à-d. $[x_{a\beta}] = C_{23} [x_{abc}]$
avec $Con_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	avec $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$
<i>Passer d'un système biphasé aβ vers un système triphasé abc</i>	
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{Con_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$
c.-à-d. $[x_{abc}] = Con_{32} [x_{a\beta}]$	c.-à-d. $[x_{abc}] = C_{32} [x_{a\beta}]$
avec $Con_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	avec $C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Tableau.2. Représentation le transformation de de passer d'un système triphasé (a,b,c) vers un système biphasé (α,β) et inversement