

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES

DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

THÈME

**Contribution à la commande vectorielle et la
commande directe du couple appliquées à un moteur
asynchrone à double alimentation**

Réalisé par : **KHELIFA Benaïssa**
CHAHADA Walid

Devant le Jury :

Nom et Prénom	Grade	Qualité
Dr. KOULALI Mostefa	MCA	Président
Dr. ZINE Souhila Rached	MCB	Examinatrice
Dr. GOUICHICHE Abdelmadjid	MCA	Examineur
Dr. CHEHDA Rabeh	MCB	Encadrant
Dr. MARIH Salah	MCB	Co-encadrant

PROMOTION 2024/2025



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



Remerciement

Avant tout, nous remercions le bon dieu tout puissant qui nous donne de la foi, du courage et de patience afin d'accomplir ce modeste travail.

*Nous tenons en premier lieu à remercier cordialement, notre cher encadreur **Dr. Chehda Rabeh** ainsi que cher co-encadrant **Dr. Marih Salah**, d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période, pour la grande bienveillance qu'il nous a accordé et pour leur efficaces et précieuses aides, tout le long d'achèvement de ce mémoire.*

*Nous adressons nos vifs remerciements aux membres du jury examinateurs **Dr. Koulali Mostefa**, **Dr. Zine Souhila Rached** et le **Dr. Gouichiche Abdelmadjid** qui nous ont fait l'honneur de participer et évalue de ce travail.*

Nous tenons également à remercier très chaleureusement tous les enseignants du département.





Dédicaces



Je remercie tout d'abord Dieu, le tout puissant qui m'a facilité le chemin pour l'accomplissement de ce mémoire.

Je dédie ce modeste travail à ... ✍

***A ma très chère mère :** Tu représentes pour moi le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi. Ta prière et ta bénédiction m'ont été d'un grand secours pour mener à bien mes études.*



***A mon très cher Père :** Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être. Ce travail est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation*

***A mon très cher frère et A Mes très chères sœurs :** Un remerciement particulier et sincère pour tous vos efforts fournis. Vous avez toujours été présente. Que ce travail soit un témoignage de ma gratitude et mon profond respect.*

***A notre maître et encadreur :** Vous avez bien voulu nous confier ce travail riche d'intérêt et nous guider à chaque étape de sa réalisation. Nous saisissons cette occasion pour vous exprimer notre profonde gratitude tout en vous témoignant notre respect.*

Enfin, nous n'oublierons pas toute la promotion de Master 2 commande électrique session (2024-2025).

*Chahada walid
Khelifa benaissa*



Sommaire

NOTATION	
LISTE DES FIGURES	
LISTE DES TABLEAUX	
INTRODUCTION GENERALE	1

CHAPITRE 1

Généralités sur la Machine Asynchrone à Double Alimentation

1.1. INTRODUCTION	2
1.2. APPELLATIONS ET CONSTITUTION DE LA MADA.....	2
1.2.1. Stator	3
1.2.2. Rotor	3
1.2.3. Les contacts électriques glissants.....	3
1.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	4
1.4. REGIME DE FONCTIONNEMENT	5
1.4.1. Machine asynchrone à cage	5
1.4.2. Machine synchrone	5
1.4.3. Machine à courant continu	6
1.5. CLASSIFICATION DE LA MADA	6
1.5.1. Machine à double alimentation simple.....	6
1.5.2. Machine asynchrone à double alimentation en cascade.....	6
1.5.3. Machine asynchrone à double alimentation cascadée à un repère	7
1.5.4. Machine asynchrone à double alimentation sans collecteur.....	7
1.5.5. Machine à double alimentation sans balai.....	8
1.6. MODE DE FONCTIONNEMENT	8
1.6.1. Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone	9
1.6.2. Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone.....	9
1.6.3. Fonctionnement en mode génératrice hyposynchrone.....	10
1.6.4. Fonctionnement en mode génératrice hypersynchrone	10
1.7. METHODES DE VARIATION DE LA VITESSE.....	11

1.7.1. Coté stator	12
1.7.2. Coté rotor	13
1.8. APPLICATION DES MACHINES ASYNCHRONES A DOUBLE ALIMENTATION	13
1.8.1. Application moteur	13
1.8.2. Application génératrice	13
1.9. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA	14
1.9.1. Avantages de la MADA	14
1.9.2. Inconvénients de la MADA	14
1.10. CONCLUSION	15

CHAPITRE 2

Modélisation de l'association onduleur-MADA

2.1. INTRODUCTION	16
2.2. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	16
2.3. DESCRIPTION	17
2.4. EQUATIONS ELECTRIQUES DE LA MADA DANS LE REPERE TRIPHASE	17
2.4.1. Equations des tensions	17
2.4.2. Equations magnétiques	18
2.4.3. Equation mécanique	19
2.5. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION DANS LE PLAN (dq)	20
2.5.1. Transformation de Concordia	20
2.5.2. Transformation de Park	20
2.5.3. Application aux équations des tensions	22
2.5.4. Application aux équations des flux	22
2.6. CHOIX DU REFERENTIEL	24
2.6.1. Référentiel lié au stator	24
2.6.2. Référentiel lié au rotor	24
2.6.3. Référentiel lié au champ tournant	24
2.7. EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	25
2.8. MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT	26
2.9. SIMULATION DE LA MADA	27

2.10. RESULTATS DE SIMULATION	28
2.10.1 Fonctionnement en mode hypo synchrone	28
2.10.2 Fonctionnement en mode hyper synchrone	30
2.10.3 Fonctionnement en mode synchrone	31
2.11. MODELISATION DE L'ASSOCIATION MADA-ONDULEUR DE TENSION	31
2.11.1 Modélisation du redresseur	32
2.11.2 Modélisation du filtre	33
2.11.3 Modélisation de l'onduleur de tension	34
2.11.4 Stratégie de commande de l'onduleur par MLI.....	36
2.12. SIMULATION DE L'ASSOCIATION MADA AVEC DEUX ONDULEURS A MLI	38
2.13. RESULTAT DE SIMULATION	38
2.14. CONCLUSION	40

CHAPITRE 3

Commande vectorielle de la MADA

3.1. INTRODUCTION	41
3.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	42
3.2.1 Théorie du flux orienté	42
3.2.2. Différents repères de référence	44
3.2.3. Magnétisation de la MADA	45
3.3. COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE	46
3.4. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE.....	46
3.5. MISE EN ŒUVRE DE LA COMMANDE VECTOREILLE INDIRECTE DE LA MADA.....	47
3.5.1. Commande par orientation du flux rotorique.....	47
3.5.2. Contrôle des courants et termes de compensations	47
3.6. REGULATION (METHODES CLASSIQUES).....	48
3.6.1. Le régulateur PI (Proportionnel Intégral)	48
3.6.2. Régulateur de courant.....	50
3.6.3. Régulation de la vitesse	52
3.7. REULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE	54

3.8. TESTE DE ROBUSTESSE	57
3.8.1. Variation de la résistance rotorique R_r	57
3.8.2. Variation du moment d'inertie J	58
3.9. CONCLUSION	59

CHAPITRE 4

Commande directe du couple de la MADA

4.1. INTRODUCTION	60
4.2. CARACTERISTIQUES PRINCIPALES D'UNE COMMANDE DIRECTE DU COUPLE	60
4.2.1. Avantages de la DTC	60
4.2.1. Inconvénients de la DTC.	61
4.3. PRINCIPES GENERAUX DE LA DTC D'UNE MADA	61
4.4. PRINCIPES DYNAMIQUE DU CONTROLE DE COUPLE	63
4.4.1. Modélisation vectorielle de la machine et du convertisseur	63
4.4.2. Contrôle du vecteur flux statorique	64
4.4.3. Contrôle du couple électromagnétique	66
4.5. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DU DTC	67
4.5.1. Sélection de vecteur de tension	67
4.5.2. Estimation du flux statorique	68
4.5.3. Estimation de la position du vecteur flux	69
4.5.4. Estimation du couple électromagnétique	70
4.6. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE	70
4.6.1. Elaboration du contrôleur de flux	70
4.6.2. Elaboration du correcteur du couple	71
4.7. ELABORATION DES TABLES DE COMMUTATION.....	72
4.8. RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE DTC DE LA MADA	74
4.9. TESTE DE ROBUSTESSE	75
4.9.1. Variation de la charge (C_r).....	76

4.9.2. Variation de la résistance rotorique R_r	76
4.9.3. Variation de la résistance statorique R_s	77
4.9.4. Variation du moment d'inertie J	78
4.10. CONCLUSION	80

CONCLUSION GENERALE.....	81
--------------------------	----

NOTATIONS

MADA	: M achine A synchrone à D ouble A limentation,
DFIG	: D oubly F ed I nduction G enerator,
DFIM	: D oubly F ed I nduction M otor,
BDFIM	: B rushless D oubly- F ed I nduction M achine,
FEM	: F orce E lectromotrice,
SFCDFIM	: S ingle F rame C ascaded D oubly F ed I nduction M achine,
MDASC	: M achine à D ouble A limentation S ans C ollecteur,
MAS	: M achine A synchrone,
AC	: A lternatif C urrent,
MCC	: M achine à C ourant C ontinu,

LISTE DES SYMBOLES

Symbole	Signification	Unité
s, r	: Indices correspondants au stator et au rotor,	
a, b, c	: Indices correspondants aux trois phases (a, b, c),	
d, q	: Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant,	
α, β	: Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator,	
g	: Glissement d'une machine asynchrone,	
f_s, f_r	: Fréquence électrique des grandeurs statoriques et rotoriques,	Hz
f_m	: Fréquence de rotation du rotor,	Hz
θ_s	: Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d),	rad
θ_{rs}	: Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d),	rad
θ_r	: Position angulaire du rotor par rapport au stator,	rad
ω_s, ω_r	: Pulsations électriques statorique et rotorique,	rad/s
ω_m	: Vitesse angulaire de rotation du rotor,	rad/s
R_s, R_r	: Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase,	Ω
M_{ss}	: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,	H
M_{rr}	: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques,	H

M_{sr}	: Les inductances mutuelles entre deux phases statorique et rotorique,	H
M	: Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase statorique et autre rotorique,	H
l_s, l_r	: Inductances propres d'une phase statorique et rotorique,	H
L_s, L_r	: Inductances cycliques statorique et rotorique par phase,	H
L_m	: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor,	H
T_r	: Constante de temps rotorique,	s
T_s	: Constante de temps statorique,	s
σ	: Coefficient de dispersion de Blondel,	
P	: Nombre de pair de pôle,	
F_r	: Coefficient de frottement,	Kg.m ² /s
C_{em}	: Couple électromagnétique,	N.m
C_r	: Couple résistant,	N.m
Ω_m	: Vitesse mécanique du rotor,	tr/min
φ_s, φ_r	: Flux statorique, rotorique,	Wb
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	: Tensions triphasées statoriques,	V
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	: Courants triphasées rotoriques,	V
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	: Courants triphasées statoriques,	A
I_{ar}, I_{br}, I_{cr}	: Courants triphasées rotoriques,	A
P_a	: Puissance active absorbée,	W
P_j	: Pertes joule,	W
P_{em}	: Puissance électromagnétique,	W
P_{mec}	: Pertes mécanique,	W

LISTE DES FIGURES

Chapitre 1

Figure (1.1) : symbole d'une machine asynchrone à double alimentation.	2
Figure (1.2) : Schéma d'une machine asynchrone à rotor bobiné.....	3
Figure (1.3) : Contact glissant bagues-balais d'une MADA	4
Figure (1.4) : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.....	6
Figure (1.5): Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.	7
Figure (1.6) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.....	7
Figure (1.7): Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.	8
Figure (1.8) : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balai.....	8
Figure (1.9) : Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone.	9
Figure (1.10) : Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone.	10
Figure (1.11) : Fonctionnement en mode génératrice hyposynchrone.....	10
Figure (1.12) : Fonctionnement en mode génératrice hypersynchrone.....	11
Figure (1.13) : Modes de fonctionnement de la MADA.....	11

Chapitre 2

Figure (2.1) : Représentation de la structure de principe de la MADA.....	17
Figure (2.2) : Transformation a b c vers d, q de la MADA.	21
Figure (2.3) : Schéma bloc de simulation de la MADA alimentée en tension.....	28
Figure (2.4) : Résultats de simulation de la MADA ($V_r=35$ v, $f_r=3$ Hz, $C_r=25$ Nm).	28
Figure (2.5) : Résultats de simulation de la MADA ($V_r=45$ v, $f_r=3$ Hz, $C_r=25$ Nm).	29
Figure (2.6) : Résultats de simulation de la MADA ($V_r=35$ v, $f_r=3$ Hz, $C_r=10$ Nm).	30
Figure (2.7) : Résultats de simulation de la MADA ($V_r=45$ v, $f_r=0$ Hz, $C_r=25$ N.m).	31
Figure (2.8) : Schéma de l'association MADA onduleur de tension.....	32
Figure (2.9) : Représentation du redresseur triphasé à diodes.	33
Figure (2.10) : Représentation de filtre passe –bas.	34
Figure (2.11) : Schéma de l'onduleur triphasé.....	35
Figure (2.12) : Représentation d'un GTO.	35
Figure (2.13) : Principe de la commande MLI- ST.	38
Figure (2.14) : Schéma bloc de simulation de la MADA avec onduleurs.	38
Figure (2.15) : Résultats de simulation avec deux onduleurs ($V_r=35$ v, $f_r=3$ Hz, $C_r=10$ Nm)....	39

Chapitre 3

Figure (3.1) : Analogie entre la machine à courant continu et la machine asynchrone.	42
---	----

Figure (3.2) : Principe du contrôle vectoriel.....	43
Figure (3.3) : Principe de la commande découplée.....	44
Figure (3.4) : Orientation du repère diphasé d, q selon le flux rotorique.....	47
Figure (3.5) : Schéma de compensation.	50
Figure (3.6) : Schéma de régulation du courant I_{dr}^*	51
Figure (3.7) : Schéma de régulation du courant I_{qr}^*	52
Figure (3.8) : Schéma de régulation de vitesse.....	53
Figure (3.9) : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MADA alimentée en tension.....	54
Figure (3.10) : Résultats de la simulation de la commande vectorielle indirecte d'une MADA sans onduleurs de tension avec réglage classique (PI) et avec charge.....	55
Figure (3.11) : Résultats de la simulation de la commande vectorielle indirecte d'une MADA associé à deux onduleurs de tension à MLI avec réglage classique (Anti-windup) et avec charge.....	56
Figure (3.12) : Résultats de simulation avec une inversion de sens de rotation.	57
Figure (3.13) : Test de robustesse pour une variation de la résistance rotorique.....	58
Figure (3.14) : Test de robustesse pour une variation du moment d'inertie.	58

Chapitre 4

Figure (4.1) : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone..	63
Figure (4.2) : Evolution du vecteur flux statorique.....	65
Figure (4.3) : Comparateur à hystérésis pour flux statorique.	65
Figure (4.4) : Sélection de vecteur tension.....	67
Figure (4.5) : Contrôle du flux par hystérésis.....	71
Figure (4.6) : Correcteur de couple à trois niveaux.	72
Figure (4.7) : Principe de fonctionnement de la table de commutation.	73
Figure (4.8) : Schéma bloc de simulation de la commande direct du couple (DTC) de la MADA.	74
Figure (4.9) : Résultats de la simulation de la commande directe du couple d'une MADA . .	74
Figure (4.10) : Résultats de simulation avec une inversion de sens de rotation.	75
Figure (4.11) : Test de robustesse pour une variation de la charge.	76
Figure (4.12) : Test de robustesse pour une variation de la résistance rotorique.....	77
Figure (4.13) : Test de robustesse pour une variation de la résistance statorique.	78
Figure (4.14) : Test de robustesse pour une variation du moment d'inertie.	79

INTRODUCTION
GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone à rotor bobiné doublement alimentée (MADA) fonctionnant en mode moteur fait l'objet de nos recherches.

Depuis l'ère de l'industrialisation, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit.

Un intérêt de plus en plus croissant est accordé à la machine asynchrone à double alimentation. Cet intérêt est dû aux degrés de liberté qu'elle offre du fait de l'accessibilité de son rotor et donc de la possibilité de l'alimenter par un convertisseur aussi bien du côté du stator que du côté du rotor et un élargissement de la plage de vitesse (hyposynchrone, synchrone, hypersynchrone). Ainsi, notre mémoire est composée de quatre chapitres :

Le premier chapitre aborde l'étude sous une forme assez descriptive. En effet, à travers une étude bibliographique, nous présentons un état de l'art 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. En plus, une classification des différents types de cette machine sera présentée.

Dans le deuxième chapitre, on va modéliser la machine asynchrone à double alimentation en vue de sa commande en utilisant la transformation de Park pour le passage du système triphasé au biphasé suivi par une simulation du modèle dans le repère lié aux champs tournant. Nous présentons la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux et la commande MLI sinus-triangle.

Le chapitre suivant expose l'application du principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (IFOC) à la MADA, cette technique de commande par orientation du flux selon un axe privilégié permet d'assurer un découplage entre le flux et le couple. Le but de cette technique est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit).

Dans le dernier chapitre nous présenterons le principe du contrôle direct du couple (DTC) d'une MADA, les règles d'évolution du couple électromagnétique et du flux statorique sont développées en constituant la base théorique pour mieux contrôler ces deux grandeurs. Nous proposons la stratégie de contrôle ainsi que les tables de commande correspondantes. En fin on présentera les résultats de simulation pour cette commande.

Enfin, nous clôturons notre étude par une conclusion générale.

CHAPITRE 1

Généralités sur la MADA

GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

1.1. INTRODUCTION

Avant d'entamer la modélisation et la simulation de la machine asynchrone doublement alimentée (MADA), un état de l'art des travaux, s'intéressant à cette machine, est effectué.

Pour dresser un état de l'art le plus organisé possible, il est d'abord nécessaire de détailler les différentes appellations d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation et de présenter sa constitution. Ensuite, ce chapitre présente des applications utilisant cette machine.

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime. Ainsi dans cet état de l'art, nous nous intéressons à l'utilisation de la MADA pour fonctionnement moteur où la MADA est alimentée par le réseau triphasé.

1.2. APPELLATIONS ET CONSTITUTION DE LA MADA

Appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie éolienne, ou DFIM (Doubly Fed Induction Motor) pour des applications d'entraînement à vitesse variable, elle peut être qualifiée en français de Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Le schéma de la figure (1.1) représente le symbole d'une MADA. [1]

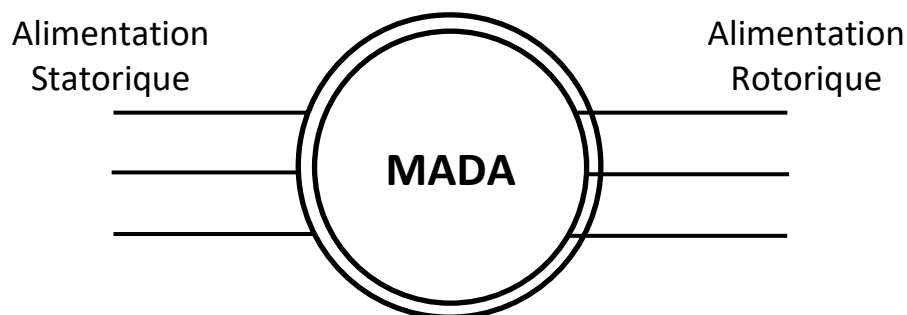


Figure (1.1) : symbole d'une machine asynchrone à double alimentation.

La MADA est considérée comme étant une machine asynchrone à rotor bobiné dont les enroulements statoriques et rotoriques sont reliés à des sources électriques. Cette machine se compose généralement d'un:

1.2.1. Stator

Le stator est constitué d'un empilage de tôles ferromagnétiques présentant des encoches dans lesquelles est logé un bobinage triphasé présentant un nombre de paires de pôles P . Comme le montre la figure (1.2 (a)), le stator de cette machine est identique à celui d'une machine asynchrone à cage.

1.2.2. Rotor

Le rotor de cette machine est de type bobiné. Il est lui aussi composé d'un empilage de tôles et il présente un bobinage triphasé de P paires de pôles. Comme le montre la figure (1.2 (b)). [1]

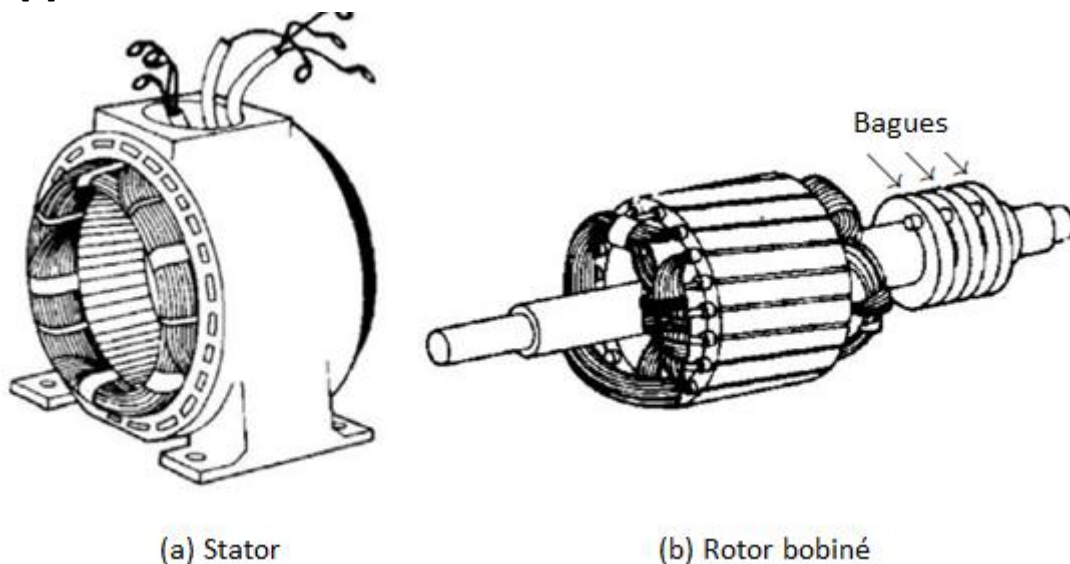


Figure (1.2) : Schéma d'une machine asynchrone à rotor bobiné.

1.2.3. Les contacts électriques glissants

Ils sont nécessaires pour alimenter les enroulements rotoriques. On utilise alors des bagues (généralement en bronze ou en cuivre) solidaires à l'axe du rotor par une entretoise isolante. Elles sont connectées aux extrémités du bobinage rotorique. Le contact glissant est réalisé grâce à trois balais en carbone qui viennent frotter sur les bagues, comme explicité par la photographie de la figure (1.3). A cause de ce système de contact glissant, la MADA présente l'inconvénient de nécessiter une maintenance plus régulière que pour une machine asynchrone à cage. En effet, les balais doivent frotter sur les bagues pour réaliser le contact électrique entre ces deux pièces. Mais le frottement entre deux pièces provoque de

l'échauffement mais surtout de l'usure. Généralement, les balais sont constitués d'une matière (graphite) moins dure que les bagues, ce sont donc eux qu'il faut remplacer quand leur usure devient importante. C'est donc un inconvénient important pour ce type de MADA, mais l'utilisation des machines asynchrones à double alimentation sans balai (Brushless Doubly-Fed Induction Machine) permet d'avoir une maintenance moins fréquente. [1]



(a) Bagues en cuivre

(b) Balais et porte balais

Figure (1.3) : Contact glissant bagues-balais d'une MADA.

1.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La MADA est une machine asynchrone à rotor bobiné avec l'enroulement du stator connecté directement au réseau et le rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants. Celui-ci est connecté au réseau par l'intermédiaire d'une interface d'électronique de puissance. [2], [3]

Une fois le stator de la machine connecté au réseau électrique, un flux magnétique apparaît au stator. Ce flux dépend de la réluctance du circuit magnétique, du nombre de spires dans le bobinage et du courant statorique. Lors de la rotation, le flux magnétique généré par le stator crée des forces électromotrices (FEM) dans les enroulements rotoriques.

Dans le cas où le nombre de paires de pôles du stator et du rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor est définie par:

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r = p\Omega_m \quad (1.1)$$

Avec:

Ω_m Est la vitesse mécanique du rotor;

« ω_s » et « ω_r » désigne les pulsations statoriques et rotoriques respectivement;

p est le nombre de paires de pôle.

Le signe moins (-) dans l'équation (1.1) signifie que le champ tournant créé par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor; c'est-à-dire que machine fonctionne en régime hypo synchrone ($\omega_m < \omega_s$).

Le signe plus (+) signifie que les champs tournant créés par les enroulements du stator et du rotor tournent dans des sens opposés; c'est-à-dire que la machine fonctionne en régime hyper synchrone ($\omega_m > \omega_s$). [2], [3], [4]

D' autre part, la relation qui relie la fréquence du stator et celle du rotor est donnée par:

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

Avec f_m : fréquence de rotation du rotor.

Dans ce cas le glissement est défini par:

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

D'après cette équation on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement de la MADA [5] :

➤ **Stationnaire ($g=1$)** : le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s ; par conséquent, le rotor est siège d'une (FEM) induite avec une fréquence f_r identique à f_s . Dans ce cas, la MADA se comporte simplement comme un transformateur.

➤ **Hyposynchrone ($0 < g < 1$)**: En tournant le rotor dans la direction du flux statorique, la fréquence f_r du rotor va commencer à décroître. Plus la vitesse du rotor s'approche de celle de synchronisme, plus f_r tend vers 0, de même la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible pour une vitesse du synchronisme.

➤ **Synchrone ($g=0$)** : Lorsque la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, le rotor tourne avec la même vitesse que celle du flux statorique; par conséquent il n'y a aucune tension induite dans les enroulements rotoriques.

➤ **Hypersynchrone ($g < 0$)**: Par d'avantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative selon les équations (1.2) et (1.3). Cette valeur négative signifie que l'ordre de succession de phase du rotor « ar, br, cr » s'inverse. 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.

1.4. REGIME DE FONCTIONNEMENT

Cette machine est aussi qualifiée de machine **généralisée**. En effet, en fonction de son alimentation électrique, son fonctionnement peut s'apparenter à un fonctionnement d'autres machines usuelles. [1]

1.4.1. Machine asynchrone à cage

Si les enroulements rotoriques de la MADA sont court-circuités, son fonctionnement s'apparente alors à celui d'une Machine asynchrone à cage.

1.4.2. Machine synchrone

Si le rotor de la MADA est le siège d'un flux constant, alors son fonctionnement est du même type que celui d'une machine synchrone à inducteur bobiné (à pôles lisses).

1.4.3. Machine à courant continu

C'est le cas dual du cas précédent. Si on considère que le stator de la MADA est le siège d'un flux constant, alors son fonctionnement peut s'apparenter au fonctionnement d'une machine à courant continu dont le collecteur mécanique serait remplacé par un collecteur électronique (onduleur).

On remarque alors qu'en fonction de son alimentation et de sa configuration électrique, le fonctionnement d'une machine asynchrone à rotor bobiné peut s'apparenter au fonctionnement de bien d'autres machines. C'est pour cela que l'on qualifie cette machine de **machine généralisée**. [1]

1.5. CLASSIFICATION DE LA MADA

Selon la conception du rotor, plusieurs types de MADA ont été envisagés. On va décrire les plus utilisés dans l'industrie.

1.5.1. Machine à double alimentation simple

La machine asynchrone à double alimentation à rotor bobiné est composée, comme toute machine à courant alternatif, d'un stator et d'un rotor. Le stator est identique à celui d'une machine asynchrone classique. Le rotor est constitué d'enroulements triphasés connectés en étoile dont les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants. Le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de telle sorte que le glissement de la machine peut être contrôlé. [6], [7]

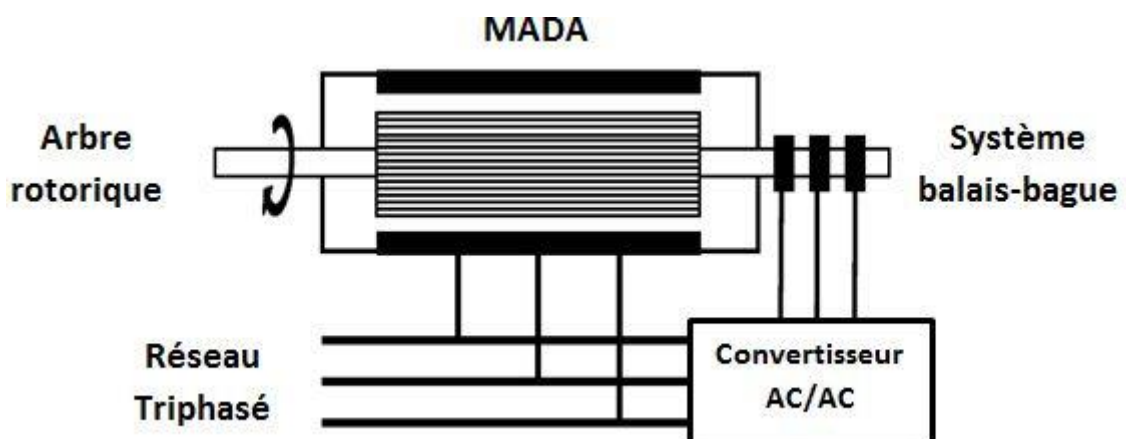


Figure (1.4) : Schéma de principe de la machine à double alimentation simple.

1.5.2. Machine asynchrone à double alimentation en cascade

La structure de la MADA en cascade est définie par deux machines asynchrones dont les rotors sont couplés électriquement et mécaniquement. Cette structure permet d'avoir un système à double alimentation coté stator. Les enroulements statoriques sont reliés à deux sources de tension triphasées. [11], [12]

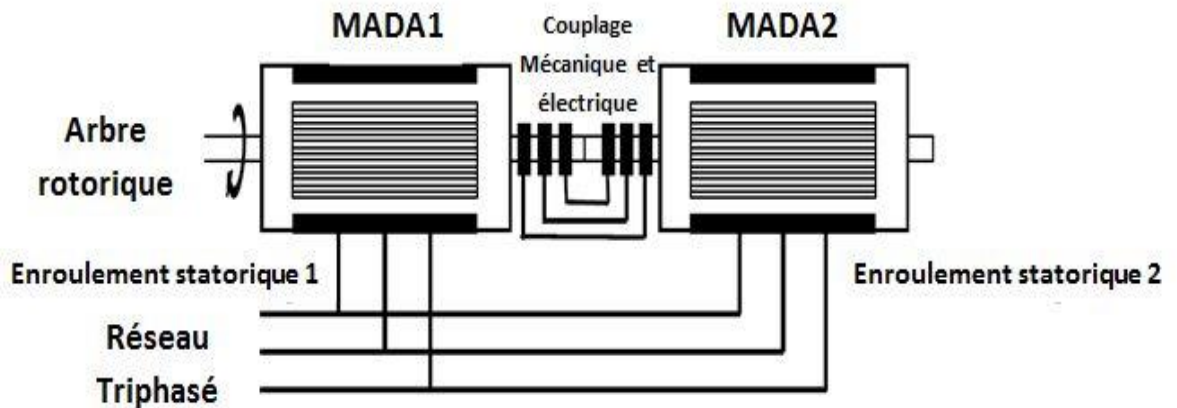


Figure (1.5) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade.

1.5.3. Machine asynchrone à double alimentation cascadée à un repère

Il s'agit de deux machines asynchrones à cage dont l'axe rotorique des deux machines est identique. Les barres rotoriques sont croisées entre les deux machines. Une machine à son stator relié au réseau, l'autre à un onduleur (Single Frame Cascaded Doubly Fed Induction Machine). [9], [10]

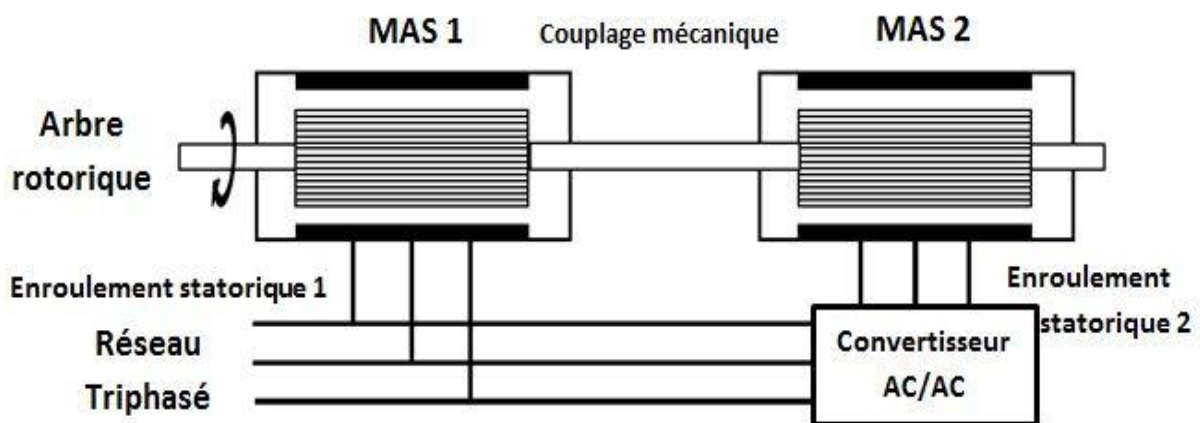


Figure (1.6) : Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade à un repère.

1.5.4. Machine asynchrone à double alimentation sans collecteur

Cette machine est très proche de la précédente, sauf que cette fois ci les deux enroulements statoriques sont prolongés dans un seul stator. L'un des deux enroulements est alimenté directement par le réseau et l'autre par un convertisseur AC/AC. Ce type de

machine est constitué de deux enroulements statoriques ayant des nombres de paires de pôles différents ; ainsi que celui du rotor doit être la somme de ces deux nombres de paires de pôles.[10]

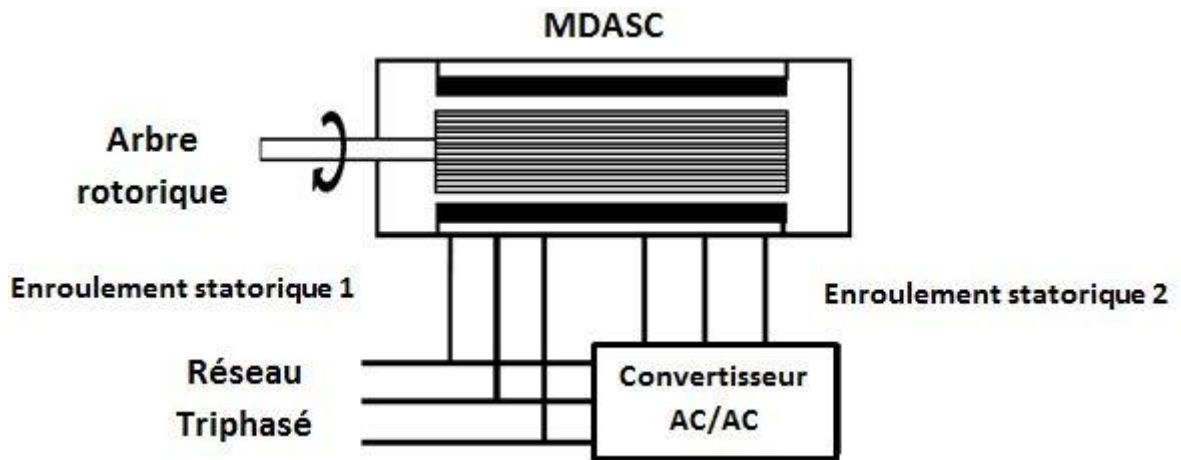


Figure (1.7) : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans collecteur.

1.5.5. Machine à double alimentation sans balai

Le schéma de montage est montré dans la figure (1.8) où deux machines à rotor bobiné ont été calées sur le même axe. Les enroulements statoriques des deux machines sont reliés au réseau, alors que les enroulements rotoriques sont interconnectés entre eux et par conséquent les bagues sont de facto éliminées. La puissance de glissement de la première machine est donc employée pour exciter la deuxième machine. [7]

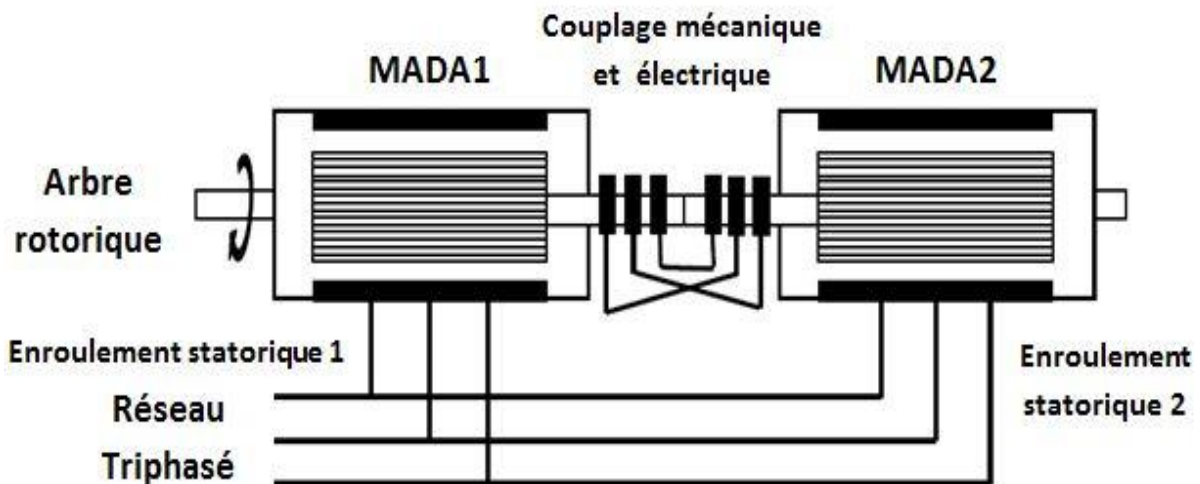


Figure (1.8) : Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balai.

1.6. MODE DE FONCTIONNEMENT

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. [8]

1.6.1. Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone

Dans ce mode de fonctionnement le stator est connecté au réseau et la puissance de glissement transite par le rotor pour la réinjecter au réseau (Figure I.9). Cette puissance est dissipée en pertes Joule dans le cas des machines asynchrones à cage. Le champ tournant créé par les enroulements rotoriques est dans le même sens que le champ statorique. [6] [11]

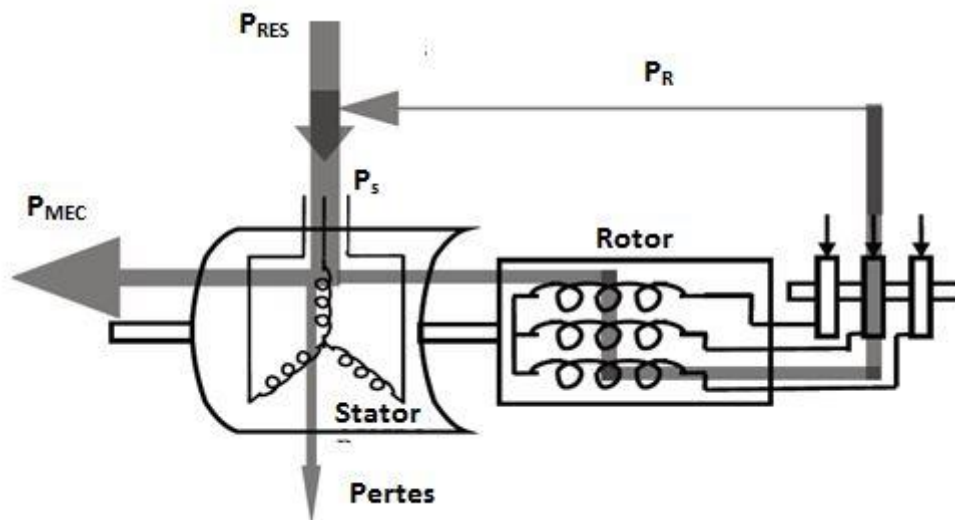


Figure (1.9) : Fonctionnement en mode moteur hyposynchrone.

1.6.2. Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone

Dans ce mode de fonctionnement le stator est alimenté par le réseau et la puissance de glissement est fournie par le réseau au rotor via les convertisseurs statiques afin de la convertir en puissance mécanique. Le champ tournant induit par les enroulements rotoriques est en opposition de phase avec celui du stator car la vitesse devient plus grande que la vitesse de synchronisme. La machine asynchrone classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement. [6], [11]

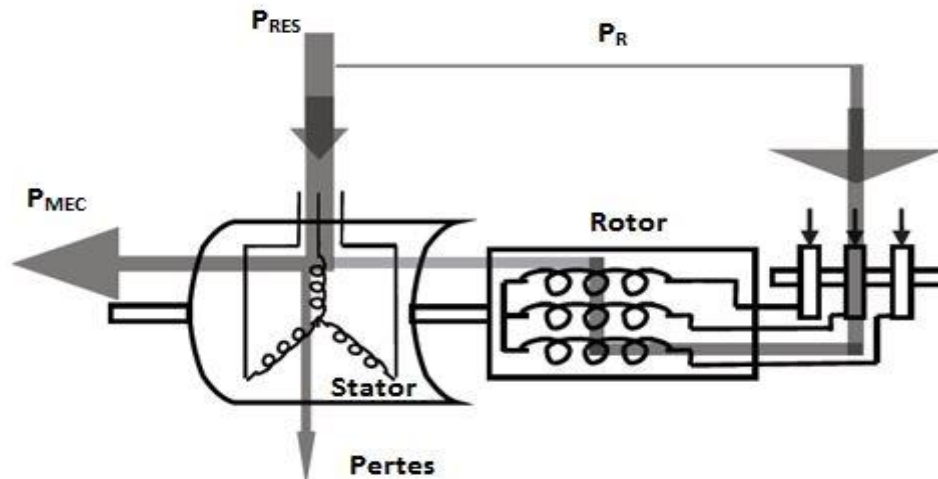


Figure (1.10) : Fonctionnement en mode moteur hypersynchrone.

1.6.3. Fonctionnement en mode génératrice hyposynchrone

Dans ce mode de fonctionnement, la puissance est fournie au réseau par le stator tout comme et la puissance de glissement est aussi fournie par le stator. La machine asynchrone classique ne peut pas avoir ce mode de fonctionnement. [11]

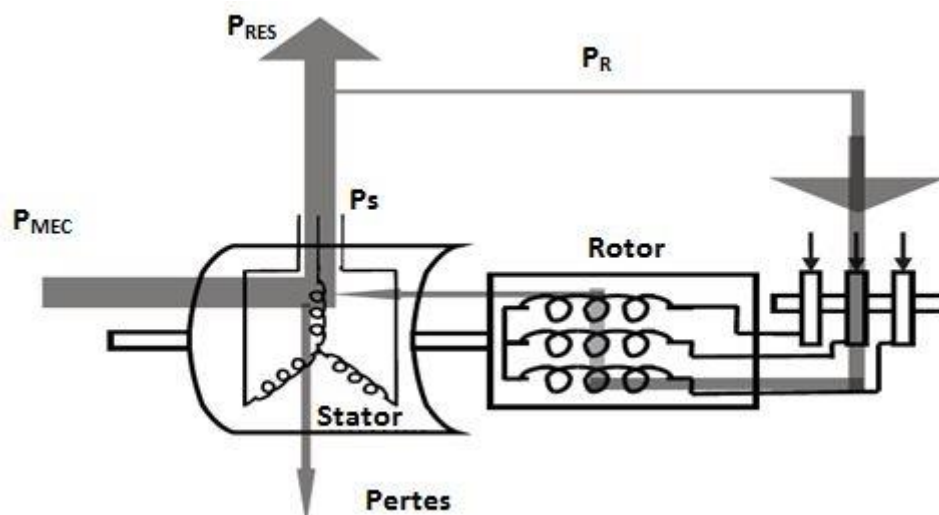


Figure (1.11) : Fonctionnement en mode génératrice hyposynchrone.

1.6.4. Fonctionnement en mode génératrice hypersynchrone

Dans ce mode de fonctionnement la totalité de la puissance mécanique fournie à la machine est transmise au réseau, comme le montre la figure (1.12), la puissance est fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est réinjectée par le rotor. [6], [11]

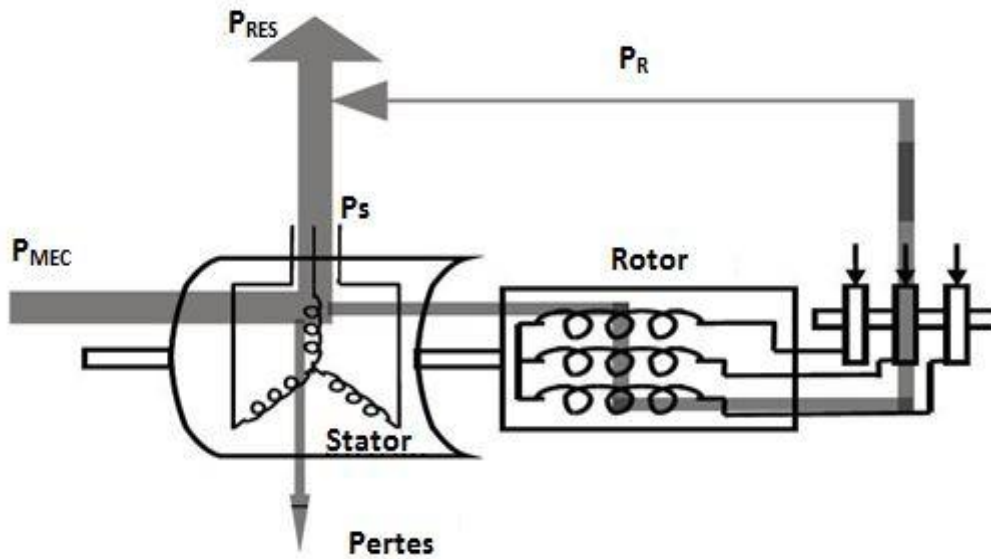


Figure (1.12) : Fonctionnement en mode génératrice hypersynchrone.

On peut résumer ces différents modes dans le tableau suivant :

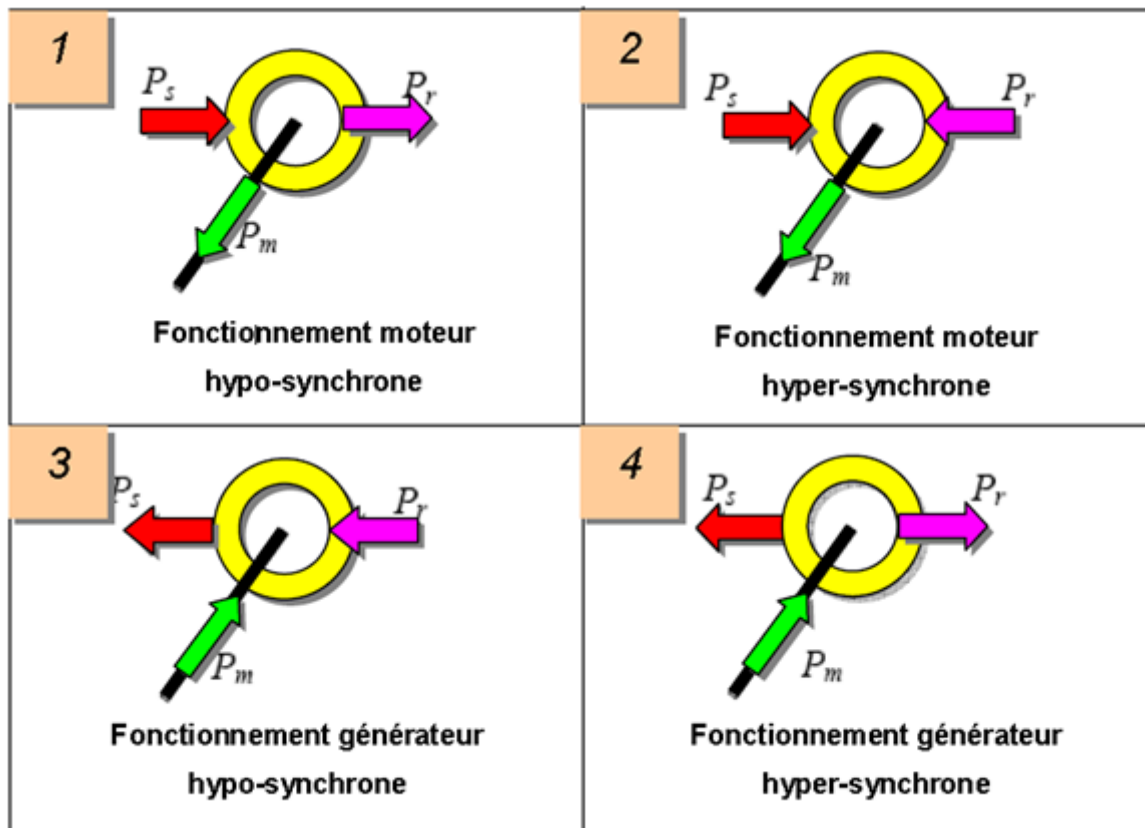


Figure (1.13) : Modes de fonctionnement de la MADA.

1.7. METHODES DE VARIATION DE LA VITESSE

La variation de la vitesse des moteurs asynchrones est assez difficile mais avec l'apparition de l'électronique de puissance, celle-ci est devenue plus facile. Les méthodes de variation de la vitesse agissent sur Le stator et Le rotor.

1.7.1. Coté stator [7]

❖ Par modification du nombre de paires de pôles P

En utilisant la relation $\left(\frac{\omega}{p}\right)$ on modifie le nombre de paires de pôles P par commutation sans modifier l'implantation des bobinages, la commutation du nombre de paires de pôles du stator peut être assurée de la façon suivante :

- Monter dans le stator un seul enroulement et changer le nombre de paires de pôles par commutation correspondante des parties de cet enroulement.
- Monter dans le stator deux enroulements indépendants l'un de l'autre.
- Monter dans le stator deux enroulements avec commutation du nombre de pôles de chacun d'eux.

Si le rotor est à cage, on se limite à une division ou à une multiplication par la vitesse, si le moteur est à rotor bobiné, il faut changer le nombre de paire de pôle simultanément dans le stator et dans le rotor, ce qui rend la construction du rotor compliquée. Cette méthode n'a pas beaucoup d'intérêt, car la variation est brusque.

❖ Changement de la tension appliquée au moteur

On sait que le couple est proportionnel au carré de la tension, ceci implique une variation de la vitesse, cette dernière par variation de la tension primaire a une importance secondaire car elle ne permet pas d'assurer le réglage dans de large plage et puis elle n'est pas économique.

❖ Changement de la fréquence du réseau

Quel que soit la charge, la vitesse d'un moteur dépend fortement de la fréquence du réseau d'alimentation. On distingue deux méthodes d'action sur fréquence:

➤ Variation de la fréquence à tension fixe

La diminution du flux et la saturation des machines électriques sont des problèmes liés aux variations de la fréquence. Lorsque la fréquence f_s augmente, le flux diminue et entraîne une diminution du couple maximale.

➤ Variation de fréquence à $\frac{V_s}{f_s}$ constante

Dans les régimes des sous vitesses il faut maintenir le flux constant pour cette raison on utilise la loi à $\frac{V_s}{f_s}$. Ce mode de variation de vitesse n'est possible que lorsque le moteur est alimenté par une installation spéciale.

1.7.2. Coté rotor [1]

❖ Variation de vitesse par variation des résistances rotoriques

L'insertion d'un rhéostat au circuit rotorique nous permet de varier la résistance rotorique. Ceci entraîne une variation de vitesse cette variation est possible lorsqu'il s'agit des moteurs à bagues.

❖ Les cascades

Avec un moteur à rotor bobiné, on a la possibilité de faire varier le glissement en modifiant la résistance rotorique, si l'on utilise pour cela un rhéostat, on dissipe en pure perte de l'énergie active et on abaisse d'une façon inacceptable le rendement, pour que le procédé soit fiable il faut faire appel à un circuit actif qui permet la récupération de l'énergie correspondante en la réinjectant dans le réseau. [12]

➤ Sur le rotor du moteur asynchrone à rotor bobiné par l'intermédiaire d'un moteur à courant continu (récupération mécanique).

➤ Au réseau à l'aide d'un convertisseur de fréquence, (Cascade hypo-synchrone ou système de KRAMER).

1.8. APPLICATION DES MACHINES ASYNCHRONES A DOUBLE ALIMENTATION

La machine asynchrone doublement alimentée est utilisée dans diverses applications soit en mode moteur ou en mode générateur. Nous citerons, dans ce qui suit, les applications les plus envisagées dans l'industrie.

1.8.1. Application moteur

La MADA représente une nouvelle solution dans le domaine des entraînements de forte puissance, notamment ceux exigeant un large domaine de fonctionnement étendu à puissance constante et une grande plage de variation de la vitesse comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime. [13]

1.8.2. Application génératrice

Grâce à sa capacité de fonctionner dans une large gamme de vitesses, la MADA est devenue la solution adaptée pour l'énergie éolienne. L'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet d'avoir des tensions statoriques à fréquence et amplitude fixes quel que soit la vitesse de rotation de son arbre. Ce fonctionnement présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée : [6]

- Génération des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.

- Eoliennes ou turbines marémotrices à vitesse variable.
- Groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

1.9. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA

La machine asynchrone à double alimentation réunit les avantages de la machine synchrone et de la machine asynchrone en plus les avantages envisagés grâce à sa double alimentation. D'autre part, comme toutes les autres machines électriques, la MADA a des inconvénients qu'on va citer ci-dessous.

1.9.1. Avantages de la MADA [14], [6]

- L'accès au rotor offre la possibilité de contrôler les grandeurs électriques du rotor (courant et tension), ce qui donne une grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique.
- La possibilité de fonctionner à couple constant au-delà de la vitesse de synchronisme.
- La configuration dont les deux convertisseurs alimentant la machine permettent de fonctionner en régime dégradé (l'un des deux onduleurs tombe en panne).
- En fonctionnement moteur, la solution avec deux convertisseurs alimentant la machine nous permet d'assurer un partage du courant magnétisant entre les deux armatures ainsi que la puissance mécanique fournie à la charge.
- La double alimentation permet de réduire les dimensions des convertisseurs statiques, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmentant son rendement.
- Transfert bidirectionnel de la puissance rotorique.
- Le fonctionnement en hypo ou hypersynchronisme offre une large plage de variation de la vitesse.
- La MADA réunit les avantages de la machine synchrone et de la machine asynchrone, à savoir :
 - Fonctionnement à vitesse de rotation variable.
 - Régulation découplée des puissances active et réactive.

1.9.2. Inconvénients de la MADA [14], [6]

- Machine plus volumineuse que celle de la machine asynchrone classique, généralement elle est plus longue à cause des balais.
- Utilisation d'un nombre de convertisseurs statiques plus que ceux utilisés dans la machine classique.
- Le coût total de la machine est plus important par rapport aux autres machines électriques.

1.10. CONCLUSION

La machine à double alimentation offre des avantages remarquables, ce qui permet à cette dernière de trouver un domaine d'application très vaste.

Dans ce chapitre un aperçu général sur les machines asynchrones à double alimentations et leurs applications ont été donnés ainsi que les différents types de fonctionnement. De même que le principe et les régimes de fonctionnement de cette dernière.

La maîtrise et la compréhension du comportement de ce type des machines passent obligatoirement par une étude de la modélisation, qui est l'objectif du chapitre suivant.

CHAPITRE 2

Modélisation de l'association onduleur- MADA

Modélisation de l'association onduleur-MADA

2.1. INTRODUCTION

L'étude du comportement d'un système est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. Nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel de ce système.

Dans ce chapitre on va présenter la modélisation de machine asynchrone à double alimentation. Nous débuterons par la mise en équation de la MADA dans le référentiel triphasé que l'on notera (A, B, C). Nous réduirons l'ordre du système par la transformation de Park. Cette transformation nous permettra de donner un nouveau modèle de la MADA dans le référentiel biphasé de Park noté usuellement (d, q).

Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension et leur commande MLI de type sinus triangle.

Une série de simulations réalisées à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK a été envisagée, nous donnerons les résultats de simulation de la MADA directement par le réseau triphasé, puis par un onduleur de tension.

2.2. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Pour simplifier l'étude de la MADA idéalisée, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes :

- La parfaite symétrie de la machine tant magnétique qu'électrique.
- Les forces magnétomotrices créées par chaque phase du stator ou du rotor ont une répartition sinusoïdale.
- L'effet de la variation de la température des résistances statorique et rotorique est négligeable.
- L'effet de peau est négligeable.
- L'entrefer constant.
- Le circuit magnétique non saturé et la perméabilité constante.
- Les pertes ferromagnétiques négligeables.

2.3. DESCRIPTION [16]

La MADA est représentée sur la figure (2.1) par ces six enroulements dans l'espace électrique. (as, bs, cs) sont les enroulements statoriques et (ar, br, cr) les enroulements rotoriques.

L'angle θ repère de décalage de l'axe de la phase rotorique par rapport à l'axe fixe de la phase statorique.

Nous supposons que le stator et le rotor de la machine sont alimentés par un système de tensions sinusoïdales triphasé direct de pulsation ω_s et d'amplitude V_s pour le stator et ω_r et V_r pour le rotor.

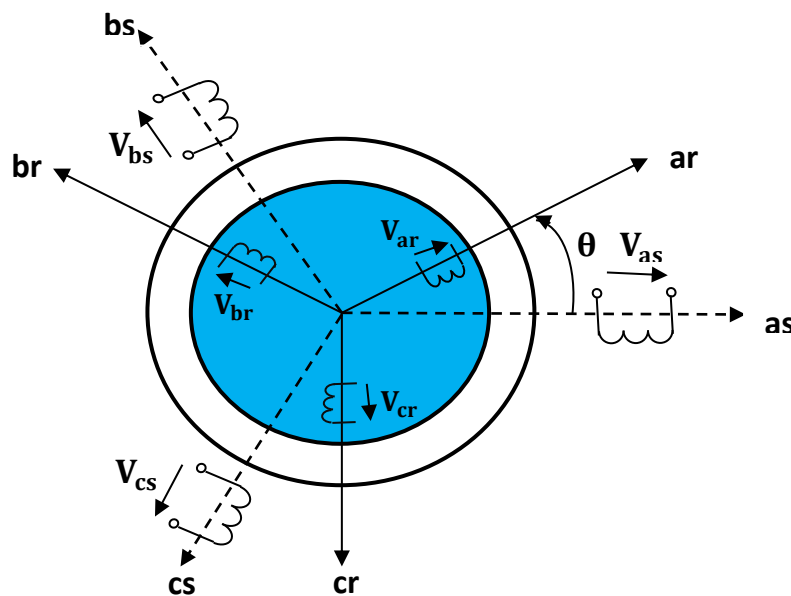


Figure (2.1) : Représentation de la structure de principe de la MADA.

2.4. EQUATIONS ELECTRIQUES DE LA MADA DANS LE REPERE TRIPHASÉ

D'une manière générale les équations régissant le fonctionnement électrique de la machine en fonction du flux, du courant I , de la tension V , des inductances L , et des résistances R , selon la loi de Faraday permettant d'écrire [16] :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt}[\varphi] \quad (2.1)$$

$$[\varphi] = [L]. [I] \quad (2.2)$$

2.4.1. Equations des tensions

Dans les conditions précédentes les équations sous forme matricielle s'écrivent comme suit :

Pour le stator:

L'écriture matricielle condensée:

$$[V_{abc\ s}] = [R_s][I_{abc\ s}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc\ s}] \quad (2.3)$$

Donc on a:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

De même pour le rotor:

$$[V_{abc\ r}] = [R_r][I_{abc\ r}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{abc\ r}] \quad (2.5)$$

Donc on a:

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Où :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

2.4.2. Equations magnétiques

Les équations magnétiques sous forme matricielle sont données par les expressions suivantes :

Au stator:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Au rotor:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + [M_{sr}]^T \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Où:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & l_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_{rr} & M_{rr} \\ M_{rr} & l_r & M_{rr} \\ M_{rr} & M_{rr} & l_r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$[M_{sr}(\theta)] = [M_{rs}(\theta)]^T = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Cette dernière matrice est nommée inductance mutuelle entre le rotor et le stator, avec θ représente l'écart angulaire entre les axes de ces dernières.

En remplaçant les relations (2.8) et (2.9) dans, respectivement les relations (2.3) et (2.5), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_{abc s}] = [R_s][I_{abc s}] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_{abc s}] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}][I_{abc r}]) \quad (2.12)$$

$$[V_{abc r}] = [R_r][I_{abc r}] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_{abc r}] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^T [I_{abc s}]) \quad (2.13)$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables ((2.12) et (2.13)). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste valable pour la machine réelle.

2.4.3. Equation mécanique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = P [I_s]^T \frac{d}{dt} [M_{rs}(\theta)] [I_r] \quad (2.14)$$

L'équation dynamique est donnée par :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_m = C_{em} - C_r - F_r \Omega_m \quad (2.15)$$

2.5. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION DANS LE PLAN

(dq):

2.5.1. Transformation de Concordia [16]

La transformation de Concordia est une transformation triphasée-Biphasée normée, dont les matrices de transformations sont définies par:

$$[T_{23}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{bmatrix} = [T_{23}] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [T_{32}] \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

2.5.2. Transformation de Park

Cette transformation permet de réduire la complexité du système. La position du repère peut être fixée par rapport aux trois référentiels.

- Champ tournants
- Stator
- Rotor

La transformation de Park est obtenue à partir d'une matrice unique (3*3) données par:

$$[T(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Et pour la transformation inverse on utilise la matrice $[T(\theta)]^{-1}$

$$[T(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

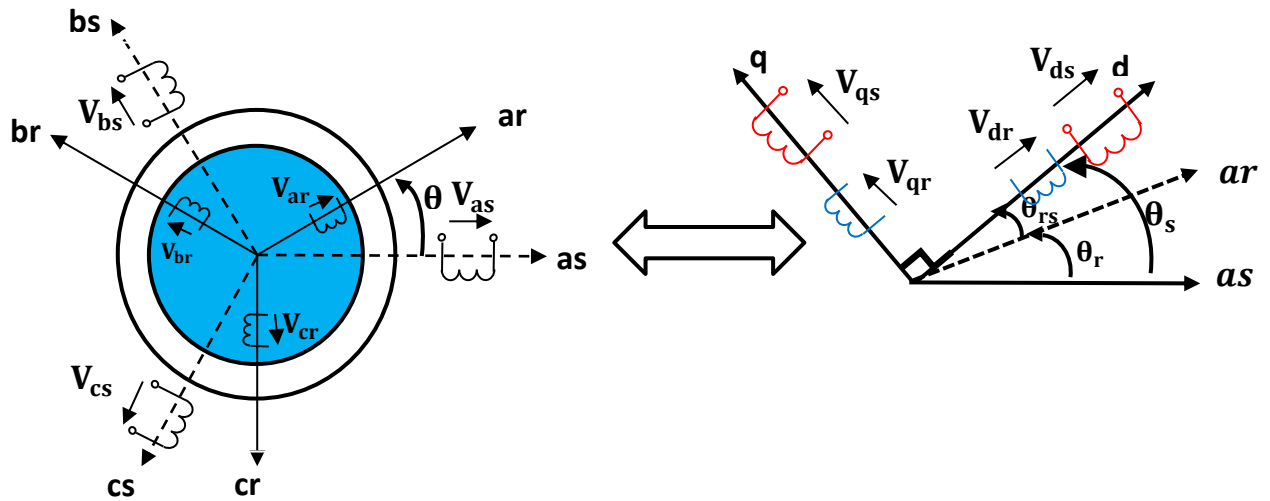


Figure (2.2) : Transformation (a, b, c) vers (d, q) de la MADA.

Le changement de variables relatifs aux courants, tensions et flux est défini par la transformation (2.20) :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}_y = [T(\theta_y)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}_y \quad (2.20)$$

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

- o: indice de l'axe homopolaire.
- d: indice de l'axe direct.
- q: indice de l'axe en quadrature.
- y=s ou rs (s: stator, rs: rotor)

Et inversement :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}_y = [T(\theta_y)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}_y \quad (2.21)$$

2.5.3. Application aux équations des tensions

Appliquons la transformation de Park à l'expression (2.12) et en multipliant les deux membres de l'égalité $[T(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{dq s}] = [R_s][I_{dq s}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{dq s}] + [T(\theta_s)] \frac{d}{dt}([T(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{dq s}]) \quad (2.22)$$

Après un calcul direct nous obtenons:

$$[T(\theta_s)] \frac{d}{dt}([T(\theta_s)]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

L'expression (2.22) devient alors :

$$[V_{dq s}] = [R_s][I_{dq s}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{dq s}] + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{dq s}] \quad (2.24)$$

Ou encore:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_{rs}}{dt} \\ \frac{d\theta_{rs}}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

2.5.4. Application aux équations des flux [16]

Appliquons la transformation de Park à l'expression (2.8) et (2.9):

$$[\varphi_{dq s}] = [T(\theta_s)][\varphi_{abc s}] \quad \text{et} \quad [\varphi_{dq r}] = [T(\theta_{rs})][\varphi_{abc r}] \quad (2.27)$$

En développons les expressions de flux nous obtenons:

Au stator:

$$[\varphi_{dq s}] = [T(\theta_s)]([L_s][I_{abc s}] + [M_{sr}][I_{abc r}]) \quad (2.28)$$

Au rotor:

$$[\varphi_{dq r}] = [T(\theta_{rs})]([L_r][I_{abc r}] + [M_{sr}][I_{abc s}]) \quad (2.29)$$

Soit:

$$[T(\theta_s)]^{-1}[\varphi_{dq s}] = [L_s][T(\theta_s)]^{-1}[I_{dq s}] + [M_{sr}][T(\theta_{rs})]^{-1}[I_{dq r}] \quad (2.30)$$

$$[\varphi_{dq s}] = [T(\theta_s)][L_s][T(\theta_s)]^{-1}[I_{dq s}] + [T(\theta_s)][M_{sr}][T(\theta_{rs})]^{-1}[I_{dq r}] \quad (2.31)$$

Un long calcul et fastidieux aboutit à la relation matricielle entre les vecteurs flux et courant d'axes d,q:

$$[T(\theta_s)][L_s][T(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} l_s - M_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & l_s - M_{ss} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$[T(\theta_s)][M_{sr}][T(\theta_{rs})]^{-1} = \frac{3}{2} [M_{sr}] \begin{bmatrix} \cos(\theta_s - \theta_r - \theta_{rs}) & \sin(\theta_s - \theta_r - \theta_{rs}) & 0 \\ -\sin(\theta_s - \theta_r - \theta_{rs}) & \cos(\theta_s - \theta_r - \theta_{rs}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Or, d'après l'égalité $\theta_{rs} + \theta_r = \theta_s$ nous pouvons écrire:

$$[T(\theta_s)][M_{sr}][T(\theta_s)]^{-1} = \frac{3}{2} [M_{sr}] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

On constate:

D'une part, que la transformation de Park rend les coefficients de la matrice de l'inductance cycliques:

$L_s = l_s - M_s$ Inductance cyclique statorique.

$L_m = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{rs}$ Inductance cyclique Mutuelle entre rotor-stator.

L'expression devient alors:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, en introduisant l'inductance cyclique:

$L_r = l_r - M_r$ Inductance cyclique rotorique.

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

2.6. CHOIX DU REFERENTIEL [7] [16]

Jusqu'ici, on a exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq faisant un angle θ_s avec le stator et un angle θ_{rs} avec le rotor, 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 référentiel (dq) :

2.6.1. Référentiel lié au stator

Caractérisé par: $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $\frac{d\theta_{rs}}{dt} = -\omega_r$

Repère d'axes dq fixe lié au stator ou repère stationnaire ($\theta_s = 0$). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.

Ce référentiel est souvent utilisé pour l'étude de démarrage et de freinage (dynamique) des machines asynchrones.

2.6.2. Référentiel lié au rotor

Caractérisé par : $\frac{d\theta_{rs}}{dt} = 0$ et $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r$

Ce référentiel est souvent utilisé pour la simulation des régimes transitoires des machines.

2.6.3. Référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par : $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$ et $\frac{d\theta_{rs}}{dt} = \omega_{rs} = \omega_s - \omega_r = \omega_s - p\Omega_m$

Dans ce repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont connues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors de l'étude de la commande d'une machine.

Le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de Park lié au champ tournant comme suit :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \quad (2.37)$$

Au rotor:

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.38)$$

Ceux des flux totaux ayant pour valeur:

Pour le stator:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (2.39)$$

Pour le rotor:

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (2.40)$$

2.7. EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Parmi les différentes méthodes qui nous permettent d'exprimer l'équation du couple électromagnétique, deux méthodes sont distinguées. La méthode des travaux virtuels [15], et la méthode du bilan des puissances instantanées.

Nous allons utiliser la méthode du bilan des puissances instantanées pour déterminer l'expression du couple électromagnétique. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques est donnée par :

$$P_e = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} + V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr} \quad (2.41)$$

La puissance instantanée peut se décomposer en trois termes : puissance dissipée en pertes joule, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique. [16] [17]

$$P_a = P_J + P_{em} + P_{mec} \quad (2.42)$$

Où :

$$P_j = R_s(I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_r(I_{dr}^2 + I_{qr}^2) \quad (2.43)$$

$$P_{em} = I_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + I_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + I_{dr} \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + I_{qr} \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \quad (2.44)$$

$$P_{mec} = \omega_m (I_{dr} \varphi_{qr} - I_{qr} \varphi_{dr}) \quad (2.45)$$

En tenant compte des expressions (2.40) et (2.45) et en utilisant la relation entre la puissance mécanique et le couple électromagnétique suivante :

$$C_{em} = \frac{P_{mec}}{\Omega_m} = p \frac{P_{mec}}{\omega_m} \quad (2.46)$$

Nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \cdot (I_{qs} \varphi_{dr} - I_{ds} \varphi_{qr}) \quad (2.47)$$

Ainsi grâce à cette dernière, nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_{qs} I_{dr} - \varphi_{ds} I_{qr}) ; \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot L_m (I_{dr} I_{qs} - I_{qr} I_{ds}) ; \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (I_{dr} \varphi_{qs} - I_{qr} \varphi_{ds}) ; \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (I_{qs} \varphi_{dr} - I_{ds} \varphi_{qr}) ; \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{(1-\sigma)}{L_m} (\varphi_{dr} \varphi_{qs} - \varphi_{qr} \varphi_{ds}) ; \end{array} \right. \quad (2.48)$$

2.8. MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT

Dans ce cas, nous considérons les flux rotorique ($\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$) et les courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}) comme variable d'état, et les tensions ($V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}$) comme variables de commande, on a donc:

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \\ Y = C \cdot X + D \cdot U \end{cases}$$

Avec :

$$X = [I_{ds} \ I_{qs} \ \varphi_{dr} \ \varphi_{qr}]^T$$

$$U = [V_{ds} \ V_{qs} \ V_{dr} \ V_{qr}]^T$$

Après le calcul, nous aboutissons au système suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} I_{ds} = -\left(\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1}{T_r \cdot \sigma} \cdot \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s}\right) \cdot I_{ds} + \omega_s \cdot I_{qs} + \left(\frac{1}{T_r \cdot \sigma} \cdot \frac{L_m}{L_r \cdot L_s}\right) \cdot \varphi_{dr} + \left(\frac{L_m \cdot \omega_s - L_m \cdot \omega_{sl}}{L_r \cdot L_s \sigma}\right) \cdot \varphi_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} \cdot V_{ds} - \frac{L_m}{L_r \cdot L_s \sigma} V_{dr} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} = -\omega_s \cdot I_{ds} - \left(\frac{R_s}{L_s \sigma} + \frac{1}{T_r \cdot \sigma} \cdot \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s}\right) \cdot I_{qs} - \left(\frac{L_m \cdot \omega_s - L_m \cdot \omega_{sl}}{L_r \cdot L_s \sigma}\right) \cdot \varphi_{dr} + \left(\frac{1}{T_r \cdot \sigma} \cdot \frac{L_m}{L_r \cdot L_s}\right) \cdot \varphi_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} \cdot V_{qs} - \frac{L_m}{L_r \cdot L_s \sigma} V_{qr} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{ds} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{qr} + V_{dr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{dr} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{qr} + V_{qr} \\ \frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \cdot (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) - C_r - F_r \cdot \Omega_m \right] \end{array} \right.$$

Où : $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$ est le facteur de dispersion.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante du temps rotorique.

Le système d'équations sous forme matricielle est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} \\ \dot{\varphi}_{qr} \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + [B] \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}; \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}; \quad K = \left[\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \right]; \quad \lambda = \left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma T_r L_s L_r} \right]$$

$$A = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{K}{T_r} & \omega_r K \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega_r K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & (\omega_s - \omega_r) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -K & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -K \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

2.9. SIMULATION DE LA MADA

Afin de simuler notre machine, on a fait appel au logiciel MATLAB/SIMULIK. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A.

Le schéma bloc de la MADA est donné comme :

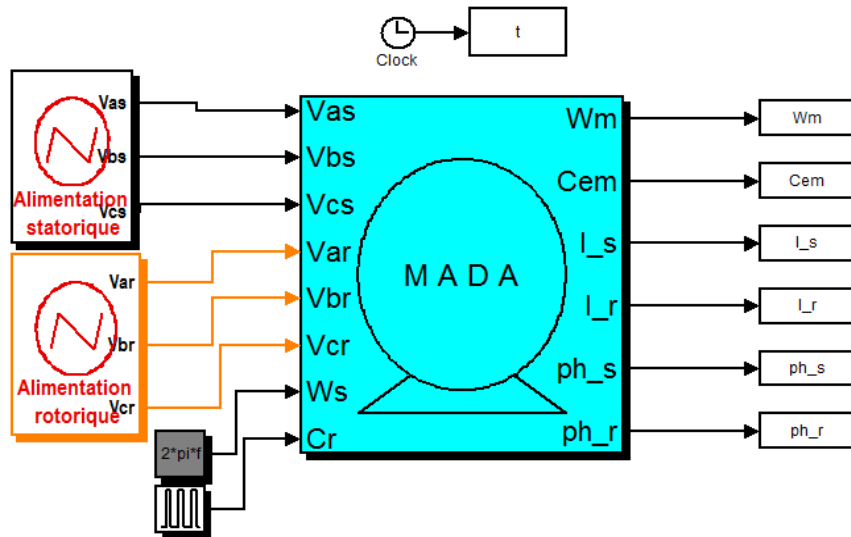


Figure (2.3) : Schéma bloc de simulation de la MADA alimentée en tension.

2.10. RESULTATS DE SIMULATION

❖ Fonctionnement en mode hypo synchrone

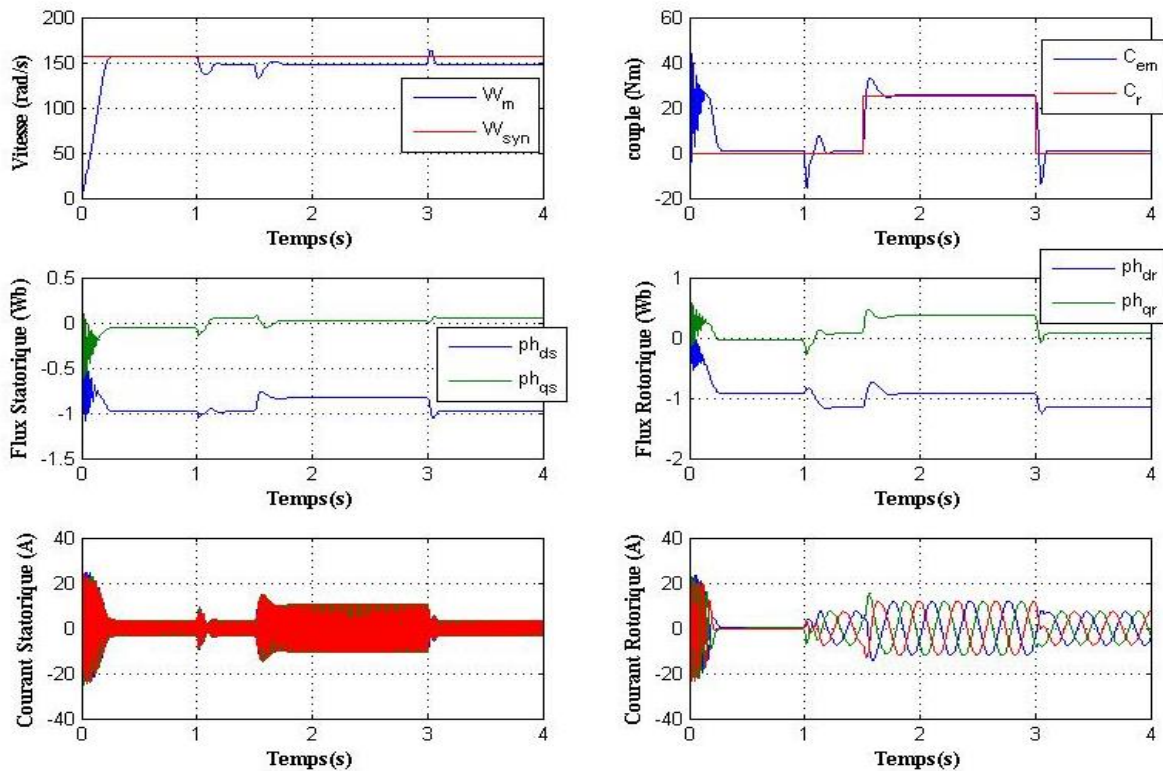


Figure (2.4) : Résultats de simulation de la MADA ($V_r=35$ v, $f_r=3$ Hz, $C_r=25$ Nm).

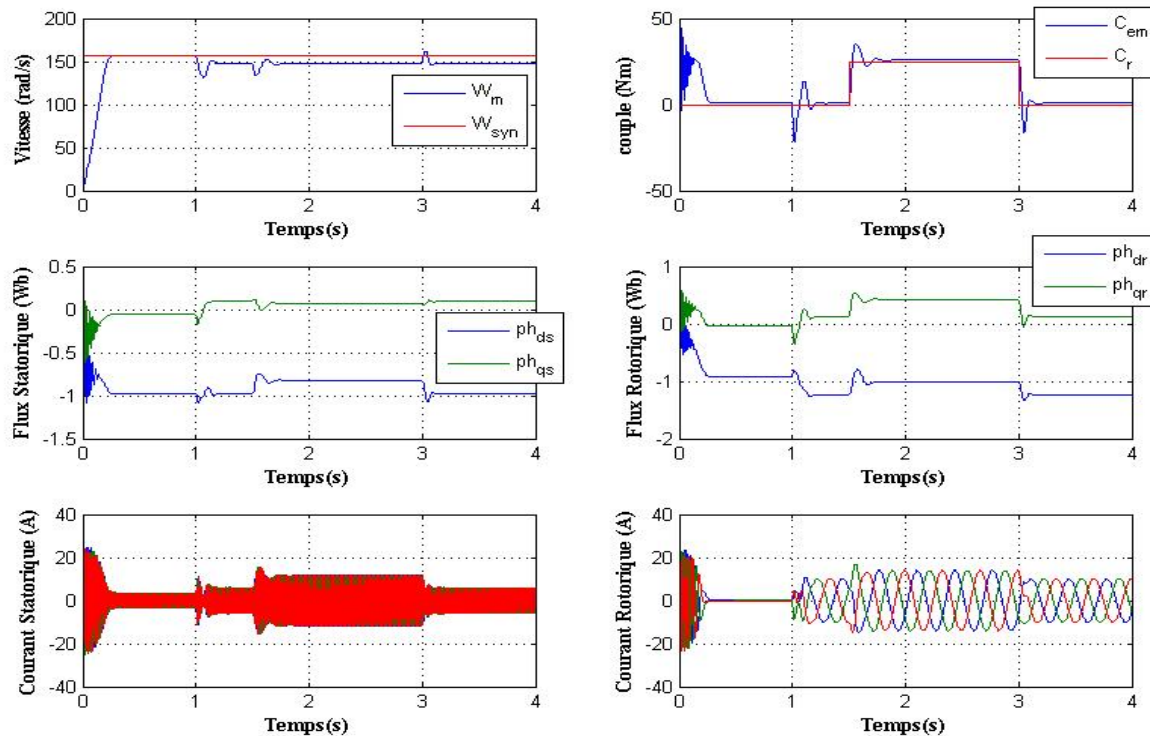


Figure (2.5) : Résultats de simulation de la MADA ($V_r=45$ v, $f_r=3$ Hz, $C_r=25$ Nm).

✓ Interprétation des résultats de simulation

Après un régime transitoire, on remarque que la vitesse prend la valeur proche de synchronisme dans un instant très court (le temps de réponse) puis elle se stabilisé à 157rad/s.

Après 1s de simulation on constate que, la vitesse prend une valeur inférieure de 157 rad/s; le mode de fonctionnement est un mode hypo synchrone. Cela est dû à l'injection de la tension alternative aux bornes du rotor.

Les courants du rotor sont faibles et dépendent des tensions du rotor, Alors toute variation des tensions du rotor influe sur les courants du rotor ; d'autre part, on remarque que les courants du stator augmentent lors de l'injection de la tension rotorique, le couple reste stable dans le régime établi, mais oscillent durant un faible instant en régime transitoire.

À partir de $t=1,5$ s on applique une charge de 25Nm jusqu'au $t=3$ s, on constate aussi que, pour une légère variation de la charge, la vitesse reste toujours constante ; c'est une avantage de la machine asynchrone à double alimentation.

D'autre part, si on varie les courants du rotor (augmentation) cela veut dire qu'on augmente la tension du rotor (35 v à 45 v par exemple) tout en gardant une même fréquence du rotor, on remarque que la vitesse reste toujours constante, de façon générale,

en peut dire que toute variation des courants du rotor influe directement sur le couple électromagnétique et les courants du stator.

❖ Fonctionnement en mode hyper synchrone

Dans la partie précédente nous avons étudié le comportement de la MADA en mode hypo synchrone, est sachant que celle-ci peut fonctionner en mode hypo synchrone ou en mode hyper synchrone par la combinaison linéaire suivante : $\omega_m = \omega_s \pm \omega_r = p\Omega_m$

Il suffit d'inverser les deux files d'alimentation du rotor.

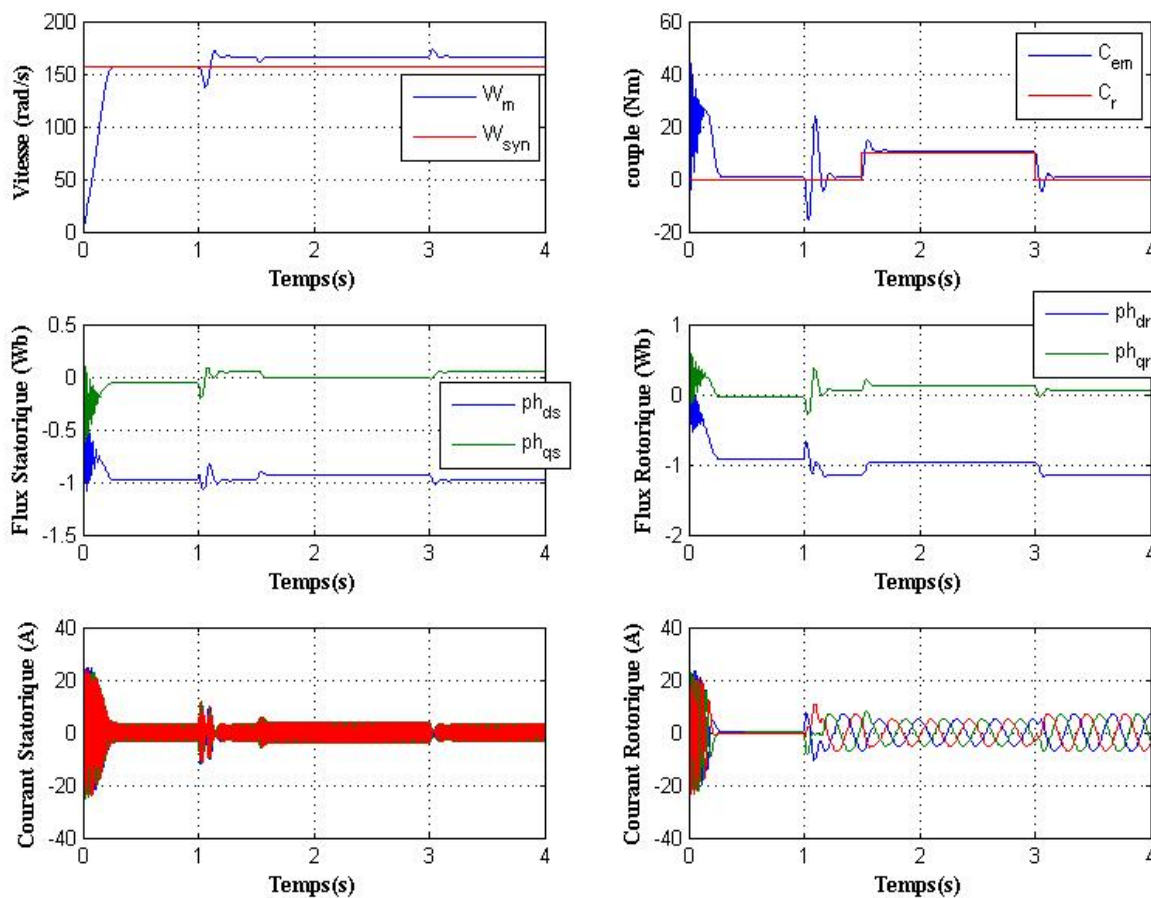


Figure (2.6) : Résultats de simulation de la MADA ($V_r=35$ v, $f_r=3$ Hz, $C_r=10$ Nm).

✓ Interprétation des résultats de simulation

D'après la simulation on constate que la vitesse prend une valeur supérieure de celle de synchronisme cela justifié la combinaison linéaire (les deux champs tournant tournent dans deux sens opposés).

Si on applique une même charge de 25N.m à l'arbre de la machine cette dernière ne peut pas supporter cette charge. Donc, il faut réduire cette charge pour garantir une certaine stabilité de la machine, si on applique une charge inférieure de l'ordre de 10 N.m

figure (2.6) on remarque que la vitesse reste constante. Dans ce mode de fonctionnement on peut dire que la machine perd sa robustesse.

❖ Fonctionnement en mode synchrone

Pour alimenter le rotor de la machine asynchrone, on fait fonctionner la machine en mode court-circuit pendant quelques secondes puis on injecte un courant continu au rotor. La figure (2.7) montre les résultats de simulation.

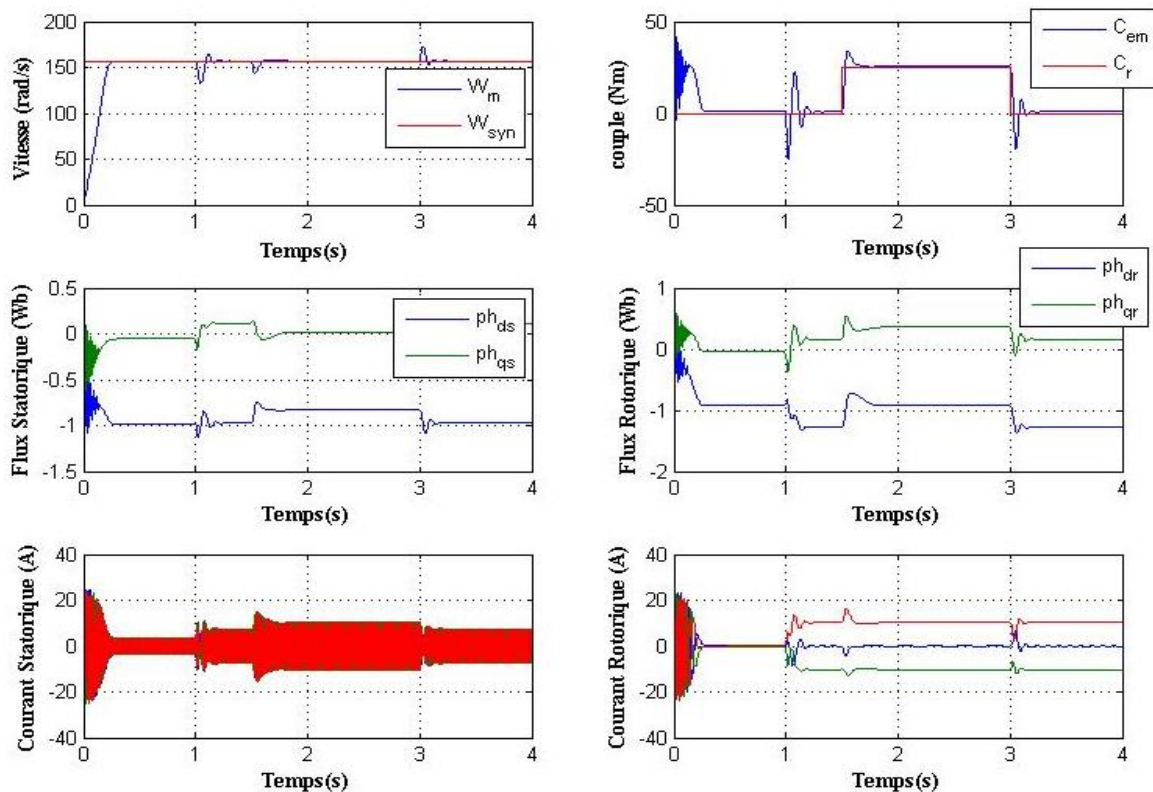


Figure (2.7) : Résultats de simulation de la MADA ($V_r=45$ v, $f_r=0$ Hz, $C_r=25$ N.m).

✓ Interprétation des résultats de simulation

Dès que le moteur atteint une vitesse proche de la vitesse synchrone, on alimente les pôles du rotor en courant continu. Le passage de ce courant produit des pôles N et S dans le rotor. Ces pôles tournent dans le même sens et à peu près à la même vitesse que les pôles du champ tournant.

D'après les résultats de simulation figure (2.7) on peut dire que la vitesse prend la vitesse de synchronisme, car les pôles du rotor sont vis-à-vis des pôles du champ tournant et leurs axes coïncident. Le couple est oscillant dans le régime transitoire puis se stabilise.

2.11. MODELISATION DE L'ASSOCIATION MADA-ONDULEUR DE TENSION

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera, dans cette partie, l'étude du système d'entraînement complet, où la MADA est associée à deux onduleurs au chacun est constitué de deux convertisseurs en cascade. À travers ces convertisseurs s'opère le transfert d'énergie entre une source alternative et la MADA, d'où l'importance de l'étude de l'association convertisseur- machine.

Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La figure (2.8) illustre le schéma de principe de cette association.

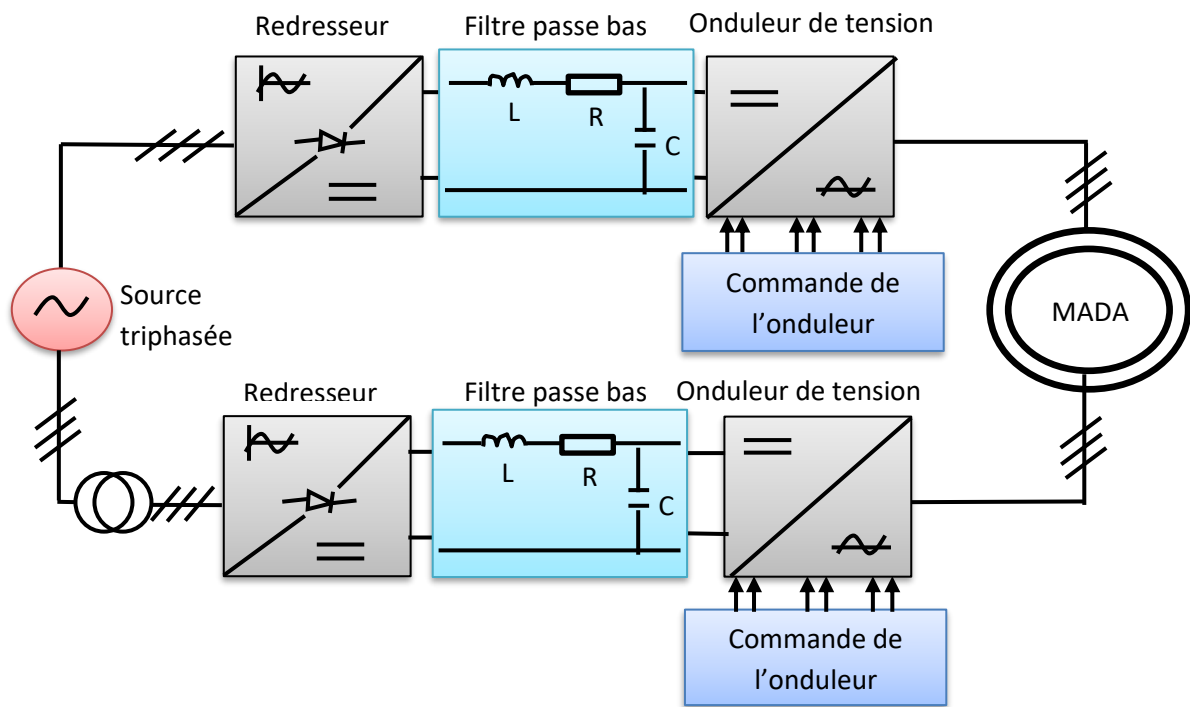


Figure (2.8) : Schéma de l'association MADA-onduleur de tension.

2.11.1. Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées. [7]

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes. L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

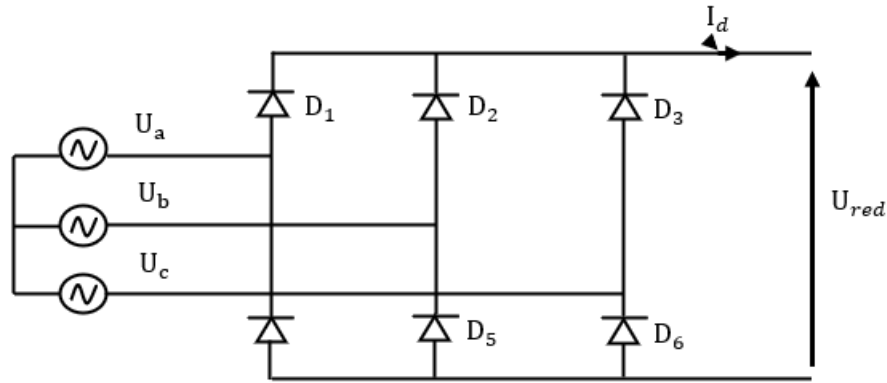


Figure (2.9) : Représentation du redresseur triphasé à diodes.

Ce redresseur comporte trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune assurant l'allée du courant I_d et trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune assurant le retour du courant I_d .

Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) = V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2.49)$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suite :

$$U_{red} = \text{Max}[U_a(t).U_b(t).U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t).U_b(t).U_c(t)] \quad (2.50)$$

La valeur moyenne de cette tension redressée est donnée par:

$$U_{red} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_m \quad (2.51)$$

Son facteur d'ondulation est donnée par:

$$K\% = \frac{U_{red \max} - U_{red \min}}{2U_{red}} = 7\% \quad (2.52)$$

Ce facteur caractérise la qualité de la tension redressée, plus ce facteur est petit plus la tension redressée est moins ondulée.

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

2.11.2. Modélisation du filtre [16]

On utilise un filtre passe bas « R LC », pour éliminer les hautes fréquences. Il permet de réduire les ondulations de la tension et du courant redressé.

Ce filtre est schématisé par la figure (2.10).

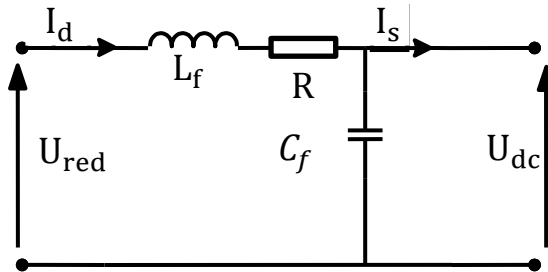


Figure (2.10) : Représentation de filtre passe –bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_d(t) = L_f \frac{dI_d}{dt} + R I_d + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (2.53)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{1}{(L_f C_f s^2 + R C_f + 1)} \quad (2.54)$$

C'est un filtre du deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.54)$$

2.11.3. Modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative. [7]

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche. Les couples d'interrupteurs (K11, K21), (K12, K22), (K13, K23) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la

machine, et pour éviter de court-circuiter la source. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors.

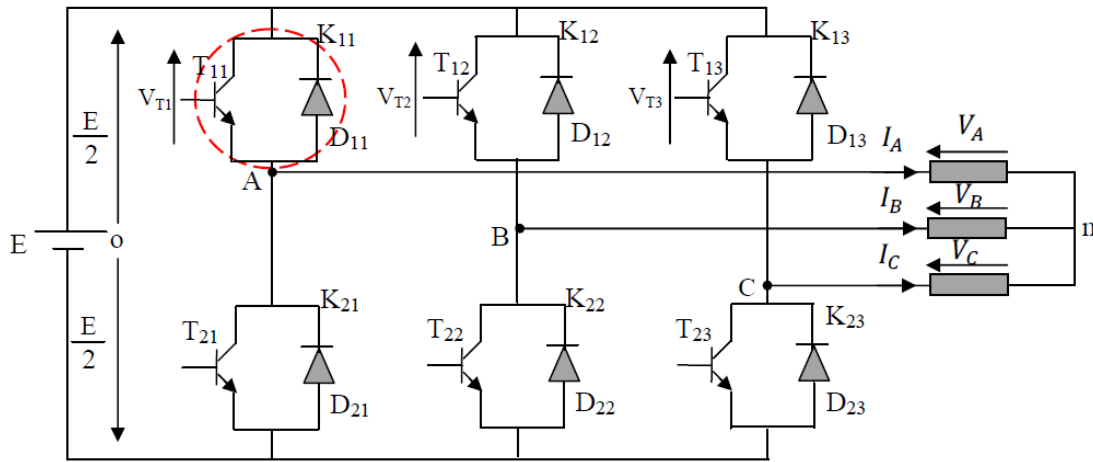


Figure (2.11) : Schéma de l'onduleur triphasé.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [7]. Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (2.12).

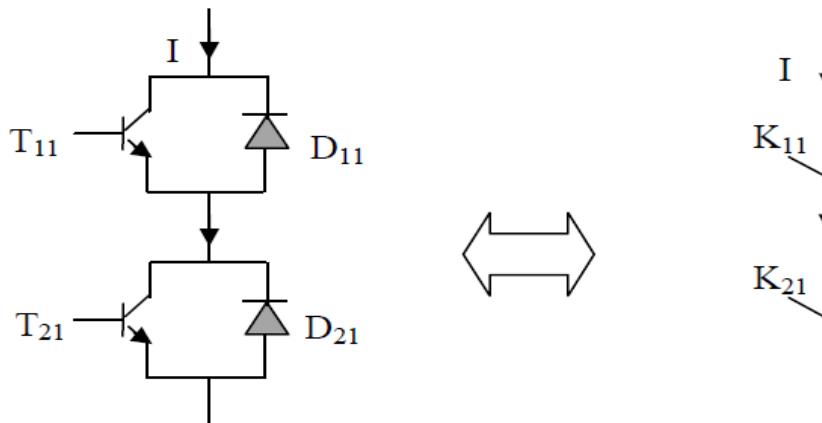


Figure (2.12) : Représentation d'un transistor.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens.

L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs. [17]

Les équations de tension simples appliquées aux trois phases sont :

$$\begin{cases} V_A = V_{Ao} + V_{on} \\ V_B = V_{Bo} + V_{on} \\ V_C = V_{Co} + V_{on} \end{cases} \quad (2.56)$$

Par addition on a $V_A + V_B + V_C = V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co} + 3V_{on}$

Sachant que le système des tensions triphasées statoriques est symétrique.

$$\text{Donc : } V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co} + 3V_{on} = 0$$

D'où :

$$V_{on} = -\frac{1}{3} (V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co}) \quad (2.57)$$

On remplace (2.57) dans (2.56), on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_A = \frac{2}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_B = -\frac{1}{3}V_{Ao} + \frac{2}{3}V_{Bo} - \frac{1}{3}V_{Co} \\ V_C = -\frac{1}{3}V_{Ao} - \frac{1}{3}V_{Bo} + \frac{2}{3}V_{Co} \end{cases} \quad (2.58)$$

On peut écrire le système (2.58) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Avec V_{Ao} , V_{Bo} , V_{Co} comme les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), et V_A , V_B , V_C sont les tensions de sortie de cet onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice du transfert $[T]$ donnée par:

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

2.11.4. Stratégie de commande de l'onduleur par MLI

A l'âge de la révolution des interrupteurs semi-conducteurs de puissance à commutation très rapide, l'utilisation des convertisseurs de fréquence de type onduleur de tension à MLI, trouvent énormément d'intérêt, en particulier dans l'entraînement des machines à courant alternatif. Dans la littérature, il existe différentes méthodes de commande de ces convertisseurs. Parmi elles: la MLI triangulo-sinusoïdale.

Il est certain que le choix d'une meilleure stratégie de commande d'un onduleur alimentant la MADA, améliore considérablement les performances du système.

La méthode MLI triangulo-sinusoidale sera développée dans le paragraphe suivant.

❖ Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La modulation triangulo-sinusoidale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoidale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoidale.

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [8].

Deux paramètres caractérisent cette commande:

➤ L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_{re} de la référence : $m = \frac{f_p}{f_{re}}$

➤ Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_{ref} à la valeur crête V_p de la porteuse : $r = \frac{V_{ref}}{V_p}$ [8]

Equation de porteuse :

$$x_1 = U_p[-(4n + 1) + 4t/T_p] \quad nT_p \leq t \leq (n + \frac{1}{2})T_p \quad (2.61)$$

$$x_2 = U_p[(4n + 1) - 4t/T_p] \quad (n + \frac{1}{2})T_p \leq t \leq (n + 1)T_p \quad (2.62)$$

$n = 0, 1, 2$

Equation de la référence

$$V(t) = V_m \sin(2\pi ft) \quad (2.63)$$

Le schéma de principe est donné par la figure (2.13)

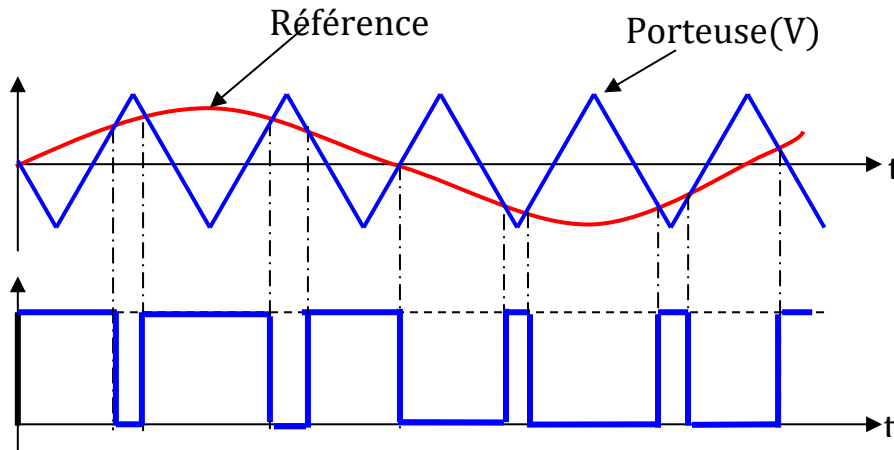


Figure (2.13) : Principe de la commande MLI- ST.

2.12. SIMULATION DE L'ASSOCIATION MADA AVEC DEUX ONDULEURS A MLI

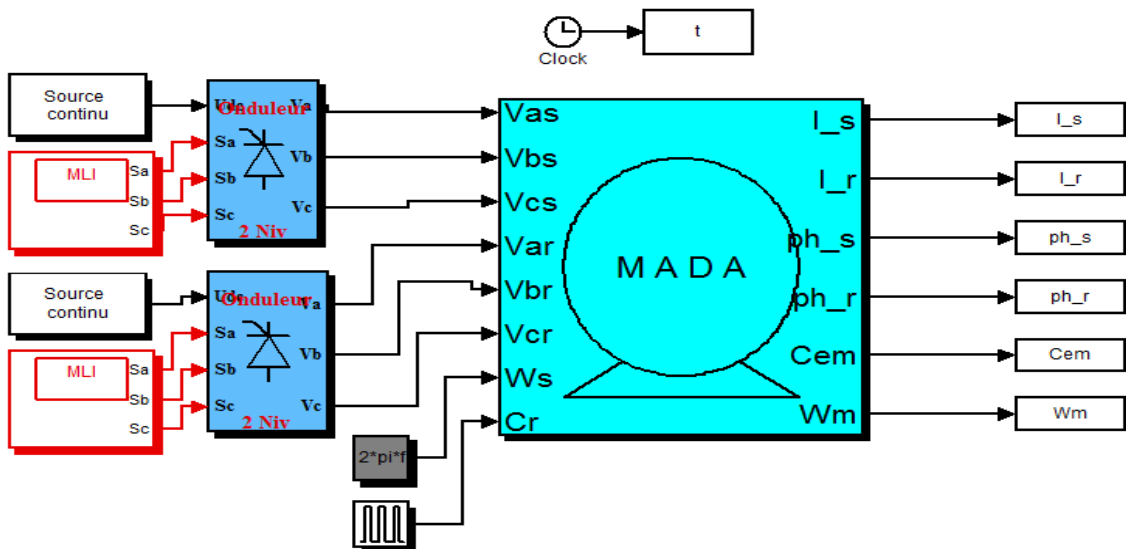


Figure (2.14) : Schéma bloc de simulation de la MADA avec onduleurs.

2.13. RESULTAT DE SIMULATION

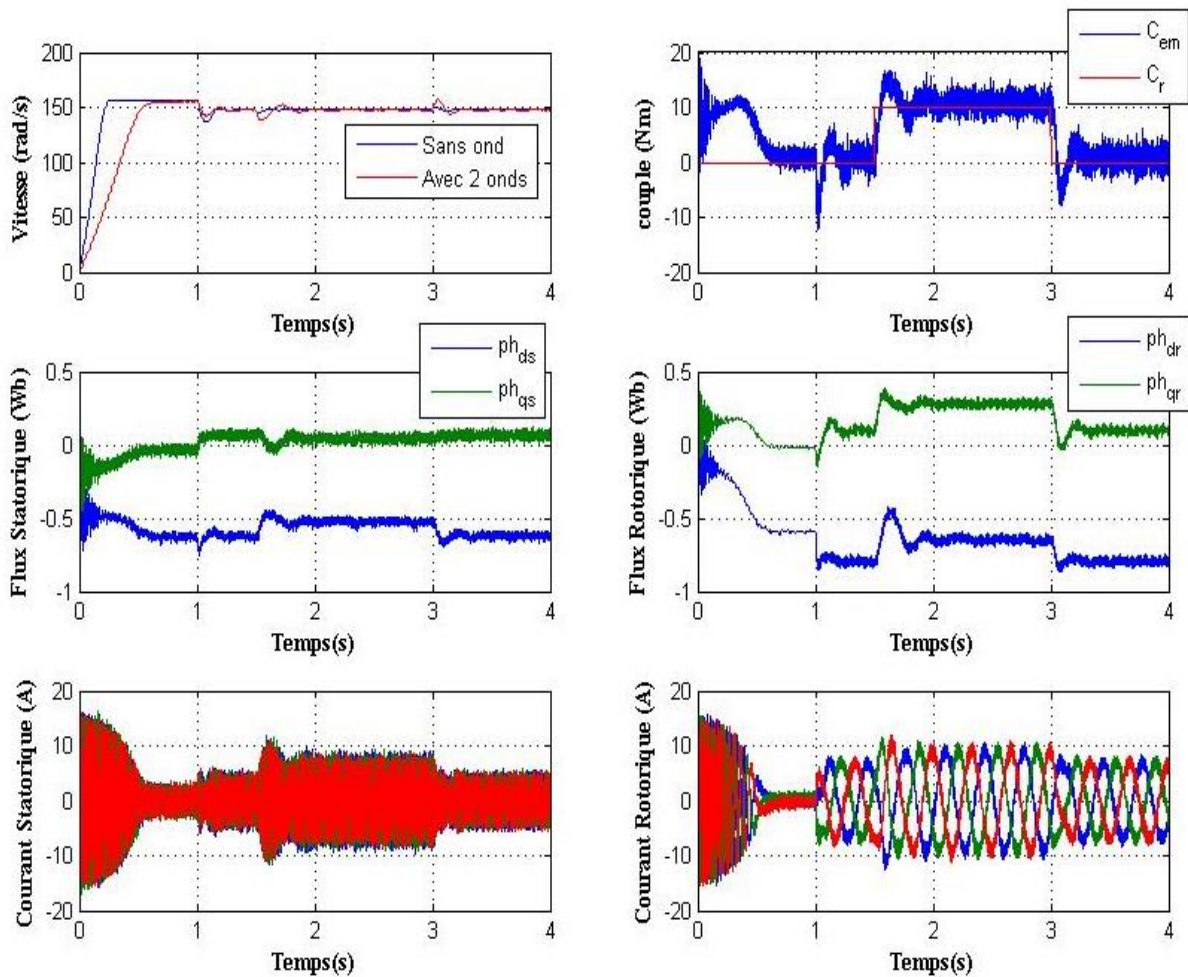


Figure (2.15) : Résultats de simulation avec deux onduleurs ($V_r=35v$, $f_r=3Hz$, $C_r=10 Nm$, $m=45$).

✓ **Interprétation des résultats de simulation**

D'après les résultats, on constate que la vitesse répond sans dépassement avec un temps de réponse plus lent que le système sans convertisseur, mais elle reste toujours sensible au couple de charge. Les autres grandeurs sont le siège des pulsations créées par des harmoniques à hautes fréquences dus à la présence des convertisseurs.

Donc, ils font clairement apparaître que la machine asynchrone à double alimentation se distingue par une sensibilité au couple de charge en boucle ouverte.

Afin de régler ce problème, le recours aux commandes bouclées devient indispensable.

2.14. CONCLUSION

On a établi dans ce chapitre le modèle de la machine asynchrone double alimentée en passant du système réel triphasé au système diphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park.

La modélisation et la simulation de la machine asynchrone à double alimentation avec comme variation d'états le courant statorique et le flux rotorique ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple et de vitesse pour différentes valeurs de fréquence et de tension rotorique.

Comme nous avons vue dans les résultats de simulation, la machine asynchrone à double alimentation pose de sérieux problèmes de sensibilité à la charge en boucle ouverte, dans ce cas, le recours aux commandes bouclées, et spécialement les commandes de type vectoriel deviennent indispensables. Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à la commande vectorielle de la MADA, qui permet d'avoir un comportement dynamique similaire à celui d'une machine à courant continu.

CHAPITRE 3

Commande vectorielle de la MADA

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

3.1. INTRODUCTION

Dans le but de faire translater les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine asynchrone ; *Blaschke* (1971) et *Hasse* ont proposé une méthode de contrôle vectoriel de la machine asynchrone. Et dans ce sens, la commande vectorielle dite aussi 'commande à flux orienté' devient d'une importance majeure puisqu'elle résout les problèmes du couplage des variables de la machine. Dans ce type de commande, le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment.

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales :

- Méthode directe développée par *Blaschke*.
- Méthode indirecte développée par *Hasse*.

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

Suivant la source d'énergie :

- Commande en tension.
- Commande en courant.

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

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

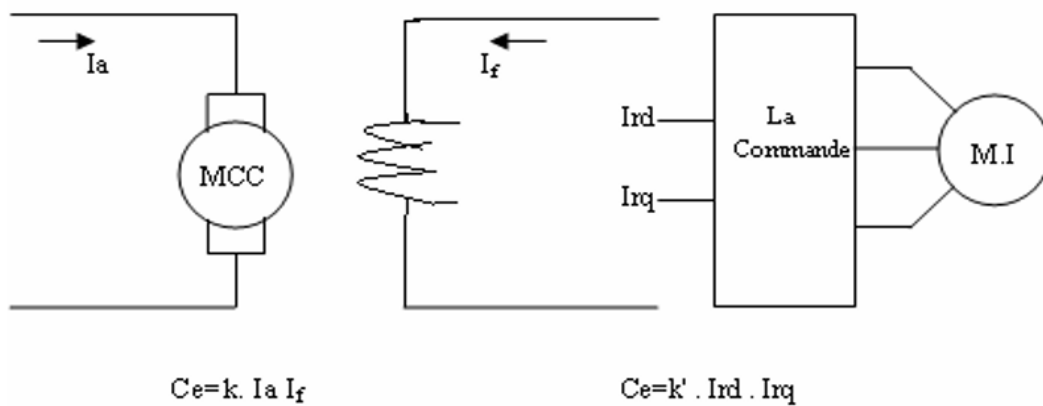
Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
- Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement[18].

Dans notre cas, nous nous intéressons à une commande en tension avec orientation du flux statorique suivant le repère (d-q).

3.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Dans ce type de commande, la machine est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Cette analogie est représentée par la figure (3.1). Le courant i_{dr} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant i_{qr} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes i_{dr} et i_{qr} sont mutuellement découplées [19]



I_a : producteur du couple I_{dr} : producteur du couple

I_f : producteur du flux i_{qr} : producteur du flux

Figure (3.1) : Analogie entre la machine à courant continu et la machine asynchrone.

3.2.1. Théorie du flux orienté :

- Les méthodes d'orientation du flux sont au nombre de deux : directe et indirecte.
- La méthode directe consiste à déterminer la position et le module du flux.
- A cet effet, deux procédés sont utilisés, à savoir la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs et l'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques.
- La méthode indirecte, elle, n'utilise pas l'amplitude du flux, mais seulement sa position.

- Dans ce cas, le flux n'est pas contrôlé directement, mais c'est une variable intermédiaire liée au flux par un modèle de référence qui est contrôlée.
- Dans ce chapitre, on développe la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (I.R.F.O).
- Il existe plusieurs expressions donnant le couple électromagnétique toutes égales, parmi ces diverses expressions du couple, on considère pour la suivante :

$$Cem = P (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) = P \cdot \frac{M}{L_r} (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \quad (3.1)$$

En examinant cette expression, on s'aperçoit que si l'on élimine le premier produit

$$(\varphi_{dr} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{qr} = 0),$$

Alors l'expression du couple se réduit à :

$$Cem = P \cdot M / L_r \varphi_r \cdot I_{qs} \quad (3.2)$$

L'expression ci-dessus ressemble fort bien à celle donnant le couple de la machine à courant continue à excitation séparée. Il suffit donc d'orienter le repère **dq** de manière à annuler la composante du flux en quadrature, c'est-à-dire de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement portée par l'axe direct **d** et donc d'avoir [20]

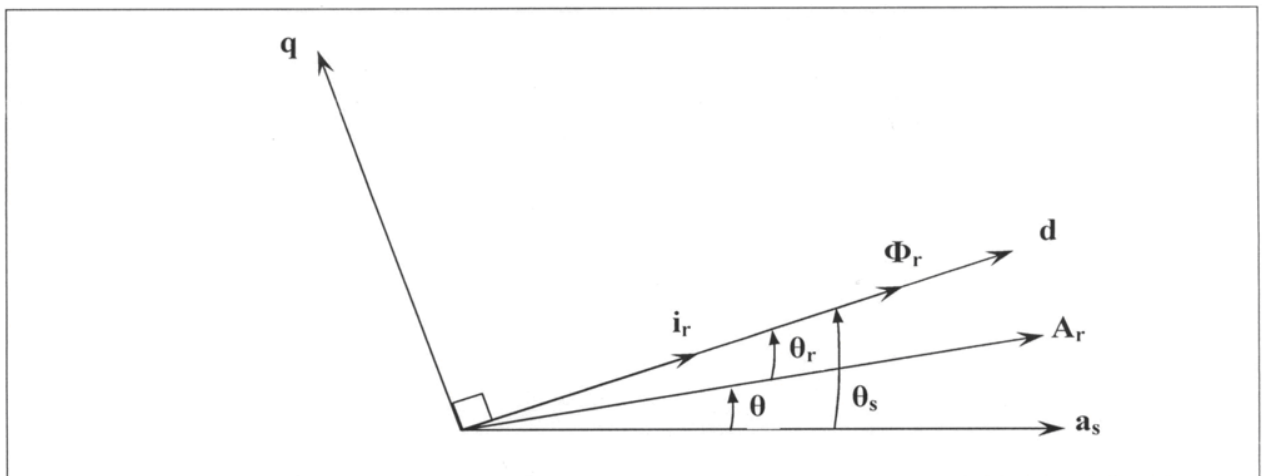


Figure (3.2) : Principe du contrôle vectoriel.

Ainsi, la composante I_{dr} du courant rotorique contrôle le flux et la composante I_{qr} régule le couple : on a donc deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu à excitation séparée.

A flux rotorique constant, le couple électromagnétique ne dépend que du courant I_{qr} . [21]
D'où la Figure (3.3) ci-dessous représentant la commande découplée.

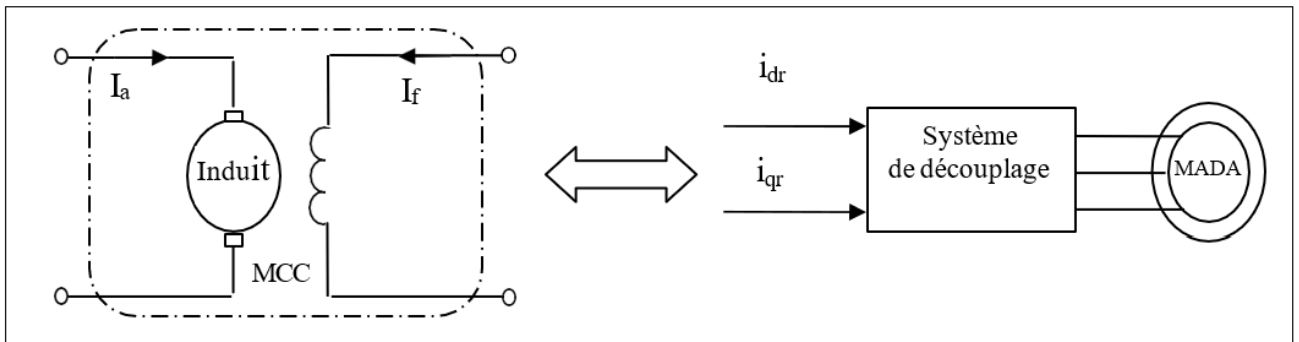


Figure (3.3) : Principe de la commande découplée.

3.2.2. Différents repères de référence :

3.2.2.a. Référentiel lié au stator

Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad (3.3)$$

On aura le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + (\omega) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - (\omega) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (3.4)$$

3.2.2.b- Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par ($\omega_e = \omega$). Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante. Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_e}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (3.5)$$

On aura le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - (\omega) \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + (\omega) \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (3.6)$$

3.2.2.c- Référentiel lié au champ tournant :

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [22]. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande des machines [23].

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \frac{d\theta}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_m \quad (3.7)$$

Le modelé de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de PARK lié au champ tournant comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - (\omega) \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + (\omega) \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_m) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_m) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (3.8)$$

3.2.3. Magnétisation de la MADA [24] :

La magnétisation d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) dans le cadre de la commande vectorielle est essentielle pour assurer un fonctionnement optimal, notamment en mode générateur dans les systèmes de conversion d'énergie éolienne. La commande vectorielle permet de contrôler indépendamment le flux magnétique et le couple électromagnétique de la machine, en transformant les grandeurs triphasées en composantes directes (d) et quadrature (q) via la transformée de Park.

Dans le cas de la MADA, la magnétisation est généralement assurée par le courant statorique, tandis que le contrôle du couple est réalisé par le courant rotorique. Cette répartition permet de maintenir un flux magnétique constant, essentiel pour la stabilité et

l'efficacité de la conversion d'énergie. La commande vectorielle indirecte (CVI) est souvent utilisée, où l'orientation du flux est fixée, et les courants sont régulés pour suivre les références de puissance active et réactive.

Une étude détaillée sur ce sujet est présentée dans le mémoire intitulé Commande Vectorielle Indirecte pour un Système de Conversion Éolienne à base de la MADA, disponible sur ResearchGate. Ce document explore la modélisation de la MADA, la mise en œuvre de la commande vectorielle indirecte, et les résultats de simulation démontrant l'efficacité de cette approche dans la gestion de la magnétisation et du couple.

3.3. COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE

Le flux rotorique est mesuré à partir de capteurs à effet Hall placés sous les dents du stator. Ces capteurs donnent des valeurs locales du flux. Il faut ensuite traiter ces valeurs pour obtenir le flux global.

Cette méthode présente des inconvénients au niveau de la fiabilité de la mesure soit :

- Le problème de filtrage du signal mesuré.
- La mesure varie en fonction de la température.
- Le coût de production est élevé. (Capteurs, conditionneurs, filtre, ...). Cette commande n'est donc pas optimale.

3.4. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE

A cause des inconvénients vus dans la précédente commande, la commande vectorielle indirecte est considérée comme plus pratique.

Dans cette commande, les courants rotoriques sont estimés à partir de la mesure des puissances active et réactive.

Cette méthode représente pourtant un inconvénient qui est la sensibilité de l'estimation aux variations des paramètres de la machine due à la saturation du circuit magnétique et la variation de la température.

3.5. MISE EN ŒUVRE DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE DE LA MADA

La commande vectorielle indirecte repose sur :

3.5.1. Commande par orientation du flux rotorique :

Dans ce cas, le repère diphasé (d,q) est choisi de telle sorte que le flux rotorique soit aligné avec l'axe d de ce repère (figure 3.4)

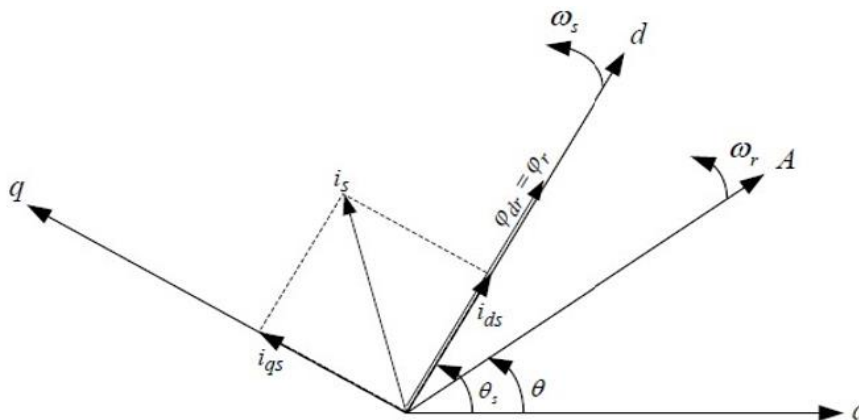


Figure (3.4) : Orientation du repère diphasé d, q selon le flux rotorique.

Une analyse de la littérature concernant la commande de la MADA atteste que la commande vectorielle est la stratégie la plus adoptée « La stratégie de contrôle adoptée est quasi systématiquement un contrôle vectoriel. » [25] ; Et le but est la commande indépendante des puissances active et réactive envoyées vers le réseau. Et parmi les flux de la machine selon les quels le repère (d, q) peut être orienté, le flux statorique est celui le plus choisi ([26],[22]) et c'est d'ailleurs le choix adopté pour notre étude. La commande vectorielle nécessite en effet la détermination à chaque instant du flux à orienter, ceci est assuré soit :

- Directement par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase) ;
- Ou indirectement par contrôle de la fréquence de glissement.

3.5.2. Contrôle des courants et termes de compensations :

D. LECOQ a introduit cette méthode qui requiert l'utilisation de quatre correcteurs de courant.

Son objectif est d'assurer une séparation efficace des grandeurs selon les axes d et q. Pour y parvenir, il introduit de nouvelles tensions transformées de la manière suivante [27] :

$$\begin{cases} V_{tds} = V_{ds} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{dr} \\ V_{tdr} = V_{dr} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{ds} \end{cases} \quad (3.9)$$

$$\begin{cases} V_{tqs} = V_{qs} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{qr} \\ V_{tqr} = V_{qr} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{qs} \end{cases} \quad (3.10)$$

En s'appuyant sur l'alignement du flux rotorique et en maintenant un facteur de puissance unitaire au niveau du rotor, nous parviendrons [7] :

$$\varphi_{qr} = 0$$

$$\begin{cases} I_{dr} = 0 \\ I_{dr} = \frac{\varphi_{dr}}{M} \end{cases} \Rightarrow I_{dr} = \frac{M}{L} \quad (3.11)$$

3.6. REGULATION (METHODES CLASSIQUES)

3.6.1. Le régulateur PI (Proportionnel Intégral) :

Pour réguler les courants I_{dr} et I_{qr} , on utilise deux régulateurs de type PI et une troisième régulation est éventuellement envisagée pour la régulation de la vitesse.

En règle générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne et compenser rapidement les perturbations.

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

Toutes les régulations, qui seront utilisées dans notre travail, seront de type PI dont la forme est donnée par la relation :

$$G_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Avec :

- k_p : coefficient de proportionnalité
- k_i : coefficient d'intégration

Les termes (e_d^*, e_q^*) représentent les forces électromotrices de compensation que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur.

(U_d^*, U_q^*) , représentent les f.é.m. de compensation qui permettent le découplage de régulation du courant I_{dr} et le courant I_{qr} .

D'après le système d'équations on obtient :

$$U_d^* = R_r i_{dr} + \sigma L_r \frac{di_{dr}}{dt} \quad (3.12)$$

$$U_d^* = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{qr} + \sigma L_r \frac{di_{qr}}{dt} \quad (3.13)$$

$$e_d^* = \sigma L_r \omega_r I_{qr} \quad (3.14)$$

$$V_{r1} = e_d - \frac{M}{L_s} V_{ds} \quad (3.15)$$

$$e_q^* = \left[\sigma L_r \omega_s - \left(\frac{M^2}{L_s} + \sigma L_r \right) \omega \right] i_{dr} \quad (3.16)$$

$$V_{r2} = e_q - \frac{M}{L_s} V_{qs} \quad (3.17)$$

Le modèle que nous allons utiliser pour la compensation est donc donné par la figure (3.5)

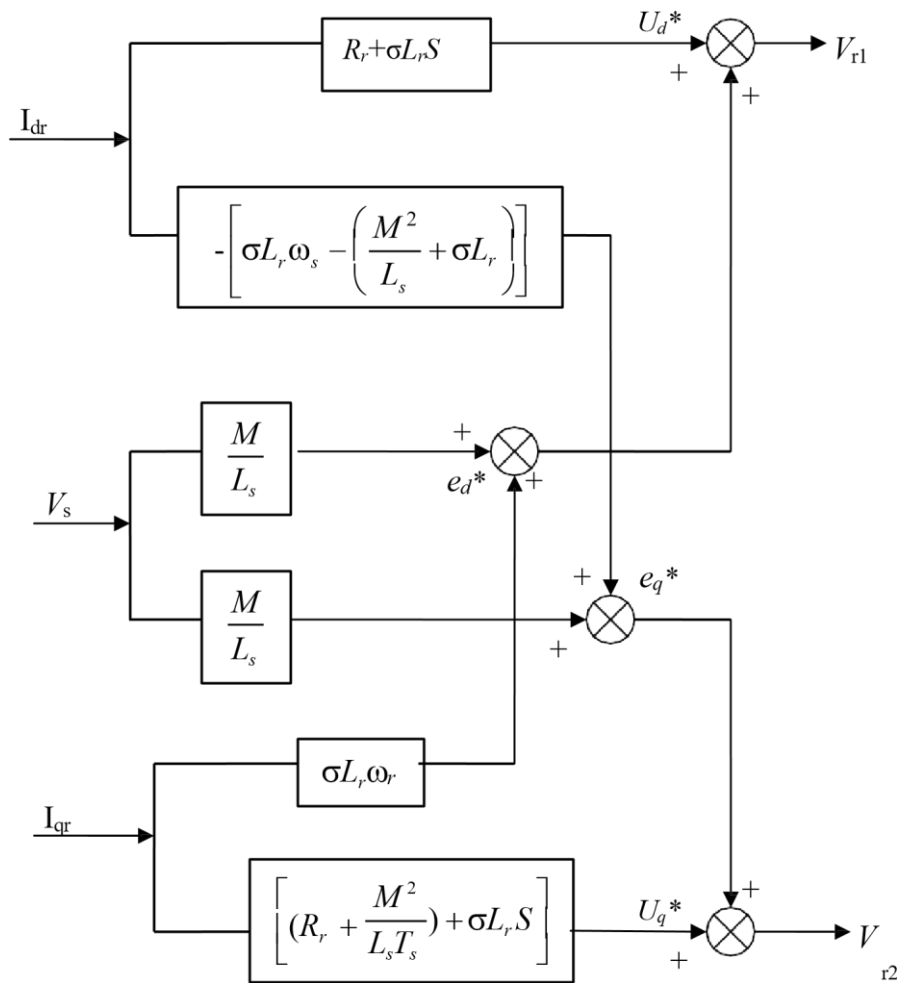


Figure (3.5) : Schéma de compensation.

3.6.2. Régulateur du courant :

3.6.2.a. Régulateur du courant I_{dr}^*

Il prend en entrée le courant I_{dr}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence U_{dr}^* pour réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux statorique constant.

Le schéma bloc de la régulation du courant I_{dr}^* est représenté par la figure (3.5). La fonction de transfert est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{I_{dr}^*}{U_{dr}^*} = \frac{1}{R_r + \sigma T_r S} \tag{3.18}$$

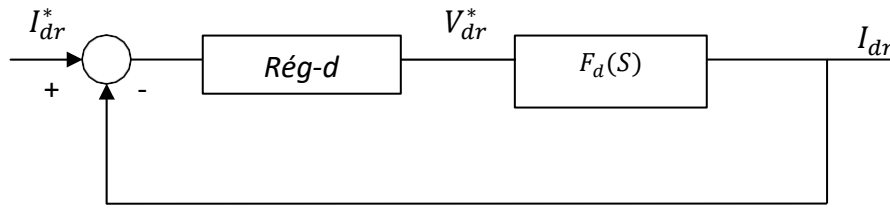


Figure (3.6) : Schéma de régulation du courant I_{dr}^* .

$$\text{Rég} - d = k_d \frac{1 + \sigma T_r S}{s} \quad (3.19)$$

On aura :

$$FTBO = k_d \frac{1 + \sigma T_r S}{s} F_d(s) = \frac{k_d^*}{s} = K \quad (3.20)$$

Avec :

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r S} \quad (3.21)$$

$$FTBF = \frac{K}{1+K} = \frac{\frac{k_d^*}{s}}{1 + \frac{k_d^*}{s}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_d^*} S} = \frac{1}{1 + \tau_1 S} \quad (3.22)$$

On choisit :

$$\tau_1 = \sigma T_r = \frac{1}{k_d^*} = \frac{R_r}{k_d} \Rightarrow k_d = \frac{R_r}{\sigma T_r} \quad (3.23)$$

3.6.2.b. Régulateur du courant I_{qr}^* :

Il prend en entrée le courant I_{qr}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence U_{qr}^* pour ajuster le courant I_{qr} .

La régulation du courant I_{qr} est représentée par la figure (3.6). La fonction de transfert est donnée par l'équation suivant :

$$\frac{I_{qr}^*}{U_{qr}^*} = \frac{1}{N + \sigma L_r S} = \frac{1/N}{1 + \tau_2 S} \quad (3.24)$$

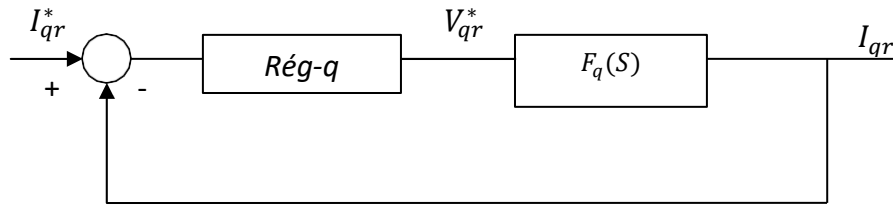


Figure (3.7) : Schéma de régulation du courant I_{qr}^*

Avec :

$$N = R_r \frac{M^2}{L_s T_s} \quad (3.25)$$

$$\tau_2 = \frac{\sigma L_s L_r T_s}{R_r L_s T_s + M^2} \quad (3.26)$$

$$FTBO = k_q \frac{(1+\tau^2 S)}{S} F_q(S) = \frac{k_q^*}{S} = T \quad (3.27)$$

Avec :

$$F_q(S) = \frac{1/N}{1+\tau_2 S} \quad (3.28)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF = \frac{T}{T+1} \frac{k_q^*}{k_q^* + S} - \frac{1}{1 + \frac{1}{k_q^*} S} - \frac{1}{1 + \tau S} \quad (3.29)$$

Avec :

$$\tau = \frac{1}{k_q^*} \quad (3.30)$$

$$Rég - q = \frac{N}{\sigma L_r} \frac{1+\tau_2 S}{S} \quad (3.31)$$

3.6.3. Régulation de vitesse :

Il prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple pour réguler la vitesse.

La figure (3.7) illustre le système de régulation de vitesse

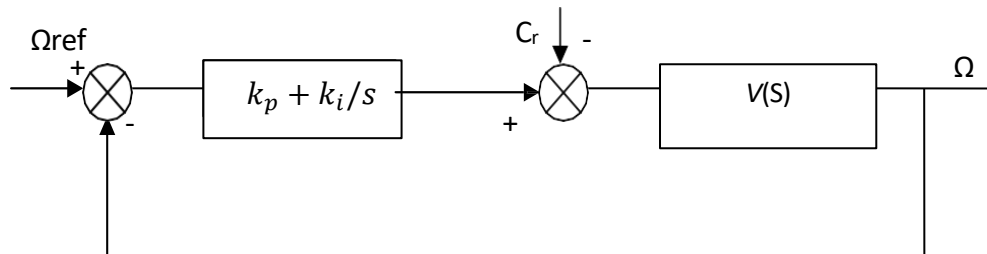


Figure (3.8) : Schéma de régulation de vitesse.

Avec :

$$V(S) = \frac{1}{JS+F} \quad (3.32)$$

On a:

$$k_p = \frac{k_i}{s} = k_i \frac{(1+\tau s)}{s} \quad (3.33)$$

$$\tau = \frac{k_p}{k_i} \quad (3.34)$$

$$\frac{\Omega(S)}{\Omega_{ref}(S)} = \frac{1}{\frac{J}{k_i}S^2 + \tau S + 1} \quad (3.35)$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert avec la forme standard on obtient :

$$\frac{k_i}{J} = \omega^2 \quad , \quad \tau = \frac{2\xi}{\omega_0}$$

Avec ξ : Coefficient d'amortissement

Pour un amortissement $\xi = 1$ critique ON trouve :

$$k_i = \frac{4J}{\tau^2} \quad , \quad k_p = k_i$$

On peut utiliser un filtre d'équation $\frac{1}{1+\tau s}$ pour éliminer les dépassements qui apparaissent dans la vitesse ω_r .

3.7. RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE

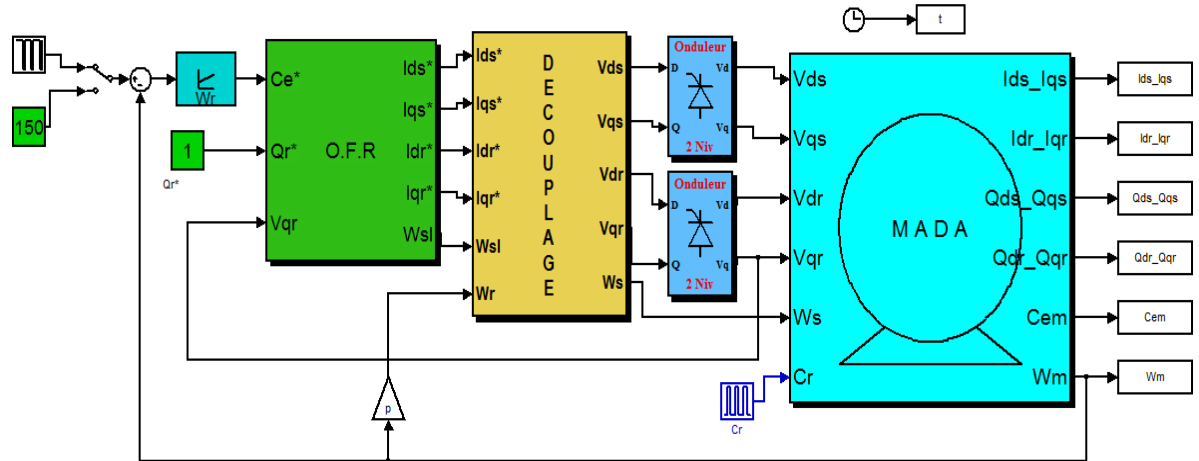


Figure (3.9) : Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MADA alimentée en tension.

Les résultats de simulation sont représentés ci-dessous :

Afin de mieux apprécier les performances des régulateurs PI, le premier résultat de simulation sont effectués sans onduleurs.

Nous avons effectué des simulations de la commande vectorielle à flux rotorique orienté en tension. Au départ on impose à la machine une vitesse de référence égale à 150 rad/s, et à $t=1,5$ s on introduit un couple de charge égale à 10 Nm.

❖ Résultats de la simulation (PI classique)

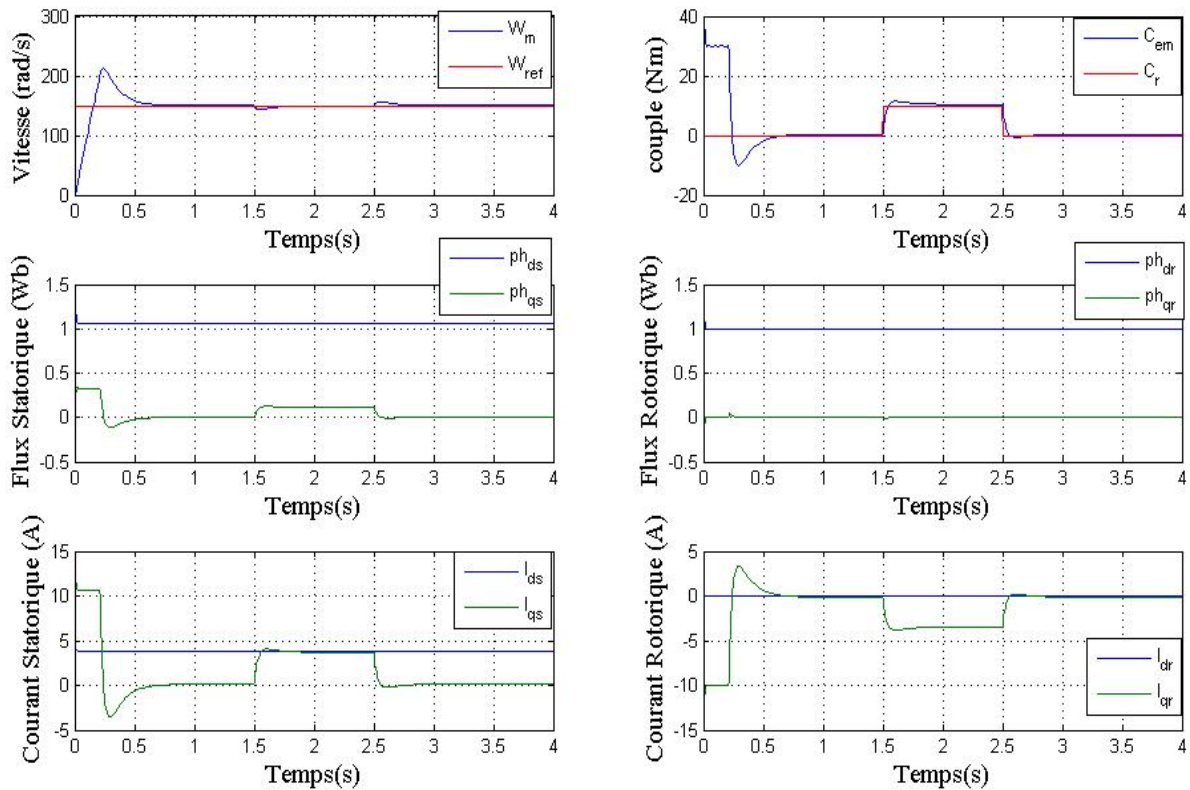


Figure (3.10) : Résultats de la simulation de la commande vectorielle indirecte d'une MADA sans onduleurs de tension avec réglage classique (PI) et avec charge.

Les résultats des figures (3.9) montrent clairement que l'orientation du flux rotorique est maintenue, La composante I_{ds} ou I_{dr} est une image du flux et la composante I_{qs} ou I_{qr} une image du couple.

Le découplage flux-couple est maintenu quel que soit la variation de la charge.

➤ Fonctionnement avec convertisseurs statiques

❖ Résultats de la simulation (anti-windup)

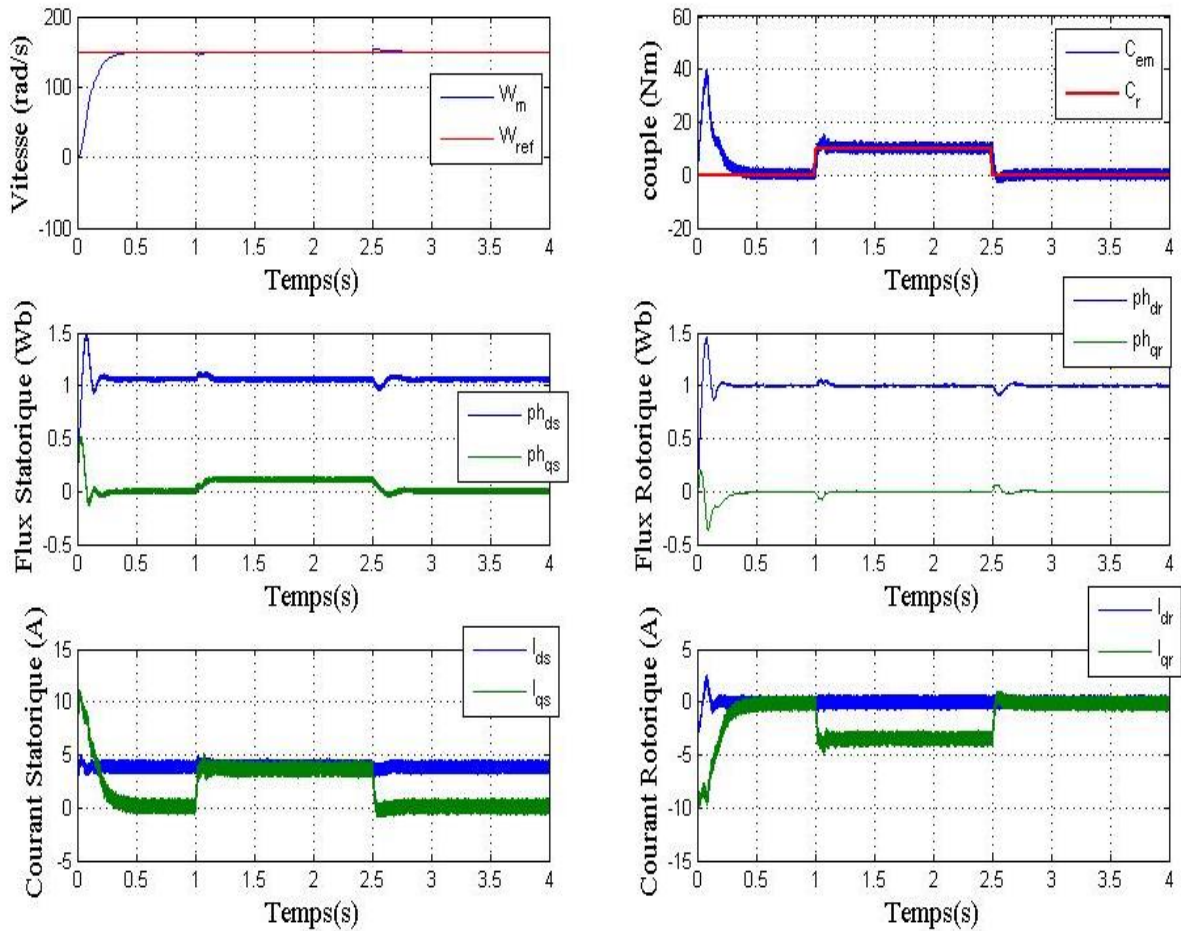


Figure (3.11) : Résultats de la simulation de la commande vectorielle indirecte d'une MADA associé à deux onduleurs de tension à MLI avec réglage classique (Anti-windup) et avec charge.

✓ Interprétation des résultats

Après un régime transitoire, la vitesse du moteur atteint la vitesse de référence puis stabilisée à 150 rad/s avec une bonne dynamique sans erreur statique et sans dépassement.

Ainsi on peut constater que le vecteur flux est vraiment selon l'axe d, la variation de couple engendre la variation de la composante de courant sur l'axe q. Le flux et le courant sur l'axe d sont légèrement perturbé (négligeable) lors des grandes variations de couple.

➤ Inversion de sens de rotation

Maintenant la simulation est effectuée pour un changement de rotation à partir de $t=3$ s tel que on passe d'une vitesse de +150 rad/s à une vitesse de -150 rad/s, les résultats obtenus sont donnés par la figure (3.11).

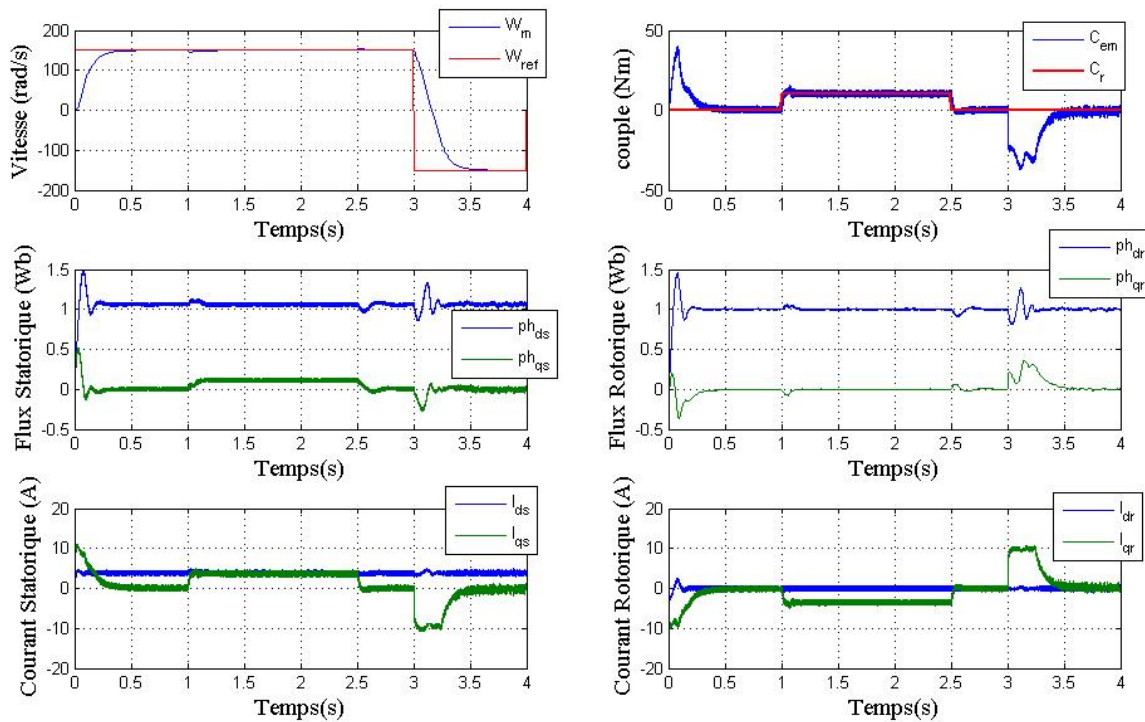


Figure (3.12) : Résultats de simulation avec une inversion de sens de rotation.

✓ **Interprétation des résultats**

On constate d’après les résultats obtenus que la machine répond avec succès (suit la trajectoire) à l’inversion de son sens de rotation, est sans dépassement. Le couple et le courant sur l’axe q représentent des pics à l’instant de changement de sens de rotation.

3.8. TESTE DE ROBUSTESSE

Jusqu’ à ici on a supposé que les paramètres électriques et mécaniques de la machine sont constants, mais on fait les variations de quelques-uns ont un impact qui ne doit pas être négligé.

Pour l’orientation du flux rotorique le paramètre influent sur la commande est la constante de temps rotorique T_r du spécialement à la température.

3.8.1. Variation de la résistance rotorique R_r

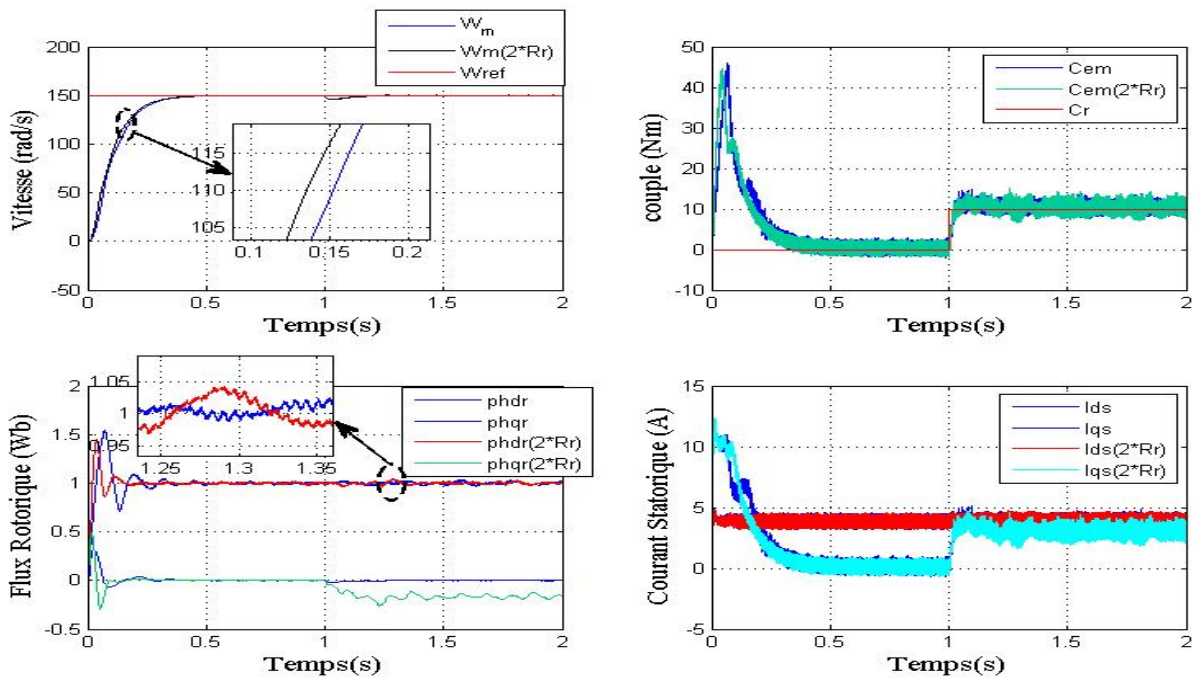


Figure (3.13) : Test de robustesse pour une variation de la résistance rotorique.

3.8.2. Variation du moment d'inertie J

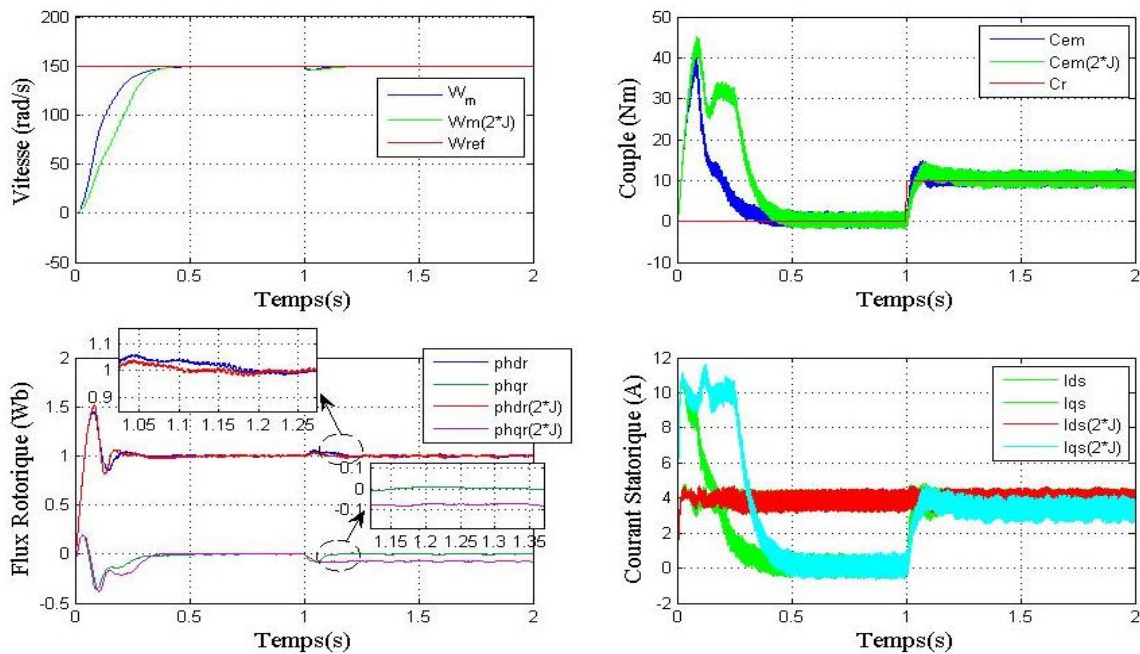


Figure (3.14) : Test de robustesse pour une variation du moment d'inertie.

✓ Interprétation des résultats

Ce qui est marquant dans ces courbes que la variation de la résistance rotorique et le moment d'inertie a un impact néfaste sur la commande vectorielle à flux orienté, car le découplage n'est plus maintenu et le principe même de commande est détérioré, de plus la machine est surexcitée ce qui risque de saturer le circuit magnétique.

3.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons développé le modèle de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation dans l'environnement MATLAB/SIMULINK afin de réaliser une série de simulations, dans le but d'évaluer la performance de cette technique en poursuite, en régulation et face aux variations paramétriques. Ainsi, un contrôleur de vitesse conventionnelle a été synthétisé.

Cette structure (avec une orientation du flux rotorique) possède l'avantage de fonctionner à un facteur de puissance unitaire au rotor. Le convertisseur du stator fournit la totalité de l'énergie réactive nécessaire à la MADA.

Les résultats donnés ne sont pas satisfaisants vis-à-vis des perturbations imposées, d'où l'intérêt de l'introduction de la commande plus performante. La commande par le contrôle directe du couple (DTC) sera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 4

Commande directe du couple de la MADA

Commande directe du couple de la MADA

4.1. INTRODUCTION

La technique de commande directe du couple (Direct torque control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique.

Ce chapitre est destiné principalement à la description de ces nouvelles lois de contrôles.

Nous présentons le principe du Contrôle Direct du couple appelé DTC (Direct Torque Control).

4.2. CARACTERISTIQUES PRINCIPALES D'UNE COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

4.2.1. Avantages de la DTC [28] :

- La commande directe du couple a les avantages suivants (comparativement à la commande vectorielle).
- Le couple et le flux peuvent être changés rapidement, en modifiant leur consigne respective.
- Bon rendement, les transistors n'étant commutés qu'en cas de besoin.
- Réponse à un échelon sans dépassement.
- Pas de transformée de Park. Il n'est donc pas nécessaire de connaître la position du rotor pour calculer l'algorithme.
- La modulation est réalisée directement par la méthode.
- Pas de régulateur proportionnel intégrateur (PI).
- À cause de la commande par hystérésis, la fréquence de commutation n'est pas constante. Toutefois, la définition de la plage de tolérance permet de régler approximativement la fréquence de commutation moyenne.
- Absence de pic de courant.
- Le bruit est maintenu à un bas niveau.

- Le circuit intermédiaire en tension continue est pris en compte dans l'algorithme. Les harmoniques dans cette tension ne biaisent pas le calcul.
- La synchronisation à la machine tournante est instantanée. Le flux est identifié dès l'apparition du courant.

4.2.2. Inconvénients de la DTC [29] :

- La méthode DTC engendre des variations importantes (oscillations) du couple et du flux, surtout à basse vitesse.
- La fréquence de commutation des onduleurs n'est pas constante, ce qui complique le dimensionnement des filtres et peut provoquer des pertes supplémentaires.
- La performance de la DTC dépend fortement de la précision des paramètres (résistances, inductances, etc.). Toute dérive due à la température ou au vieillissement dégrade les performances.
- Lors des changements brusques de consigne, la DTC peut engendrer des surintensités ou des pics de couple.
- La MADA comporte deux alimentations (stator et rotor), ce qui complique l'application de la DTC, nécessitant des adaptations spécifiques du schéma de commande.
- Le couplage entre le stator et le rotor rend la régulation plus délicate.
- Comme pour beaucoup de techniques de commande sans capteur, la précision à basse vitesse est limitée, avec risque d'instabilité.
- L'implémentation numérique de la DTC exige un processeur performant (calculs rapides des flux et du couple), ce qui augmente les coûts.

4.3. PRINCIPES généraux de la DTC d'une MADA

Le contrôle direct de couple (*DTC*) d'une machine à induction, est basé sur la détermination de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation.

Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux statorique et couple électromagnétique, on définit une ou plusieurs bandes.

La valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide d'un régulateur à hystérésis.

La séquence de commande est choisie selon :

- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique.
- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du flux stator.
- Le signal informant sur la position du vecteur flux stator.

L'objectif de ce choix est de déterminer le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis.

Ce type de commande se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude. Le contrôle direct de couple est caractérisé par :

- Généralement d'excellentes réponses dynamiques.
- La sélection des vecteurs de tension optimaux pour l'onduleur assure le contrôle direct de couple et de flux et indirectement le contrôle de la tension et de courant statoriques.
- La fréquence de commutation de l'onduleur est variable et dépend des régulateurs à hystérésis utilisés.
- L'existence des oscillations de couple entraînant la variation du niveau sonore.
- Nécessité à des fréquences d'échantillonnage très élevées **[30]**.

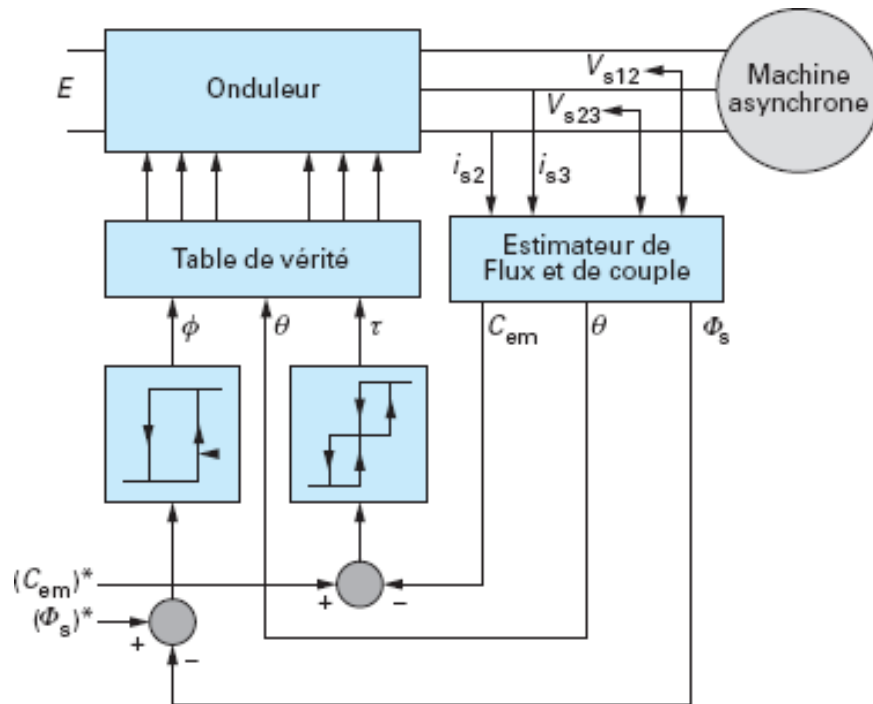


Figure (4.1) : Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone [37].

4.4. PRINCIPES DYNAMIQUE DU CONTROLE DE COUPLE [31]

Le contrôle de couple dans les machines électriques, en particulier dans les machines asynchrones et les machines à courant continu, est essentiel pour garantir un fonctionnement efficace et réactif. Voici les principes dynamiques clés associés au contrôle de couple :

4.4.1. Modélisation vectorielle de la machine et du convertisseur :

Équations de mouvement : Le comportement dynamique d'une machine peut être décrit par des équations différentielles qui relient le couple électromagnétique, le couple résistant et la Vitesse de rotation [32].

Couple électromagnétique (T_e) : Il est produit par l'interaction entre le champ magnétique du stator et le courant dans le rotor. Il peut être exprimé comme :

$$T_e = k \cdot \varphi \cdot I_r \quad (4.1)$$

Où k est une constante, φ est le flux magnétique, et I_r est le courant du rotor.

4.4.2. Contrôle du vecteur flux statorique [33] :

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique ; De l'équation (2) on déduit l'expression du flux statorique dans le référentiel (α, β) lié au stator de la machine asynchrone, et est donnée

Par l'équation suivante :

$$\bar{\varphi}_s(t) \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \cdot \bar{i}_s) dt + \bar{\varphi}_{s0} \quad (4.2)$$

Pendant une période d'échantillonnage $e T_e$, soit un intervalle de temps $[T_e, 0]$ durant lequel on applique un vecteur de tension non nul à la machine, en négligeant la chute de tension due à la résistance statorique ($R_s i_s \ll v_s$) par conséquent l'équation (4.1) devient :

$$\bar{\varphi}_s(t) = \bar{\varphi}_s(0) + \bar{v}_s T \quad (4.3)$$

On pose :

$$\Delta \bar{\varphi}_s(t) = \bar{\varphi}_s(0) - \bar{\varphi}_s(t) + \bar{v}_s T_e \quad (4.4)$$

L'équation (4.4) est illustrée par la Figure (4.2), on a l'extrémité du vecteur flux statorique $\bar{\varphi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée $v_s(t)$ Un résultat immédiat du comportement du flux de point de vue réglage :

Pour augmentation de flux, on applique un vecteur tension \bar{v}_s parallèle à $\bar{\varphi}_s(t)$ et de même sens, et de sens opposé pour le diminuer ; Tandis que l'application d'un vecteur tension en quadrature avec $\bar{\varphi}_s(t)$ fait varier sa phase et n'agit pas sur son amplitude.

Le choix de la séquence adéquate des vecteurs \bar{v}_s durant chaque période d'échantillonnage, permet de garder l'amplitude de $\bar{\varphi}_s(t)$ autour d'une valeur constante, et l'extrémité du vecteur S $\bar{\varphi}_s(t)$ aura une trajectoire pseudo circulaire, à conditions que la période d'échantillonnage T_e soit très faible devant celle du flux statorique.

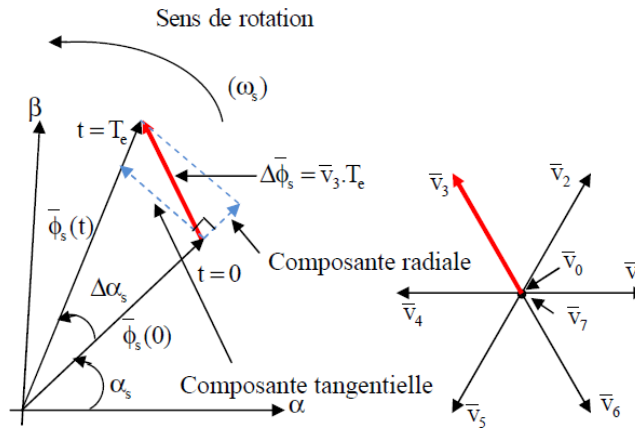


Figure (4.2) : Evolution du vecteur flux statorique.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique dans une couronne circulaire comme le montre la figure (4.3), la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

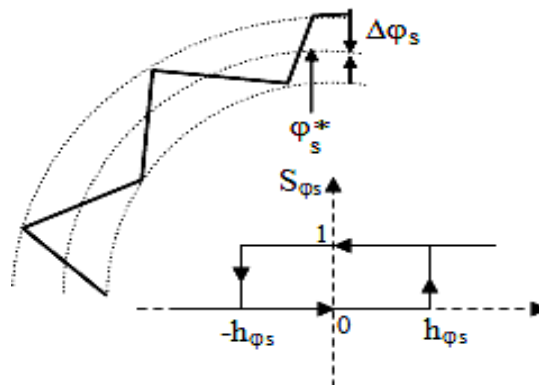


Figure (4.3) : Comparateur à hystérésis pour flux statorique.

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\varphi_s > h\varphi_s & \Rightarrow S\varphi_s = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h\varphi_s \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 & \Rightarrow S\varphi_s = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h\varphi_s \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 & \Rightarrow S\varphi_s = 1 \\ \text{si } \Delta\varphi_s < -h\varphi_s & \Rightarrow S\varphi_s = 0 \end{cases} \quad (4.5)$$

4.4.3. Contrôle du couple électromagnétique [34] :

Pour représenter la machine asynchrone, on choisit le référentiel (α, β) lié au stator qui est généralement le plus adapté à l'implantation de la DTC. Le modèle de la machine dans ce référentiel est comme suit :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\varphi_r}{dt} - J\omega\bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (4.6)$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (4.7)$$

De l'équation (4.6) on peut écrire l'expression du courant I_r :

$$\bar{\varphi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{\varphi_s}{1+J\omega\sigma T_r} \quad (4.8)$$

En posant $\theta_{sr} = (\varphi_s \cdot \varphi_r)$ l'angle entre les vecteurs flux, le couple s'exprime par :

$$C_e = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_s \cdot \varphi_r \cdot \sin(\theta_{sr}) \quad (4.9)$$

Le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs φ_s et φ_r , et de leur position relative ; Si l'on parvient à contrôler le vecteur de flux φ_s en module et en position, on peut donc contrôler φ_r en module et en position, et donc le couple.

Ceci est possible à condition que la période d'échantillonnage est telle que $T_e \ll T_r$.

4.5. DESCRIPTION de la structure du DTC

4.5.1. Sélection de vecteur de tension :

Sélection de vecteur V_s dépend de la position φ_s de dans le référentiel (S), de la variation souhaitée de son module, de son sens de rotation et de la variation du couple. L'espace d'évolution de φ_s est décomposé en six zones i, avec $i = [1,6]$, telle qu'elle est représentée sur la figure (4.4).

Lorsque le flux se trouve dans une zone i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s croît et $C_{ém}$ croît,

Si V_{i-1} est sélectionné alors φ_s croît et $C_{ém}$ décroît,

Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s croît et $C_{ém}$ croît,

Si V_{i-2} est sélectionné alors φ_s décroît et $C_{ém}$ décroît,

Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux φ_s reste inchangé.

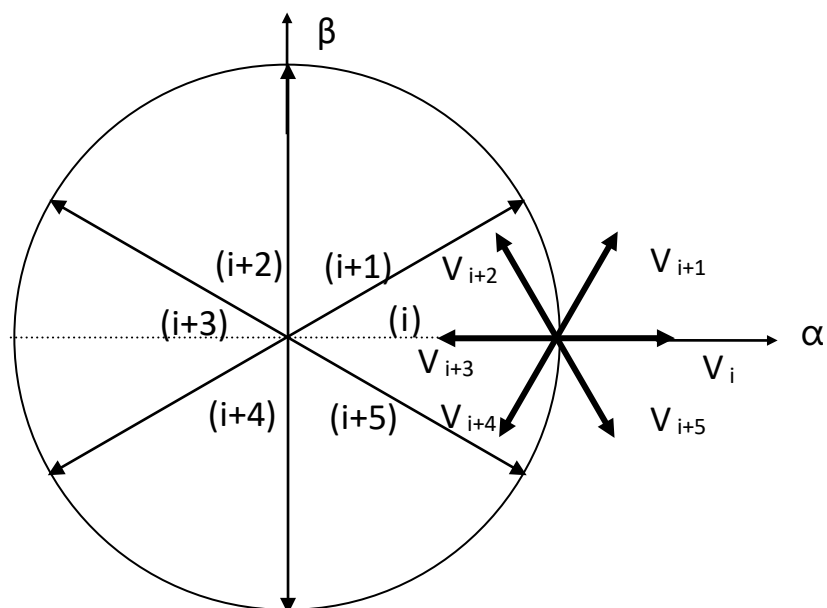


Figure (4.4) : Sélection de vecteur tension [31].

En début de zone, les vecteurs V_{k-1} et V_{k+2} sont perpendiculaires à φ_s d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux φ_s , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs V_{k-1} et V_{k+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude φ_s en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Les vecteurs V_k et V_{k+3} ne sont pas utilisés quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux car la composante du flux est très forte avec un couple nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur φ_s .

Un estimateur de flux en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

Les estimateurs :

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines asynchrones, le couple représente la troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

4.5.2. Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique est réalisée à partir de l'expression du flux statorique :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (4.10)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes

(α, β) , tel que :

$$\varphi_s = \varphi_{\alpha s} + j\varphi_{\beta s} \quad (4.11)$$

$$\varphi_{\alpha s} = \int_0^t (V_{\alpha s} - R_s I_{\alpha s}) dt \quad (4.12)$$

$$\varphi_{\beta s} = \int_0^t (V_{\beta s} - R_s I_{\beta s}) dt \quad (4.13)$$

Les composantes $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique sont calculées à partir des courants

(i_{as}, i_{bs}, i_{cs}) mesurés, et par la transformation de Concordia, soit :

$$I_s = I_{\alpha s} + jI_{\beta s} \quad (4.14)$$

$$I_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{as} \quad (4.15)$$

$$I_{\beta s} = \frac{1}{2}(i_{bs} - i_{cs}) \quad (4.16)$$

Les composantes $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ du vecteur tension statorique sont calculées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , soient :

$$V_{\alpha s} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a - S_b + S_c) \quad (4.17)$$

$$V_{\beta s} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_b - S_c) \quad (4.18)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{\alpha s}^2 + \varphi_{\beta s}^2} \quad (4.19)$$

Le secteur Si dans le quel se situe le vecteur φ_s est déterminé à partir des composantes $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$. L'angle θ_s entre le référentiel (α, β) et le vecteur φ_s est égal à :

$$\theta_s = \tan^{-1} \left(\frac{\varphi_{\beta s}}{\varphi_{\alpha s}} \right) \quad (4.20)$$

4.5.3. Estimation de la position du vecteur flux

Le choix du vecteur de tension convenable à appliquer à la machine repose sur la connaissance de la position du flux statorique dans l'un des six secteurs du plan (α, β) . La détermination de cette position est basée sur le calcul de l'arc tangent du flux comme le montre l'équation suivante :

$$\theta = \arctg \left(\frac{\varphi_{\beta s}}{\varphi_{\alpha s}} \right) \quad (4.21)$$

Pour définir ce secteur, on détermine, le quadrant dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique en fonction des signes de $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ puis on localise le secteur d'appartenance en comparant $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ avec les valeurs maximales. Le Tableau (4.2) définit la détermination des quatre quadrants en fonction des signes des composantes (α, β) du flux statorique :

Quadrant	Signe de $\varphi_{\alpha s}$	Signe de $\varphi_{\beta s}$
1	+	+
2	-	+
3	-	-
4	+	-

Tableau (4.1) : Position du vecteur du flux dans les quatre quadrants.

Le partage du plan complexe en six zones angulaires $Z_i (i = 1, \dots, 6)$ peut être déterminé par relation suivante :

$$-\frac{\pi}{6} + (i - 1) \frac{\pi}{3} \leq Z(i) < \frac{\pi}{6} + (i - 1) \frac{\pi}{3} \quad (4.22)$$

4.5.4. Estimation du couple électromagnétique :

A partir des valeurs calculées de $i_{\alpha s}$ et $i_{\beta s}$ et les composantes estimées de $\varphi_{\alpha s}$ et $\varphi_{\beta s}$ on peut estimer le couple électromagnétique par la relation suivante :

$$C_{em} = p [\varphi_{\alpha s} i_{\beta s} - \varphi_{\beta s} i_{\alpha s}] \quad (4.23)$$

4.6. Elaboration du vecteur de commande

4.6.1. Elaboration du contrôleur de flux [35] :

L'objectif de ce contrôleur est de maintenir l'extrémité du vecteur φ_s dans une couronne circulaire, comme l'illustre la Figure (4.5) on utilise un contrôleur à hystérésis à deux niveaux pour maintenir le module du flux entre deux limites, en comparant sa valeur avec une valeur de référence, la sortie du contrôleur génère une valeur binaire indique si le module du flux doit augmenter ou doit diminuer

$$\varphi_s - |(\varphi_s)_{ref} \Delta \varphi_s| \quad (4.24)$$

Avec :

- φ_s : est le module de flux ;
- $(\varphi_s)_{ref}$: est le flux référence ;
- $\Delta\varphi_s$: est la largeur du correcteur à hystérésis ; La valeur binaire de la sortie du correcteur :

$cflx = 0$ Indique que le module du flux doit être augmenté.

$cflx = 1$ Indique que le module du flux doit être diminué.

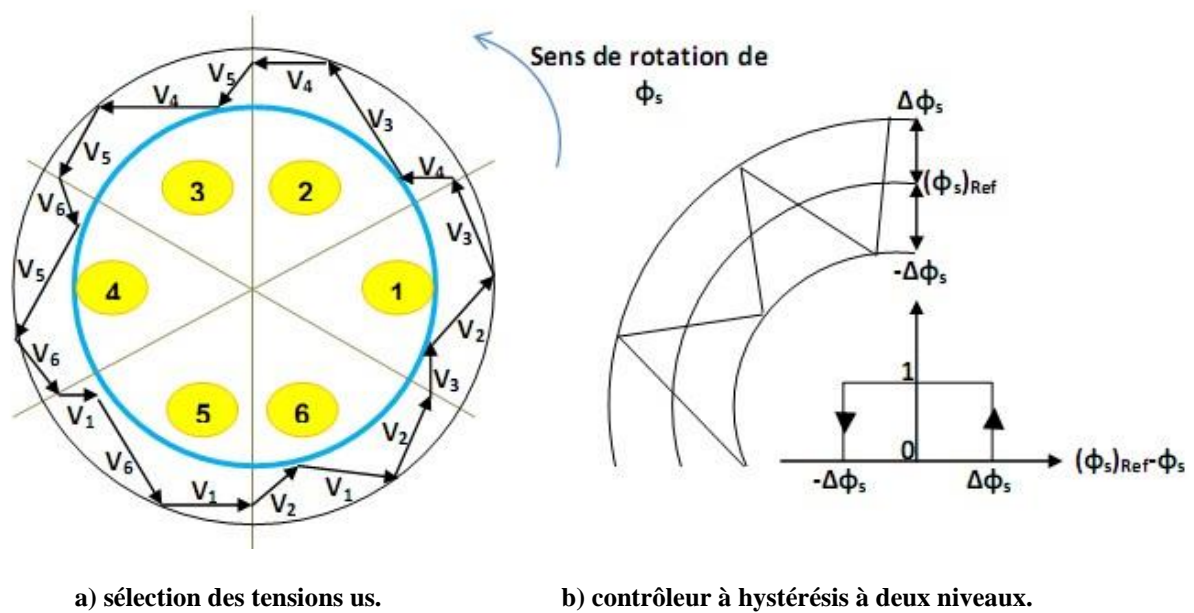


Figure (4.5) : Contrôle du flux par hystérésis [35].

4.6.2. Elaboration du correcteur du couple [36] :

Le contrôle de couple a pour but de maintenir son module autour d'une valeur de référence entre deux limites admissibles, en utilisant des contrôleurs à hystérésis

$$|(C_{em})_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (4.25)$$

Avec :

- C_{em} : est le couple électromagnétique.
- $(C_{em})_{ref}$: est le couple de référence.
- ΔC_{em} : est la bande d'hystérésis.

Dans notre étude on a utilisé un correcteur à hystérésis à trois niveaux comme solution, ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur, présenté par la variable booléenne C_{cpl} indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl}=1$) pour une consigne positive et ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne négative, elle est diminuée ($C_{cpl} = 0$)

Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur de couple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de φ_s), on applique les vecteurs

V_{i-1} Ou V_{i-2} si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique).

Dans ce cas, le flux φ_r rattrapera très vite le flux φ_s sans que ce dernier se contente seulement de l'attendre mais va à sa rencontre (inversion du sens de rotation de φ_s).

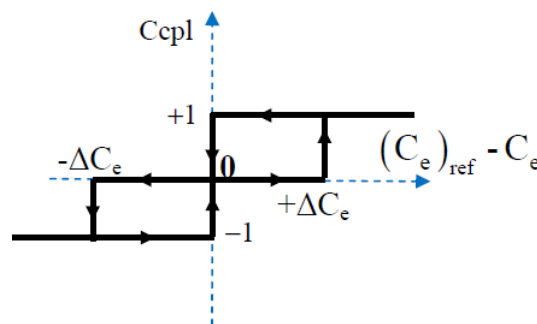


Figure (4.6) : Correcteur de couple à trois niveaux [35][31].

4.7. ELABORATION DES TABLES DE COMMUTATION

En utilisant les comparateurs à hystérésis, on peut ensuite définir la table de commutation présentée dans le tableau (4.1) grâce à l'interprétation du schéma de la figure (4.7).

Sur la figure (4.7), on représente l'erreur de flux par le vecteur $\varepsilon\varepsilon_{\phi\phi}$. De plus, on utilise les projections de ce vecteur dans le repère triphasé : $\varepsilon\varepsilon_{\phi\phi aa}$, $\varepsilon\varepsilon_{\phi\phi bb}$ et $\varepsilon\varepsilon_{\phi\phi cc}$.

En fonction du signe des composantes de ce vecteur, on peut définir huit secteurs en accord avec le tableau (4.1). En comparant la répartition de ces secteurs à la position des vecteurs flux disponibles en sortie de l'onduleur, on s'aperçoit que pour chaque secteur considéré, il existe un vecteur tension située au milieu du secteur. Il suffit donc de connaître le secteur

dans lequel l'erreur de flux est incluse pour déterminer quel est le vecteur tension le plus approprié [37].

VV_{ii}	SS_{aa}	SS_{bb}	SS_{cc}	Secteur
VV_{00}	0	0	0	0
VV_{11}	1	0	0	1
VV_{22}	1	1	0	2
VV_{33}	0	1	0	3
VV_{44}	0	1	1	4
VV_{55}	0	0	1	5
VV_{66}	1	0	1	6
VV_{77}	1	1	1	7

Tableau. (4.2) : Table de commutation (associée à des comparateurs à hystérésis à Seuil non nul).

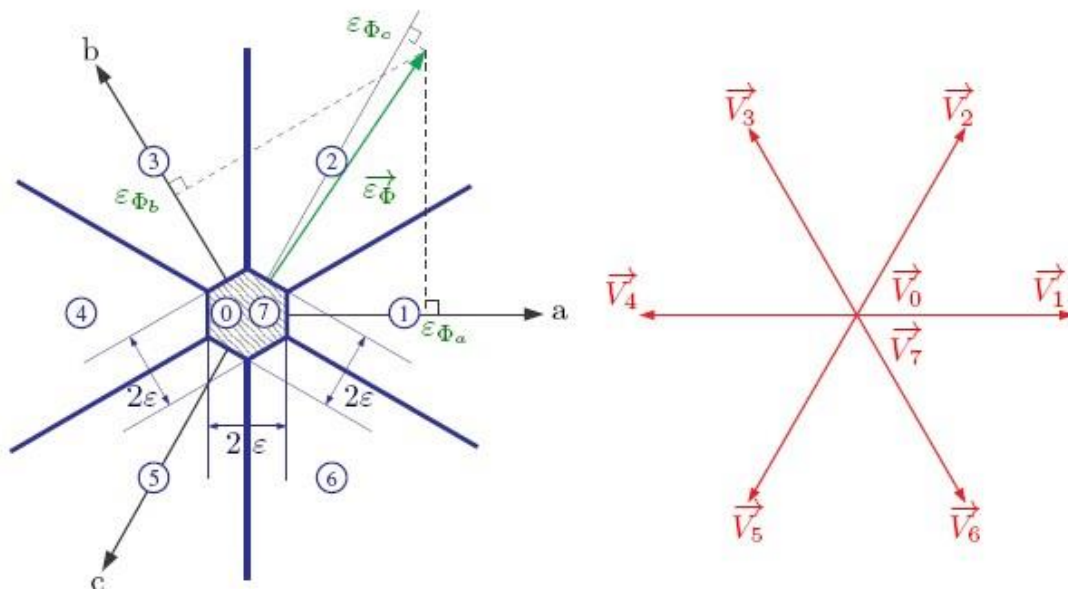


Figure. (4.7) : Principe de fonctionnement de la table de commutation [38].

4.8. RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE DTC DE LA MADA

Le schéma bloc de simulation sous Matlab/Simulink est illustré par la figure (4.9).

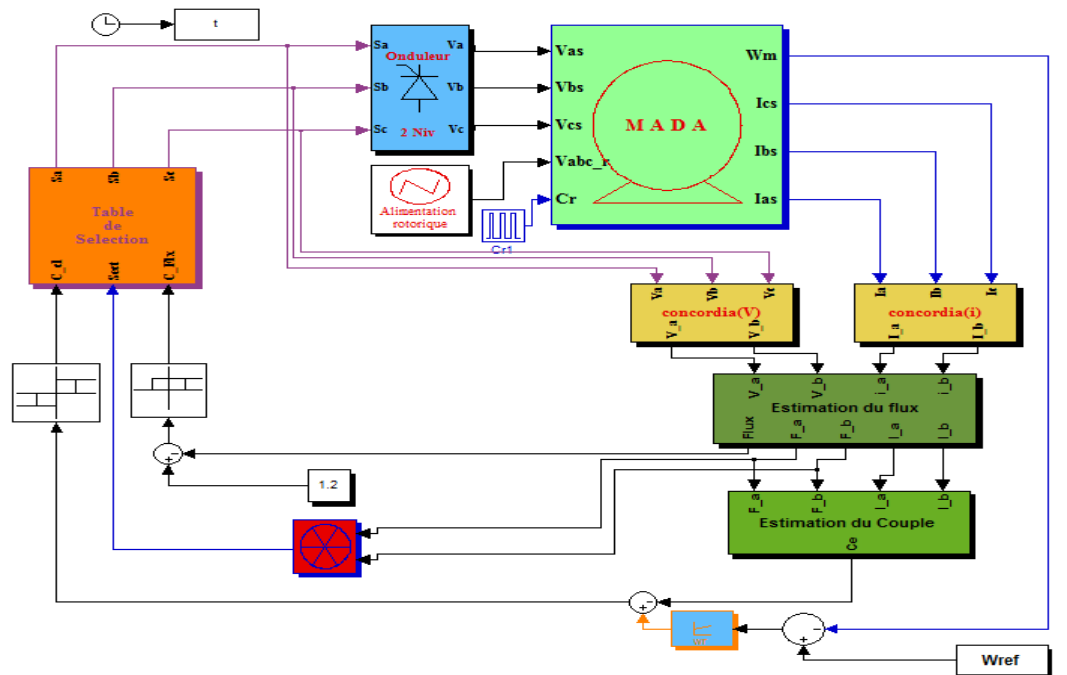


Figure (4.8) : Schéma bloc de simulation de la commande direct du couple (DTC) de la MADA.

Les résultats de simulation sont représentés ci-dessous :

Les tests de simulation ont été effectués pour une perturbation de charge 10 N.m appliquée à l’instant $t=1s$ jusqu’au $t=2.5 s$.

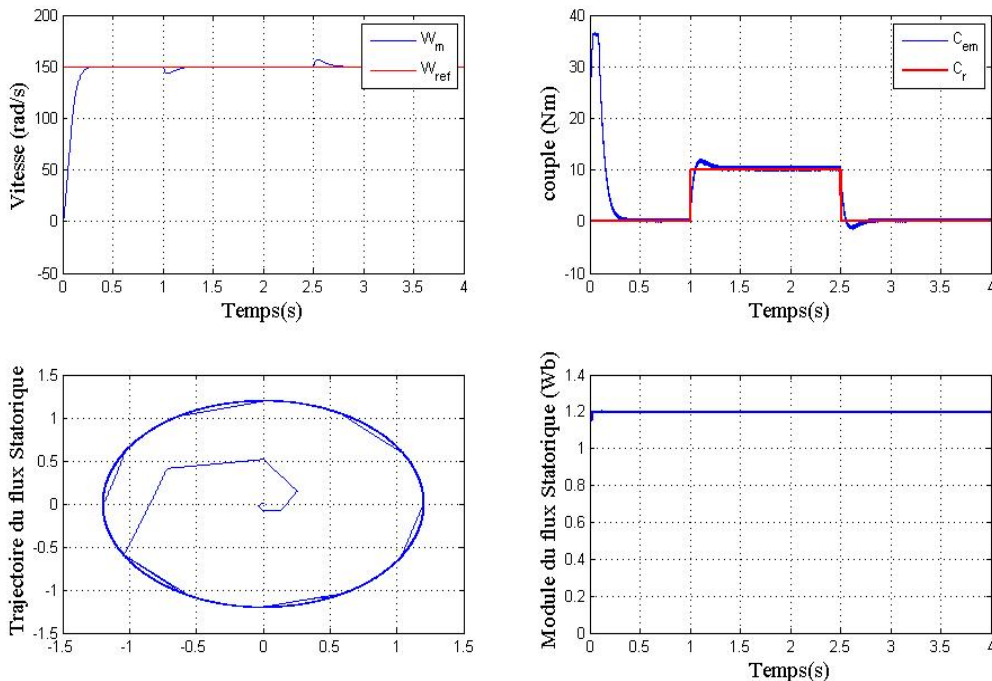


Figure (4.9) : Résultats de la simulation de la commande directe du couple d’une MADA.

➤ Inversion de sens de rotation

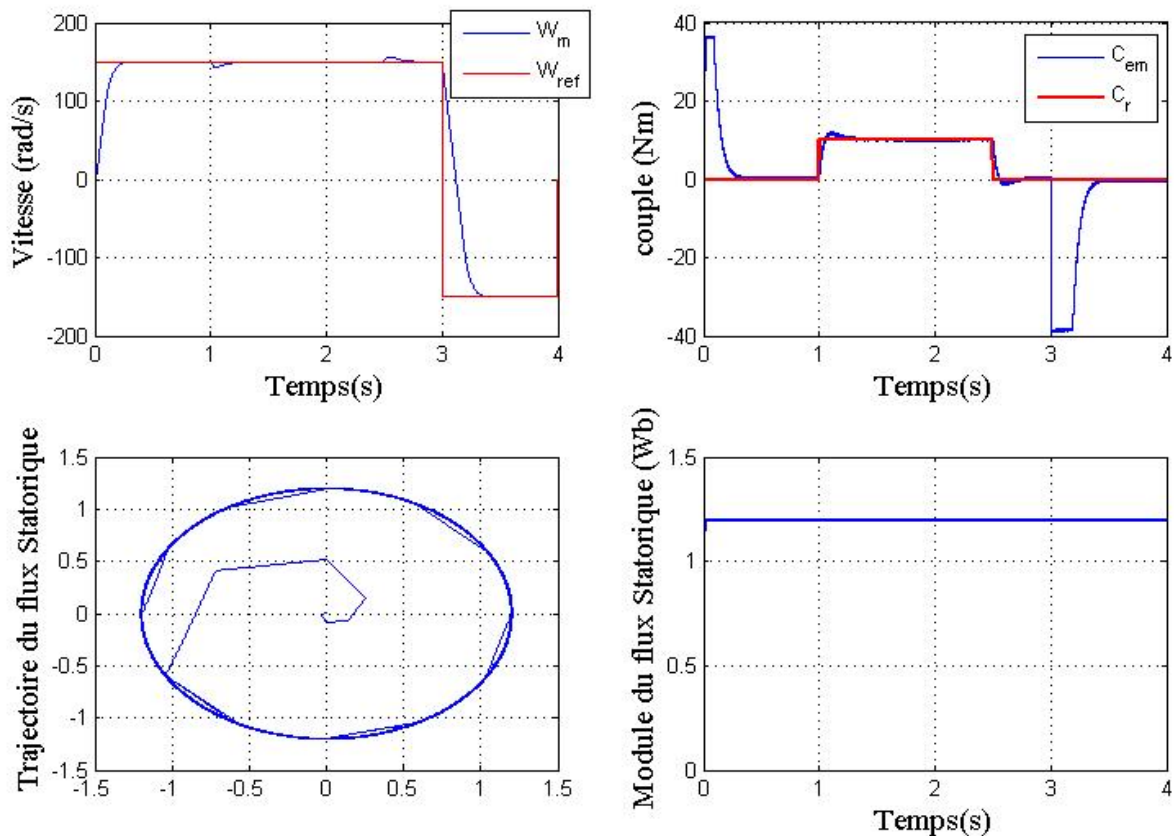


Figure (4.10) : Résultats de simulation avec une inversion de sens de rotation.

✓ Interprétation des résultats

La figure (4.10) représente la réponse de la vitesse, flux et couple électromagnétique, sous charge nominal après un démarrage à vide. On peut noter que lors démarrage à vide, la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence sans dépassement, mais après l'application de la charge la réponse de vitesse représente une légère variation au moment de l'application de la charge, la commande rejette la perturbation. La réponse en couple, et le module du flux présente une bonne performance avec faible oscillation en charge.

On peut conclure que La commande DTC offre une meilleur dynamique, un meilleur précision et moins sensible à l'application de la charge, pour bien juger cette commande plusieurs tests de robustesses vont être appliqués à la DTC.

4.9. TESTE DE ROBUSTESSE

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler, on testera le comportement de la régulation par rapport aux variations de la charge. Ainsi aux variations des paramètres de la MADA, en faisant varier les résistances rotorique R_r , statorique R_s et l'inertie J .

4.9.1. Variation de la charge (Cr)

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge ($C_r = 10\text{N.m}$, 25N.m).

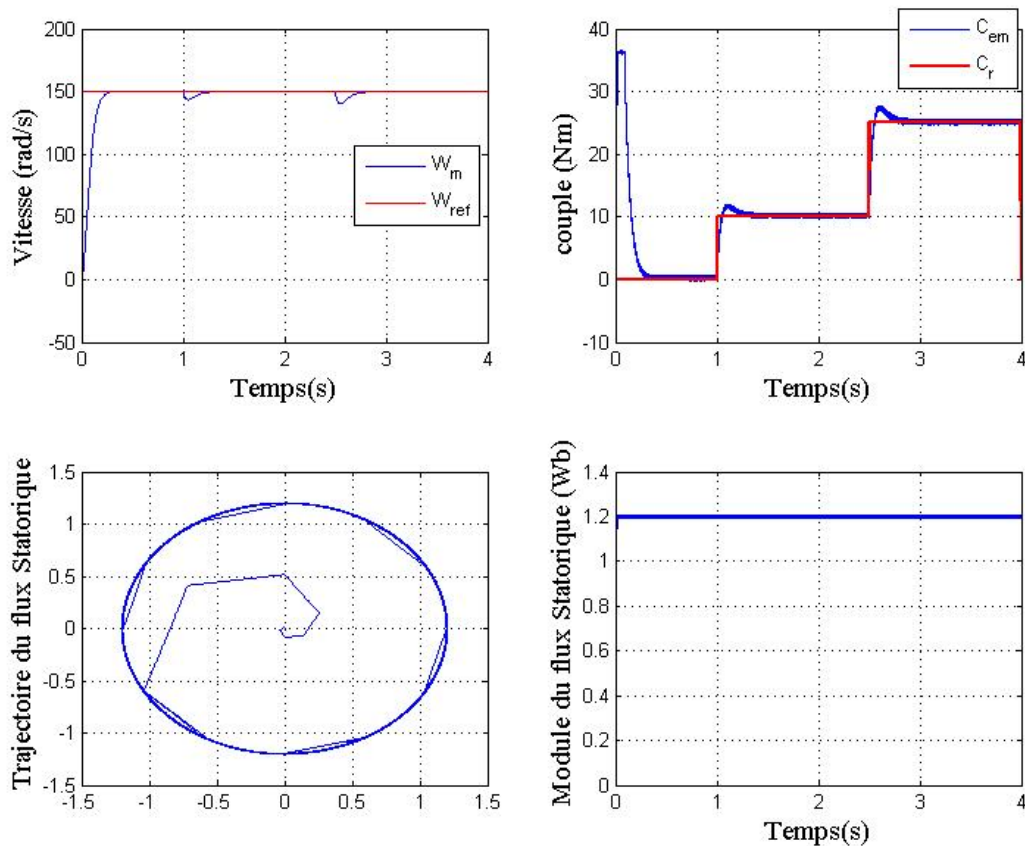


Figure (4.11) : Test de robustesse pour une variation de la charge.

✓ Interprétation des résultats

La figure (4.11) montrent que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux ne sont pas influencés par cette variation.

Nous constatons également que le couple et la vitesse suivent leurs références correspondantes, donc on peut dire que la commande est robuste du point de vue variation de la charge.

4.9.2. Variation de la résistance rotorique R_r

La figure (4.12) représente la réponse de la vitesse, du flux, et du couple électromagnétique. Avec un changement de la valeur de la résistance rotorique de **3 fois** de sa valeur nominale ($3 \cdot R_{rn}$).

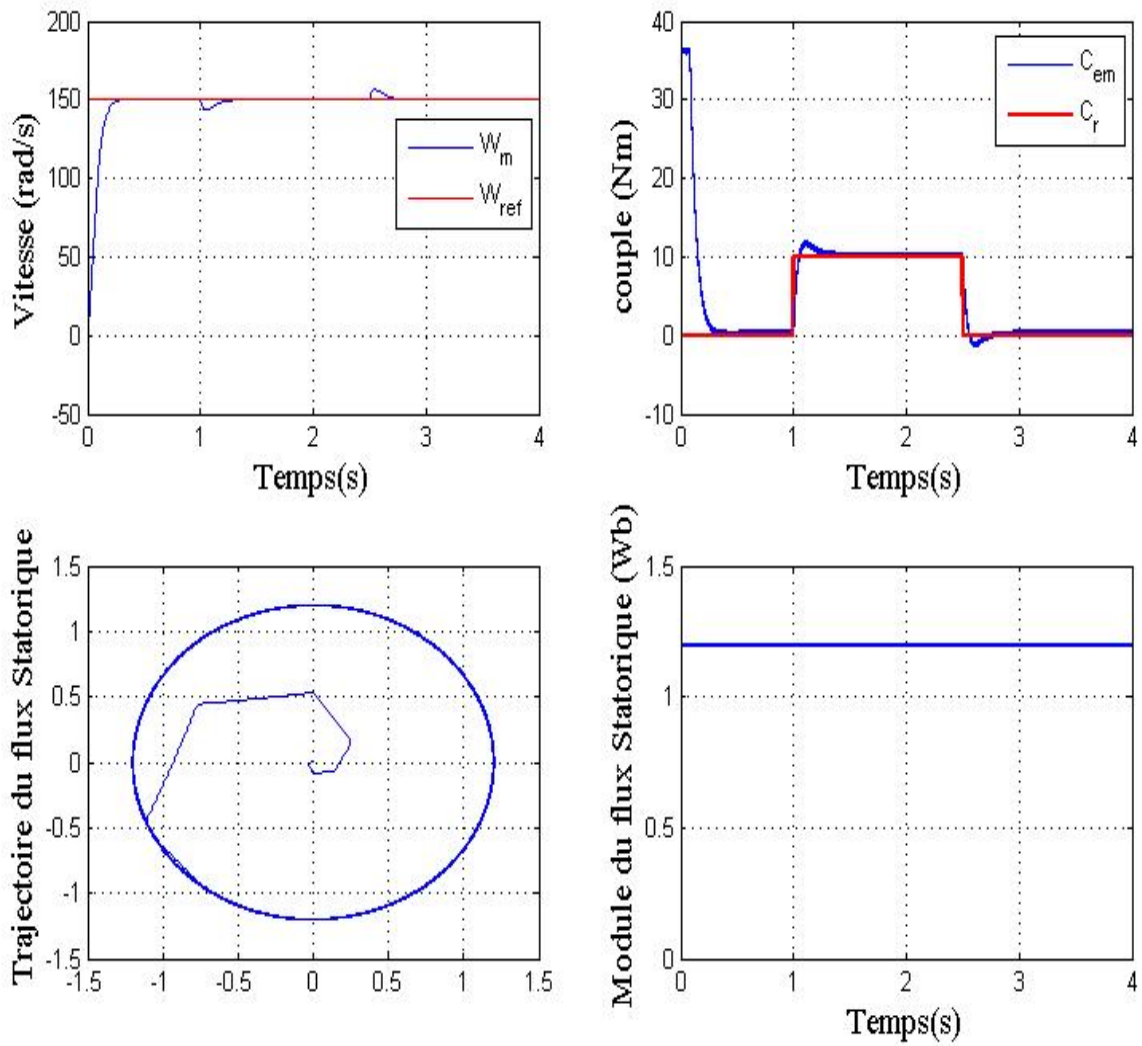


Figure (4.12) : Test de robustesse pour une variation de la résistance rotorique.

✓ Interprétation des résultats

La vitesse de rotation étant fixée à 150 rad/s un couple résistant positif de 10N.m est appliqué à l'instant $t = 1$ s jusqu'au $t=2.5$ s. On peut noter que Les résultats de simulation montrent l'insensibilité de la commande de vitesse à la variation de la résistance rotorique.

4.9.3. Variation de la résistance statorique R_s

La figure (4.13) représente la réponse de la vitesse, du flux, et du couple électromagnétique, avec un changement de la valeur de la résistance statorique de 3 fois de sa valeur nominale ($3 \cdot R_{sn}$).

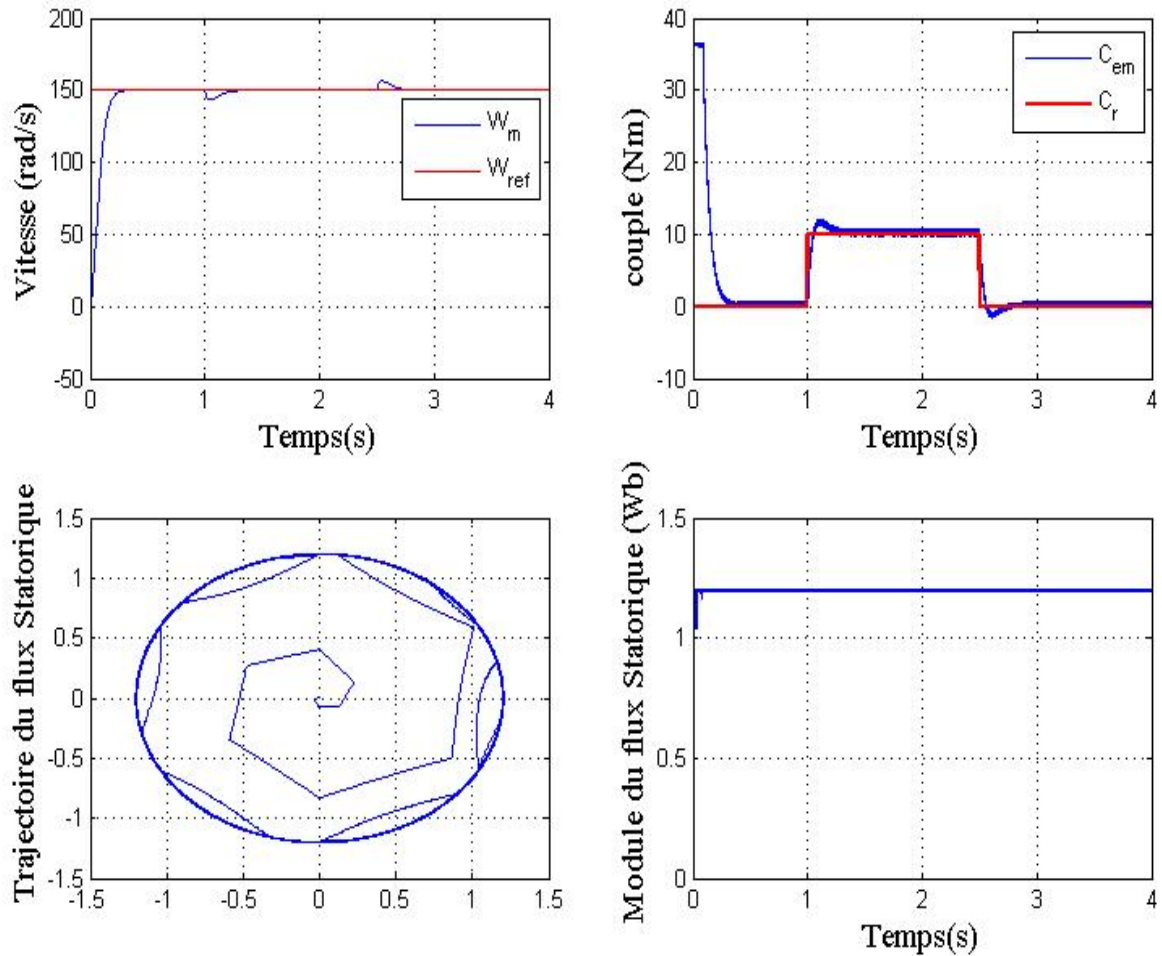


Figure (4.13) : Test de robustesse pour une variation de la résistance statorique.

✓ Interprétation des résultats

Toute variation de la résistance statorique, entraîne un déséquilibre dans les équations des composantes de flux statorique de la machine. Donc toute information obtenue par le flux contient d'erreurs, une erreur d'estimation du module du flux statorique, et une erreur dans la détermination de sa position.

4.9.4. Variation du moment d'inertie J

La figure (4.14) représente la réponse de la vitesse, du flux, et du couple électromagnétique, avec un changement de la valeur de l'inertie de **3 fois** de sa valeur nominale ($3 \cdot J_n$).

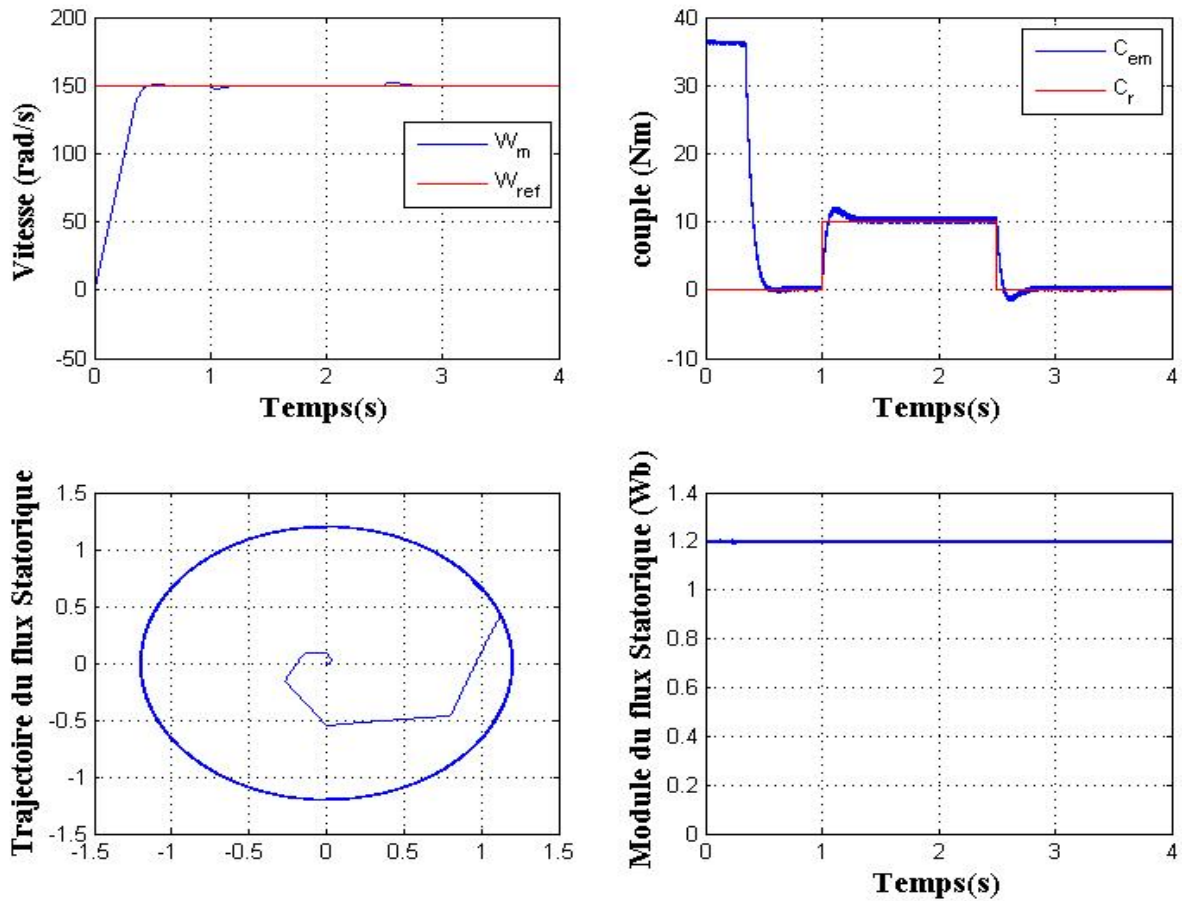


Figure (4.14) : Test de robustesse pour une variation du moment d'inertie.

✓ Interprétation des résultats

Lors de la variation du moment d'inertie, on peut noter que les résultats de simulation montrent l'insensibilité de la commande de vitesse et on peut dire que la commande est robuste.

4.10. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts généraux de la commande directe du couple d'une machine asynchrone à double alimentation. L'étude principale de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, cette technique apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse.

L'avantage principal de ce type de contrôle est qu'il permet de contrôler le flux et le couple de la machine sans avoir besoin à utiliser un capteur mécanique.

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande.

La commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne où oscillations transitoires.

CONCLUSION
GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail effectué dans ce mémoire présente une étude sur deux différentes techniques de commande qu'on peut appliquer à la machine asynchrone à double alimentation en vue de varier sa vitesse et avoir des performances convenable aux exigences du mode industriel.

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 satisfaisant le comportement dynamique de la machine, puis le simuler à travers Matlab/Simulink.

Le troisième chapitre de ce mémoire a été consacré à l'étude de la commande vectorielle de la MADA alimentée par deux onduleurs de tension munis de deux bus continus avec capteur mécanique. La mesure des courants au stator et au rotor de cette machine, nous a permis d'introduire une méthode de découplage des courants. Cette approche est basée sur un découplage par compensation. La commande vectorielle, avec sa forme indirecte IRFOC, dépasse largement par ses capacités la précédente lorsqu'il s'agit de contrôle à haute performance, et reste très compétitive dans le domaine de la commande des machines électriques, le problème majeur de la technique FOC est très sensible aux variations paramétriques de la machine.

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

ANNEXES

Annexe « A »

➤ Grandeurs nominales et paramètres de la machine asynchrone à double alimentation

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique
Puissance nominale P_a	1.5 Kw
Nombre de paires de pôles P	2
Vitesse nominale Ω_n	157 Rad/s
Fréquence nominale statorique f_s	50 Hz
Tension statorique nominale V_s	220 V
Tension rotorique nominale V_r	130 V
Résistance statorique R_s	4.85 Ω
Résistance rotorique R_r	3.8 Ω
Inductance statorique L_s	0.274 H
Inductance rotorique L_r	0.274 H
Inductance Mutuelle L_m	0.258 H
Inertie du moteur J	0.031 kg.m ²
Coefficient de frottement F_f	0.0027 N.m.s/rd

Annexe « B »

➤ Bloc modèle de la MADA dans le repère « dq » :

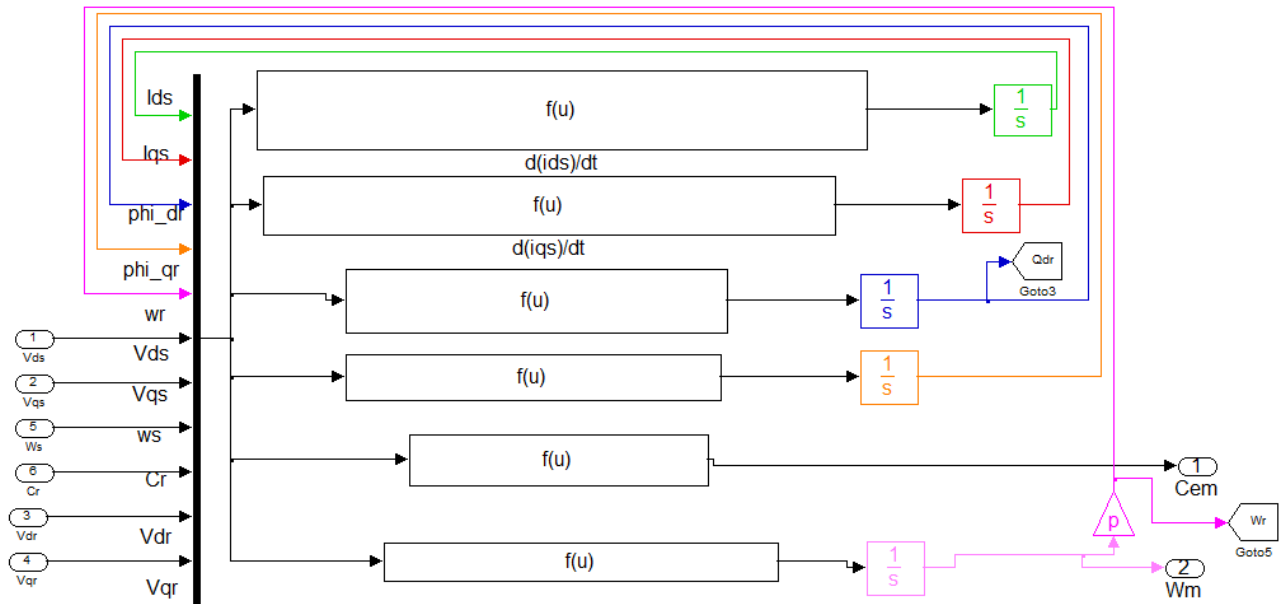


Figure B.1 : Schéma bloc du modèle de la MADA dans le repère (dq).



Bibliographie

- [1] **F. Bonnet**, « Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Utilisée en Mode Moteur » Thèse de Doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Septembre 2008.
- [2] **F. Poitiers**, « Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne: Machine Asynchrone à Cage Autonome, Machine Asynchrone à Double Alimentation Reliée au Réseau », Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [3] **B. Boukhezzar**, « Les Stratégies de Commande pour l'Optimisation et la Régulation de Puissance des Eoliennes à Vitesse Variable », Thèse de Doctorat, Université Paris, France, 2006.
- [4] **S. Nouhou**, « Etude du Générateur Asynchrone pour l'Utilisation dans la Production de l'Energie Eolienne », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2007.
- [5] **A. Telli**, « Etude et Commande d'une Eolienne à Vitesse Variable Intégrée au Réseau MT », Mémoire de Magister en Electrotechnique, U.S.T.Oran, Algérie, Juin 2012.
- [6] **S. Ardjoun**, « Commande en Vitesse par Mode Glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2010.
- [7] **A. Boyette**, « Contrôle-Commande d'un Générateur Asynchrone a Double Alimentation avec Système de Stockage pour la Production Eolienne », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Henri Poincaré, Nancy I, 11 Décembre 2006.
- [8] **P-E. Vidal**, « Commande Non-Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation », Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National

Polytechnique de Toulouse, France, 2004.

- [9] **I. Hamzaoui**, « Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation en Vue de Son Utilisation Comme Aérogénérateur », Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2008.
 - [10] **K. Azouz** « Contribution à l'Etude du Comportement de la MADA Commandée par un Onduleur de Tension MLI ». Mémoire d'Ingénieur d'Electromécanique, Université de M'sila, Juin 2004.
 - [11] **S. Khojet El Khil**, « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)», Thèse de Doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse & de l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Tunis, 2006.
 - [12] **G. Salloum** « Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation », Thèse de Doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
 - [13] **R.Drareni et Z. Ouahrani**, « Commande d'un Aérogénérateur à Base d'une Machine Asynchrone à Cage Connectée au Réseau à Travers un Convertisseur AC-DC-AC », Mémoire d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, ENSP, El Harrach, Alger, Juin 2009.
 - [14] **A. Bentaallah**, « Machines Electriques ». Cours Master 1, Commande des Systèmes Electriques, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2014.
 - [15] **A. Moussa Siddou, I. Soumana Nouhou**, « Etude du Générateur Asynchrone pour l'Utilisation dans la Production de l'Energie Eolienne » Mémoire d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, ENSP, El Harrach, Alger, Juin 2007.
 - [16] **A. Bentaallah**, « Machines Electriques ». Cours Master 1, Commande des Systèmes Electriques, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2014.
 - [17] **A. Moussa Siddou, I. Soumana Nouhou**, « Etude du Générateur Asynchrone pour l'Utilisation dans la Production de l'Energie Eolienne » Mémoire d'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, ENSP, El Harrach, Alger, Juin 2007.
 - [18] **Ren, J., Gao, Z., Wu, Q., Xue, Y., & Diao, L.** «Stator Flux Orientation Based Model Predictive Current Control of Induction Motor». «In Proceedings of the 5th International Conference on Electrical Engineering and Information Technologies for Rail Transportation (EITRT 2021) (pp. 196–203). Springer, Singapore Année 2022».
- Date d'accès : 1 mai 2025

- [19] **NEGHMOUCHE, Nacer Nadhir ; NAGOUDI, Anouar.** « Commande vectorielle de la machine asynchrone » « Université Echahid Hama Lakhdar - El Oued, Algérie ». Date d'accès : 1 mai 2025
- [20] **BENCHIKH, Mohamed ; BENATALLAH, Mohamed.** « Commande vectorielle de la machine asynchrone ». « Université Kasdi Merbah - Ouargla, Algérie Année 2017 ». Date d'accès : 1 mai 2025
- [21] **M. Khafallah.** « Commande vectorielle de la machine asynchrone ». « Université Internationale de Casablanca ». Date d'accès : 1 mai 2025
- [22] **Ould Amrouche Arezki, Boualam Mohamed.** « Algérie Modélisation et commande de la machine asynchrone», « Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (UMMTO) Année 2017». Date d'accès : 1 mai 2025
- [23] **Othmani Ahmed Mehdi.** « Commande vectorielle d'une machine asynchrone ». « Université Badji Mokhtar - Annaba, Algérie année 2019 ». Date d'accès : 1 mai 2025
- [24] **Oussama Brahmi, et al.** « Commande Vectorielle Indirecte pour un Système de Conversion Éolienne à base de la MADA ». « Source : ResearchGate ». Date d'accès : 1 mai 2025
- [25] **Sejir Khojet El Khil.** « Commande vectorielle d'une machine asynchrone doublement alimentée (MADA) ». « Institut National Polytechnique de Toulouse & École Nationale d'Ingénieurs de Tunis année 2006 ». Date d'accès : 1 mai 2025
- [26] **Tebani Hichem, Touri Yesser.** « Commande vectorielle en puissance de la machine asynchrone à double alimentation ». « Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (UMMTO) année 2017 ». Date d'accès : 1 mai 2025
- [27] **Sejir Khojet El Khil.** « Commande vectorielle avec et sans capteur de vitesse de la MADA ». « École Nationale d'Ingénieurs de Tunis année 2006 ». Date d'accès : 1 mai 2025
- [28] **Source :** « Wikipédia. Commande directe du couple ». Date d'accès : 2 mai 2025
- [29] **Hamdy Mohamed.** « A review on Direct Torque Control (DTC) of induction motor with applications of fuzzy logic ResearchGate, octobre 2017». Date d'accès : 3 mai 2025
- [30] **S. A. Zaid, M. A. Abido, H. M. Soliman.** « Direct Torque Control of a Doubly Fed

Induction Generator International Journal of Advanced Engineering Technology, Volume 8, Issue 5, 2017». Date d'accès : 3 mai 2025

- [31] **Chapitre 3.** « Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone ». « Université de Guelma ». Date d'accès : 4 mai 2025
- [32] « Modélisation et commande vectorielle du moteur asynchrone ». « Université Larbi Ben M'hidi – Oum El Bouaghi ». Date d'accès : 4 mai 2025
- [33] « Commande directe du couple d'une machine asynchrone ». « Université de Biskra ». Date d'accès : 4 mai 2025
- [34] **Ľubomír Cibula, Jaroslav Timko, Jaroslava Žilková, Peter Girovský.** « Direct Torque Control of the Asynchronous Motor ». « Technical University of Košice, Faculty of Electrical Engineering and Informatics. Année 2008 ». Date d'accès : 4 mai 2025
- [35] **Boukhalifa Hadja Sid Radja.** « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone à cage ». « Université Kasdi Merbah – Ouargla.année 2016 ». Date d'accès : 4 mai 2025
- [36] **Wikipédia.** « Commande directe du couple ». « L'encyclopédie libre ». Date d'accès : 5 mai 2025
- [37] **Kamel Akkouchi.** « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone». « Université Badji Mokhtar - Annaba. Année 2007 ». Date d'accès : 5 mai 2025
- [38] **François BONNET.** « Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur ». « Thèse Doctorat spécialité Génie Électrique, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, année 2008 ». Date d'accès : 6 mai 2025

Résumé

Ce mémoire présente une étude de la commande vectorielle par orientation du flux et la commande directe du couple de la machines Asynchrone a Double Alimentation MADA (moteur).

Le contrôle direct du couple présente de nombreux avantages par rapport à la structure classique de commande vectorielle par orientation du flux (FOC).

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques.

Des simulations sont effectuées pour valider chaque commande. Les résultats obtenus de la commande par DTC de la machine se traduisent par de meilleures performances dynamiques du couple et du flux.

Mots-clés : Machine asynchrone à double alimentation, Commande par orientation du flux, Contrôle direct du couple.

ملخص

تقدم هذه المذكرة دراسة عن التحكم الشعاعي بتوجيه التدفق و التحكم المباشر للعزم لآلة لا تزامنية مضاعفة التغذية (محرك).

التحكم المباشر للعزم يقدم ايجابيات اكثر بالمقارنة مع التحكم الشعاعي بتوجيه التدفق . هذه التقنية تسمح بحساب مقادير التحكم اللذان يمثلان التدفق الساكن و العزم الكهرومغناطيسي ابتداء من قياس لتيارات الساكن.

النتائج المتحصل عليها بتطبيق التحكم المباشر للعزم على الآلة تظهر القدرات الديناميكية العالية.

الكلمات مفتاحية: آلة لا تزامنية مضاعفة التغذية، التحكم الشعاعي بتوجيه التدفق، التحكم المباشر للعزم.

Abstract

This memoire presents a study of the field oriented control and a direct torque control of Double feed Induction Machine (motor).

The direct torque control presents numerous advantages compared to the classical field oriented control.

This technique allows to calculate the sizes of control that is the statorique flux and the electromagnetic torque from the measures of the currents statoriques.

Simulation results are carried out to validate the proposed control. The results obtained with DTC structure of the machine show superior performances.

Key- Word. Double feed Induction Machine, Field Oriented Control (FOC), Direct Torque Control (DTC).