



T H E S E



Présentée à

l'Université de Batna

En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES EN ELECTROTECHNIQUE

Option: Electricité Industrielle

Présentée par

LEILA BENALIA

*Chargée de Cours à l'Université de M'sila
Magister en électrotechnique de l'université de Batna
Ingénieur d'état en électrotechnique de l'université de Batna
D.E.U.A en électrotechnique de l'université de Batna*

COMMANDE EN TENSION DES MOTEURS A INDUCTION DOUBLE ALIMENTES

Thèse soutenue le : 02 Juin 2010 devant le jury :

Boubakeur AZOUI	Président	Professeur	Univ. Batna
Rachid ABDESSEMED	Rapporteur	Professeur	Univ. Batna
Aziz CHAGHI	Co-Rapporteur	Maître de Conférences	Univ. Batna
Abderrahmane DIB	Examineur	Maître de Conférences	Univ. O.E.Bouaghi
Salah SAAD	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Annaba
Lazhar HAROUS	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Annaba

REMERCIEMENT

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire de recherche d'Électrotechnique de **Batna LEB**.

C'est un agréable plaisir pour moi d'exprimer mes remerciements à mon directeur de thèse, Monsieur **Rachid ABDESSEMED**, Professeur au département d'Électrotechnique de l'université de Batna et Directeur du Laboratoire de recherche **LEB**, pour ses qualités humaines en premier lieu, son attention et ses précieux conseils qui m'ont été très utiles pour mener à bout de cette thèse. Je tiens à lui exprimer ma plus profonde reconnaissance d'avoir dirigé mon travail.

Je suis également profondément reconnaissante envers mon codirecteur de thèse, Monsieur **Aziz CHAGHI** Maître de Conférences à l'Université de Batna, pour ses qualités humaines et pour l'aide qu'il m'a apporté.

Je suis très honorée de la présence de Monsieur **Boubakeur AZOUI** Professeur au département d'Électrotechnique de l'université de Batna, que je remercie pour l'honneur qu'il m'a fait de présider le jury de thèse.

Mes vifs remerciements vont également à :

- Monsieur **Abderrahmane DIB** Maître de conférences à l'Université de O.E.Bouaghi de l'intérêt qu'il manifeste pour ce travail en participant à ce jury.
- Messieurs **Salah SAAD** Maître de Conférences à l'Université d'Annaba, **Lazhar HAROUS** Maître de Conférences à l'Université d'Annaba pour avoir accepté de faire le déplacement de loin et se joindre à leurs collègues afin d'exprimer leurs points de vue sur le contenu de cette thèse.

Je remercie également très vivement tous mes **Enseignants** à l'institut d'Électrotechnique à l'université de Batna.

Je remercie très vivement tous mes *Enseignants* à l'école primaire « Gouaref Fatima », tous mes *Enseignants* au moyenne « Boukhalfa Ali » et mes *Enseignants* au Technicum d'Ain Touta.

Je remercie tous mes *collègues* à l'université de M'sila.

Je remercie, Melle *Souad CHAOUCH* Maître de conférences à l'Université de M'sila pour le travail qu'on a fait ensemble.

Un grand merci à mon amie Mme *Fatiha BEKHOUCHE* Enseignante à l'Université de M'sila.

Je remercie *mes parents*, pour tout ce qu'ils font pour moi. Ils se sont beaucoup sacrifiés pour m'offrir toutes les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis. Ma reconnaissante envers eux est inexprimable.

Enfin, je remercie tout particulièrement mon *époux* pour son soutien inconditionnel tout au long de ces années de thèse.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.

A mes chers parents

A mon époux Mouhamed

A mes filles Nour Elhouda et Nada

A mes frères Louardi et Anouar et mes sœurs

A ma belle mère, mes belles sœurs

A mes neveux et nièces, Mouhamed, Hadjer,

Imane, Djawed, Sami, Maroua, Zinou, Ritedj,

Sonia, Oumnia, Adel, Abdelmalek, Oussama,

Amina, Yassmine, Dounia.

A mes étudiants

Je dédie ce travail

LISTE DES SYMBOLES09

INTRODUCTION.....15

CHAPITRE 1
ETAT DE L'ART DE LA MADA ET LA MASDE

1.1.
INTRODUCTION.....21

I.2. ETAT DE L'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION 'MADA'

I.2.1. Fonctionnement en génératrice.....23

I.2.2. Fonctionnement pour application moteur.....23

I.2.2.1. Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur.....
23

I.2.2.2. Deuxième configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur24

I.2.2.3. Troisième configuration : MADA alimentée par convertisseurs indépendants25

I.2.3. LES DIFFERENTS MODES D'ALIMENTATION DE LA MADA

I.2.3.1. Alimentation tension – tension27

I.2.3.2. Alimentation courant – courant.....28

I.2.3.3. Alimentation tension – courant.....30

I.2.4.1 Avantages de la MADA32

I.2.4.2. Inconvénients de la MADA33

I.3. ETAT DE L'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE 'MASDE'

I.3.1. CARACTERISTIQUES DES MACHINES MULTIPHASEES.....34

I.3.1.1. Machines multiphasées de type 134

I.3.1.1. Machines multiphasées de type 2.....35

I.3.2. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES MACHINES MULTIPHASEES.

I.3.2.1. Avantages des machines multiphasées37

I.3.2.2. Inconvénients des machines multiphasées.....40

I.4. CONCLUSION40

I.5. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....41

CHAPITRE 2

MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE

DE LA MADA

II.1. INTRODUCTION.....43

II.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA.....45

II.3. MODELE MATHEMATIQUE DE LA MADA.....46

II-3-1 Hypothèses simplificatrices47

II-3-2 Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque.....47

II-3-3 Transformation triphasé-diphasé	49
II-3-4 Résumé de la transformation triphasé-biphasé.....	50
II.4. TRANSFORMATION DE PARK.....	52
II.5. LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	54
II.5.1 Choix du référentiel.....	55
I .6. SIMULATION DE LA MADA ALIMENTEE PAR LE RESEAU ELECTRIQUE	
II.6.1. Structure sous forme schéma bloc.....	58
II-7 RESULTAT DE SIMULATION DE LA MADA	59
II-8 INTERPRITATION DES RESULTATS DE SIMULATION OBTENUS.....	63
II.9. ASSOCIATION ONDULEUR MLI A LA MACHINE.....	64
I.9.1. MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE PAR ONDULEUR	
I .9.1.1. Modélisation du redresseur.....	65
I .9.1.2. Modélisation du filtre.....	66
.9.1.3. Modélisation de l'onduleur.....	67
I.10. STRATEGIE DE COMMANDE PAR MLI TRIANGULO-SINUSOIDALE	
II.10.1 Association onduleur de tension –Machine	72
II.11. LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTATION MADA	
II.11.1. FGONDEMENT DE LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE.	73
II.11.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	74
II.11.2.1. Procédé d'orientation du flux.....	75
II.11.2.2. Commande vectorielle par orientation du flux statorique.....	75
II.11.2.3. REPRESENTATION DES EQUATIONS LIEES AU FLUX STATORIQUE	
II.11.3. LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE ET INDIRECTE.	
II.11.3.1.. Commande vectorielle directe.....	77
II.11.3.2. Commande vectorielle indirecte.....	78

II.11.3.3. Fonctionnement à toute vitesse (Bloc de défluxage).....	78
II.11.3.3.1. Définition.....	78
.11.3.3.2. Bloc de défluxage	79
II.12. LA REGULATION.....	80
II.12.1. Calcul des régulateurs.....	81
II.12.1. . Régulateur du courant I_{rd}	81
II.12.1.b. Régulateur de I_{rq} :	82
II.12.1.c. Calcul de Régulation de vitesse	83
II.13. SCHEMA DE SIMULATION	84
II.14. RESULTATS DE SIMULATION	86
II.15. Commande vectorielle directe de la MADA.....	87
II.16. RESULTATS DE SIMULATION.....	88
II.17. CONCLUSION	89
II.16. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	90

CHAPITRE 3
MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE
LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE
MASDE

III.1. INTRODUCTIO.....	92
II .2. DESCRIPTION DE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE	

III.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MASDE.....	93
I I .4. MODELISATION DE LA MASDE.....	94
III.4.1. Hypothèse simplificatrices.....	94
III.4.2. Modèle de la MASDE.....	94
II .4.3. Equations électriques de la MASDE	94
III.4.4. Equations magnétiques de la MASDE.....	96
III.4.5. Equations magnétiques de la MASDE développés.....	97
I I.4.5. Energie magnétique	99
III.4.6. Couple électromagnétique	99
II.4.7.Equation mécanique	100
II .5. TRANSFORMATIUN DE BASE DE PARK	100
II .5.1. Modèle de Park de la MASDE.....	101
III.5.2. Equations transformées	102
III.6. EQUATION MATRICIELLE DE LA MASDE AVEC TRANSFORMATION DE PARK	103
III.6.1. Equation des tensions.....	103
III.6.2. Les équations finales des tentions de la MASDE.....	104
II .6.3. Equation magnétique.....	105
II .6.4. Equation mécanique.....	106
I I.6.4.1. Puissance instantanée.....	106
I I.6.4.2. Couple électromagnétique	107
II .7. CHOIX DU REFERENTIEL	108
II .8. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT.....	109
I I.9. SIMULATION DE LA MASDE ALIMENTEE PAR LE RESEAU ELECTRIQUE	112
III.9.1 Présentation de travail	112
I I.10. RESULTATS DE SIMILATION.....	113
III.11. ETUDE DE LA REGULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE MASDE.....	116

III.11.1. REALISATION DU DECOUPLAGE ENTRE LE FLUX ET LE COUPLE SANS REGLAGE DE VITESSE	116
III.11.1.1. Synthèse des régulateurs de courant	119
III.11.1.3. Résultats de simulation.....	121
III.12. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE AVEC REGLAGE DE LA VITESSE DE LA MASDE	
III.12.1. Bloc de Défluxage	123
III.12.2. Régulateur de vitesse	124
III.12.3. RESULTATS DE SIMULATION.....	124
III.13. COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE AVEC REGLAGE DE LA VITESSE DE LA MASDE	
III.13.1. Estimateur du flux	129
III.13.2. Régulateur du flux.....	130
III.13.3. RESULTATS DE SIMULATION	
III.13.4. Résultats de simulation sans l'utilisation de l'onduleur aux deux alimentations.....	130
III.13.5. Résultats de simulation avec l'utilisation de l'onduleur aux deux alimentations.....	132
II.14. CONCLUSION	135
III.15. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	136

CHAPITRE 4

COMMANDE PAR DTC DE LA MADA ET MASDE

IV.1. INTRODUCTION.....	138
IV.2. COMMANDE DIRECTE DU COUPLE	139
IV.2.1. Principe de la commande DTC	139

IV.3. FONCTIONNEMENT ET SEQUEUNCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE	140
IV.3.1. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique.....	141
IV.3.1.1. Principe de contrôle de flux statorique	141
IV.3.1.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique	143
IV.3.1.3. Choix du vecteur de tension	144
IV.3.2. ESTIMATEURS	145
IV.3.2.1. Estimation du flux statorique	145
IV.3.2.2. Estimation du couple électromagnétique	146
IV.4. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE.	
IV.4.1. Le correcteur flux.....	147
IV.4.2. Le correcteur de couple	147
IV.4.2.1. Le correcteur à trois niveaux	148
IV.4.2.2. Le correcteur à deux niveaux.....	148
IV.5. ELABORARTION DE LA TABLE DE COMMANDE	149
IV.5.1. Structure générale du contrôle direct de couple	149
IV.6. RESULTATS DE SIMULATION	152
IV.6.1. RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE PAR DTC DE LA MADA.....	152
IV.6.1.1. TEST DE ROBUSTESSE.....	153
IV.6.1.2. CONCLUSION.....	155
IV.6.2. APPLICATION DE LA DTC SUR LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE	156
IV.6.2.1. RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE PAR DTC DE LA MASDE.....	157
IV.6.2.2. TEST DE ROBUSTESSE.....	158

IV.6.2.3. CONCLUSION.....	160
IV.7. ETUDE COMPARATIVE	160
IV.8. CONCLUSION	161
IV.9. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	162

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE.....	164
---------------------------------	------------

ANNEXES

A.1. Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation ‘MADA’	168
A.2. Paramètres de la machine asynchrone à double étoile ‘MASDE’.....	169
A.3. Description de l'onduleur triphasé	170

LISTE DES SYMBOLES

LISTE DES SYMBOLES

• *Couples :*

- C_e : Couple électromagnétique de la machine (N.m)
- C_r : Couple résistant (N.m)
- J : Inertie des masses tournantes ($\text{Kg}\cdot\text{m}^2$)
- f : Coefficient de frottement visqueux (Nms/rd)

• *Courants, tension, flux exprimés dans le système d'axes (d,q) :*

- I, i : Courant(A)
- I_{sd} : Courant statorique sur l'axe d (A)
- I_{sq} : Courant statorique sur l'axe q (A)
- I_{rd} : Courants rotorique sur l'axe d (A)
- I_{rq} : Courant rotorique sur l'axe q (A)
- i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants statoriques (A)
- i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants statoriques (A)
- V_{sd} : Tension statorique sur l'axe d (V)
- V_{sq} : Tension statorique sur l'axe q (V)
- V_{rd} : Tension rotorique sur l'axe d (V)
- V_{rq} : Tension rotorique sur l'axe d (V)
- V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions d'alimentations des phases statoriques (V)
- V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions d'alimentations des phases rotoriques (V)
- U_c : Source de tension continue de l'onduleur (V)

- V_{abcM} : Tension de demi -bras A, B ou C (V)
- V_{abc} : Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C (V)
- $V_{réf123}$: Tension de références 1, 2 ou 3 (sinusoïdal) (V)
- V_m : Amplitude de la tension de référence (V)
- V_p : Porteuse triangulaire (V)
- V_{pm} : Amplitude de la porteuse triangulaire (V)
- Φ_{sd} : Flux statorique sur l'axe d (Wb)
- Φ_{sq} : Flux statorique sur l'axe q (Wb)
- Φ_{rd} : Flux rotorique sur l'axe d (Wb)
- Φ_{rq} : Flux rotorique rotorique sur l'axe d (Wb)
- Φ_{s1} : Flux statorique de l'étoile 1 (Wb)
- Φ_{s2} : Flux statorique de l'étoile 2 (Wb)
- Φ_r : Flux rotorique (Wb)
- Φ_m (wb): Flux magnétisant (Wb)

• *fréquences, pulsations, vitesse, déphasage :*

- $f_{réf}$:Fréquence de la tension de référence (Hz).
- f_p : Fréquence de la porteuse triangulaire (Hz).
- f_s : Fréquences statorique (Hz)
- f_r : Fréquences rotorique (Hz)
- ω : Pulsation électrique du rotor = p
- $\omega_s = d\theta_s/dt$: Pulsation statorique (Rad/s)
- $\omega_r = d\theta_r/dt$: Pulsation rotorique (Rad/s)
- ω_s : Pulsation d'alimentation
- ω_{sl} : Pulsation électrique de glissement (Hz)
- ω_c : Pulsation de coupure
- N : Vitesse (tr/min)
- ω_{nom} : Vitesse mécanique nominale (Rad/s)
- ω_s : Vitesse mécanique (Rad/s)

- ω_{ref} : Vitesse de référence (Rad/s)
- P : Nombre de paires de pôles de la MADA
- θ_s, θ_r : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.

● **Indices :**

- s : Indice des axes correspondant au stator
- r : Indice des axes correspondant au rotor
- a, b, c : Indices correspondant aux trois phases a, b, c

- s_1, s_2, r : Indices correspondant au stator 1, stator 2 et au rotor.
- a_{s1}, b_{s1}, c_{s1} : Indices correspondant au trois phases du 1 enroulement statorique.
- a_{s2}, b_{s2}, c_{s2} : Indices correspondant au trois phases du 2 enroulement statorique .
- a_r, b_r, c_r : Indices correspondant au trois phases du rotor.

● **Paramètres :**

- R_s : Résistance d'une phase statorique ()
- R_r : Résistance d'une phase rotorique ()

- R_{s1}, R_{s2} : Résistances statoriques (étoile 1 et 2) ()
- L_{s1}, L_{s2} : Inductance propre d'une phase statorique (étoile 1 et 2) (H)
- L_s : Inductance propre d'une phase statorique (H)
- L_r : Inductance propre d'une phase rotorique (H)
- M : Inductance cyclique mutuelle (H)
- M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique H
- m_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques (H)
- m_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques (H)
- L_{ss} : Matrice des inductances statoriques
- L_{rr} : Matrice des inductances statoriques
- V_s : Tension appliquée au stator (V)
- V_r : Tension appliquée au stator (V)
- $T_s = L_s / R_s$: Constante du temps statorique (s)
- $T_r = L_r / R_r$: Constante du temps rotorique (s)

- $= 1 - M^2 / L_s * L_r$: Coefficient de fuite totale
- s_{nom} : Flux statorique nominal (Wb)
- $\phi_{réf}$: Flux de référence (Wb)
- K_p : Valeur de la constante proportionnelle du régulateur
- K_i : Valeur de la constante intégrale du régulateur
- K_d : Valeur de la constante dérivation du régulateur
- T_e : Période d'échantillonnage
- S : Opérateur dérivé de Laplace = d/dt
- T_s : Constante du temps statorique
- T_r : Constante du temps rotorique
- $\tau_i; \tau_d$: Constante de temps du régulateur(s)
- γ_0 : L'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique
- ψ_s : L'angle entre le référentiel statorique et le vecteur flux ϕ_s
- S_{abc} : Grandeurs booléennes de commande des bras de l'onduleur
- (d, q) : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
- (x, y) : Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor
- $(\ , \)$: Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator

- L_{ms} (H): Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques(H)
- L_{sr} (H) : Inductance mutuelle entre phases statoriques (H)
- L_{mr} (H): Inductance mutuelle entre phases rotoriques (H)
- J (Kg.m²): Moment d'inertie (Kg.m²)
- p : Nombre de paires de pôles de la machine.
- (d, q) : Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.
- K_f : Coefficient de frottement.
- S : Opérateur de Laplace.
- k_p, k_i : Paramètres du régulateur PI.
- FOC: Flux Oriented control.
- MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion
- m : Indice de modulation.
- r : Taux de modulation.

INTRODUCTION

GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La construction des premiers entraînements électriques à vitesse variable ne sont devenue qu'au début de notre siècle. Ce sont des ensembles moteurs générateurs permettant la transformation électrique- mécanique et vis versa, à des fréquences et des tensions différentes. Le premier groupe électrique à vitesse variable est inventé dans les années 1870[1]. Il est constitué d'une machine à vapeur, produisant l'énergie mécanique, d'un générateur à courant continu qui entraîne un moteur à courant continu du type machine Gramme. L'avantage de ce système, en reprenant le terme à l'époque, est le transport des forces, amener une puissance mécanique en un endroit quelconque. Le système qui existait avait pour inconvénient le transport de l'énergie mécanique en un lieu déterminé, on évite ainsi les courroies, les arbres, les poulies mécaniques. Au début du 20^{ème} siècle la cascade de Kramer est inventée. Elle récupère la puissance rotorique d'une machine asynchrone à rotor bobiné via une succession de transformations électrique- mécanique - électrique avant d'être renvoyée sur le réseau principal.

C'est sur cette dernière idée, née au début de ce siècle, que nous allons étudier un dispositif à vitesse variable utilisant les moyens et les méthodes de nos jours.

Les moyens sont l'électronique de puissance et l'informatique industrielle, domaines qui depuis le début des années 1970 ont connu un très grand essor. L'électronique de puissance permet de générer des grandeurs électriques de fréquence, de tension et de courant variables, tout en assurant un rendement élevé. Ces convertisseurs sont associés à une électronique numérique de commande permettant l'implantation de puissants algorithmes de contrôle en temps réel. Les chercheurs, dans ce domaine, ont trouvé un regain d'intérêt et d'énergie dès lors que les théories ont pu être concrètement mises en œuvres grâce à la microélectronique analogique puis numérique travaillant en temps réel. Cette électronique a de plus, été progressivement miniaturisée et sa puissance a augmenté parallèlement, si bien qu'il est possible maintenant de réaliser des contrôles en temps réel, de les embarquer sur les équipements, de concevoir les algorithmes les plus évolués issus des principes de commandes théoriques.

Les méthodes de contrôle sont la commande vectorielle de machines à courant alternatif. En 1970 de nombreux auteurs, en particulier Blachke, formulent les bases de cette théorie dite de contrôle vectoriel. Mais ce n'est qu'au début des années 1980 que la première réalisation vit le jour. D'excellents résultats sont obtenus tout à fait comparables à ceux d'une machine à courant continu où le découplage des grandeurs est naturel. Quant aux outils de simulation, de plus en plus puissants, ils permettent d'étudier et d'analyser des ensembles complets charge mécanique entraînée par une machine électrique associée à son convertisseur et à sa commande.

La vitesse variable s'impose par principe dans certains processus industriels. Dans les autres, la vitesse est le plus souvent fixe et ceci au détriment du rendement global.

Dans les centrales de production d'énergie, la vitesse variable permet un gain de productivité. De nombreux producteurs et constructeurs réfléchissent à l'intérêt d'intégrer la vitesse variable dans la production d'énergie pour les équipements auxiliaires et principaux.

Les premières machines à courant alternatif, comme les réseaux de distribution de l'énergie électrique, étaient autrefois diphasées. Mais la version triphasée s'est rapidement imposée, permettant ainsi d'éliminer certains problèmes posés par les harmoniques et d'obtenir des machines globalement plus performantes. Actuellement, les machines triphasées constituent la majeure partie des systèmes d'entraînement industriels.

Cependant, lorsqu'une machine n'est pas alimentée directement par le réseau, mais par l'intermédiaire d'un convertisseur statique, la contrainte fixant le nombre de phases statoriques à trois disparaît. Augmenter le nombre de phases au-delà de trois apparaît alors comme une alternative à considérer pour certaines applications.

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matières de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multi-niveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la

segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations de courant et de couple amoindries.

Des nouvelles solutions pour la vitesse variable sont proposées dans ce mémoire. Elles nécessitent une machine à double alimentation MADA et la machine à double étoile MASDE. La machine à double alimentation est constituée principalement d'un bobinage polyphasé au stator et au rotor. De nombreuses applications utilisent une machine de ce type. On peut avoir la cascade hyposynchrone, la variation de la résistance rotorique, le fonctionnement en générateur avec une vitesse mécanique variable, l'alimentation au stator et au rotor par un convertisseur, ou le stator par un réseau fixe et le rotor par une alimentation variable qui peut être une source de tension ou une source de courant, cette dernière présente beaucoup d'avantages par rapport à celle en tension, car elle procure une grande souplesse et une plus grande simplicité de fonctionnement [2].

La machine asynchrone double étoile (MASDE), dans la configuration classique, possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée ; il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine à l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotorique.

Cependant, l'alimentation de la MASDE par onduleurs de tension provoque l'apparition de courants harmoniques de circulation d'amplitude importante au stator, impliquant des pertes statoriques supplémentaires et un surdimensionnement des semi-conducteurs. Cela constitue une contradiction avec le concept de segmentation de puissance, lui faisant perdre beaucoup de son intérêt. [3]

Organisation du mémoire.

Cette thèse est l'objet essentiellement de la commande vectorielle par orientation du flux statorique et la commande directe du couple des deux types de machines : Machine Asynchrone à Double Alimentation 'MADA' et Machine Asynchrone à Double Etoile 'MASDE', elle essaie de répondre à un cahier de charges imposé par l'industrie surtout dans le cas des entraînements à vitesses variables. Elle est répartie en quatre chapitres comme suit :

En premier lieu, nous présentons un état de l'art sur la MADA pour un fonctionnement moteur, en couvrant tous les modes d'alimentations des deux armatures. Les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi les domaines d'utilisation sont présentés. En même temps une présentation de l'état de l'art de la MASDE toujours pour un fonctionnement moteur, ainsi que les avantages et les inconvénients de cette dernière et ses domaines d'utilisation.

Le second chapitre, fera l'objet de la modélisation et commande vectorielle de la MADA où des résultats seront présentés.

Le troisième chapitre, traite la modélisation et la commande vectorielle de la MASDE.

Le quatrième chapitre, est l'objet de la commande directe du couple de la MADA et la MASDE, ainsi qu'une étude comparative de leurs performances.

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

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- [1] L. Morel. «Machine à double alimentation : optimisation du convertisseur et contrôle vectoriel avec et sans capteur ».Thèse de doctorat. UFR des sciences Techniques et gestion de l'industrie de l'université de Franche-Compte.1996.
- [2] M. CHERKAOUI. « Contribution à la Modélisation, à l'Etude et à la Commande des Machines Alternatives Application à une Machine Asynchrone à Double Alimentation ». Thèse de Doctorat. Institut National Polytechnique de Lorraine. E.N.S.E.M. France.1990
- [3] D.Hadiouche. « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure » Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré. Nancy-I.2001

CHAPITRE UN :

ETAT DE L'ART DE LA

MADA ET DE LA MASDE

CHAPITRE 1

Etat de l'art de la MADA et de la MASDE

I.1. INTRODUCTION :

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

La machine asynchrone à cage, traditionnellement conçue pour les applications à vitesse constante, est devenue, avec l'évolution de l'électronique de puissance et la maîtrise de la commande vectorielle ou de la commande directe du couple, la machine la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable. Cette machine présente l'avantage d'être plus robuste et moins coûteuse, à puissance égale, que les autres machines. Cependant cette machine présente des inconvénients tels que le déclassement du convertisseur alimentant la machine ainsi que la perte d'observabilité de la vitesse à faible vitesse lors du fonctionnement sans capteurs de vitesse, ce qui entraîne une impossibilité de maintenir un couple à l'arrêt, la sensibilité de la commande aux variations des paramètres électriques de la machine. . [1].

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

armatures sont couplées à deux onduleurs de tension. C'est la Double Alimentation de la Machine 'MADA', structure présentant une bonne flexibilité et un nombre suffisant de paramètres de réglage. [1].

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multiniveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs.[2]. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que des phases.

Un des exemples les plus courants de machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile 'MASDE'. Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles, se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit à rotor bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotorique. [2].

Avant d'aborder l'étude et la commande de la machine asynchrone à double alimentation 'MADA' et la machine asynchrone double étoile 'MASDE', un état de l'art des travaux, en articles et en ouvrages, s'intéressant à ces deux types de machines s'impose.

I.2. ETAT DE L'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

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 deux thèmes différents :

- 1- le premier est l'utilisation de la MADA pour la production de l'énergie électrique.
- 2- Le second thème s'intéresse au fonctionnement moteur.

I.2.1. Fonctionnement en génératrice :

Bien que cette application ne concerne pas le thème considéré dans cette thèse, son étude s'impose du fait du nombre important des travaux effectués et de la variété des thèmes abordés (modélisation, commande à vitesse variable, sûreté de fonctionnement, etc.).

En effet, avec le regain d'intérêt pour les énergies renouvelables, les systèmes éoliens à vitesse variable avec la MADA connaissent un grand essor et un grand nombre d'applications accompagne ce développement.

La configuration, largement répandue dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée par la figure I.1, [1]. Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à lier le stator directement au réseau.

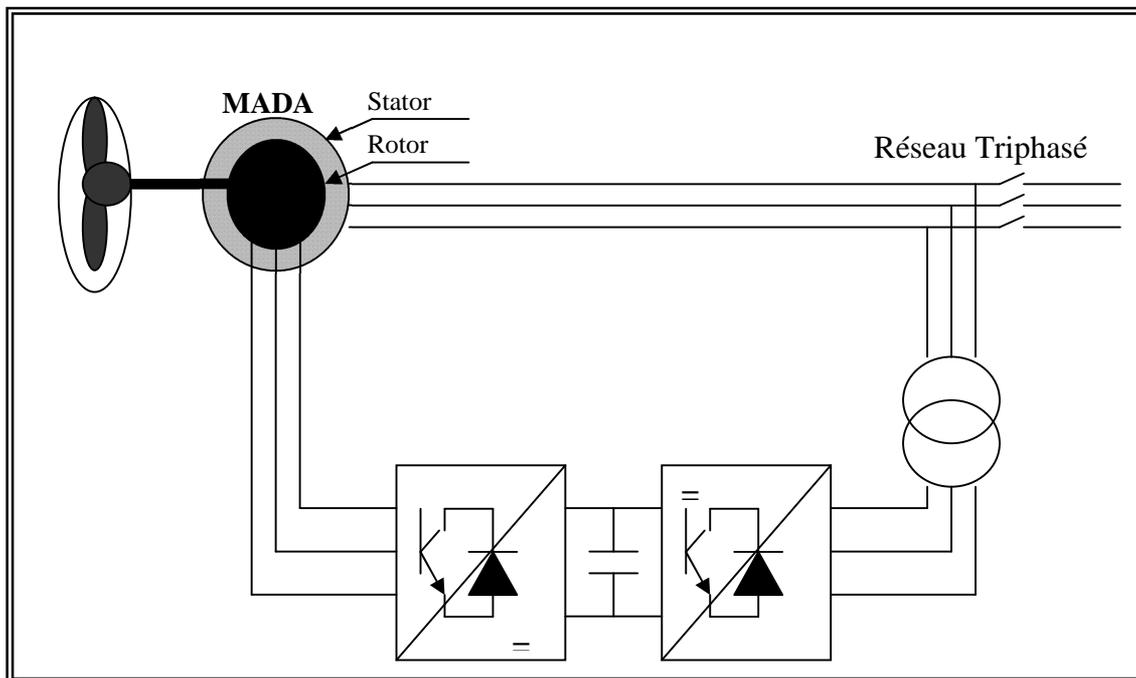


Figure.I.1. Schéma de l'alimentation de la MADA pour une application génératrice

I.2.2. Fonctionnement pour application moteur :

Pour le cas de l'application moteur de la MADA, il existe plusieurs configurations de fonctionnement. [3]

I.2.2.1. Première configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur :

Cette variante est un fonctionnement en moteur comme nous le montre la figure I.2. En effet le stator est relié au réseau triphasé et un onduleur est relié au rotor.

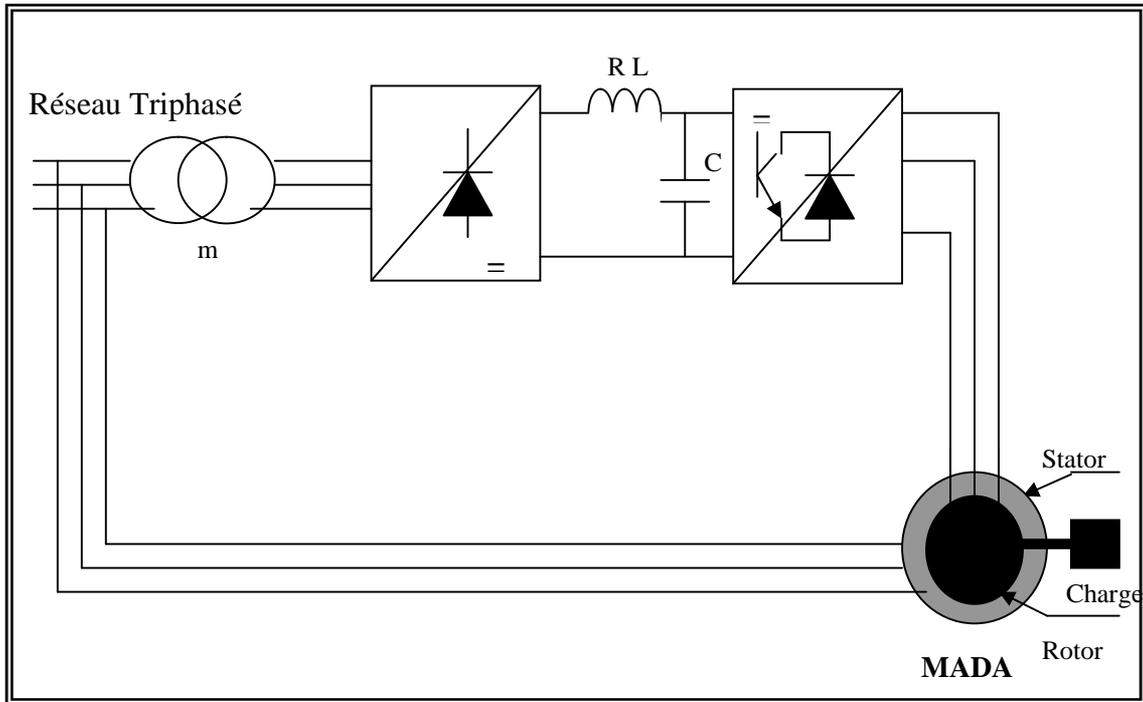


Figure.I.2. Machine utilisée en moteur avec un onduleur

I.2.2.2. Deuxième configuration : Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un cycloconvertisseur :

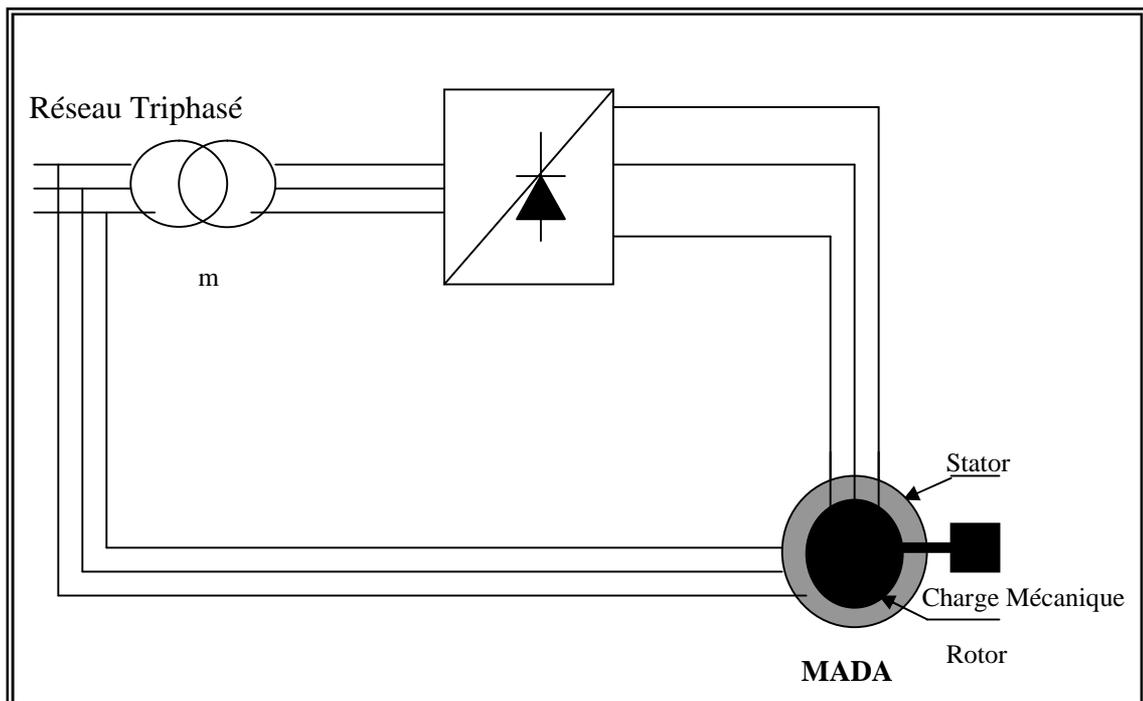


Figure.I.3. Machine utilisée en moteur avec un cycloconvertisseur

I.2.2.3. Troisième configuration : MADA alimentée par convertisseurs indépendants :

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun comme représenté sur la figure I.4.
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs comme représentés à la figure I.5.
- Deux cycloconvertisseurs comme le montre la figure I.6.

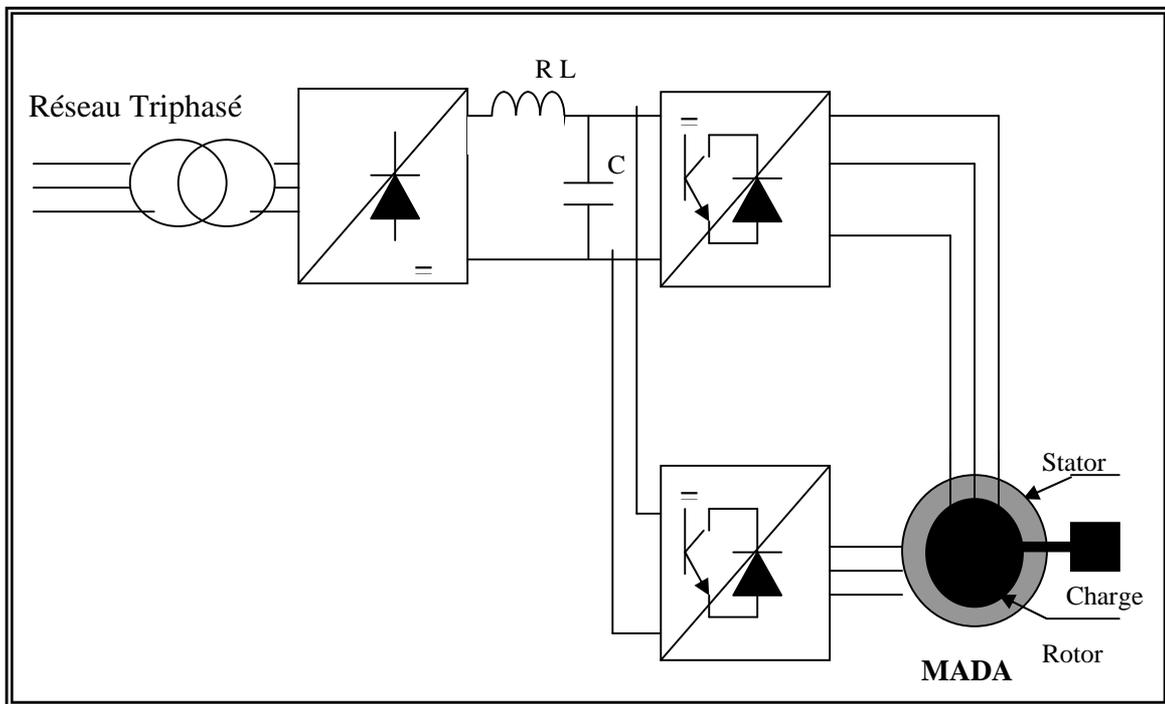


Figure.I.4. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs et un bus continu commun

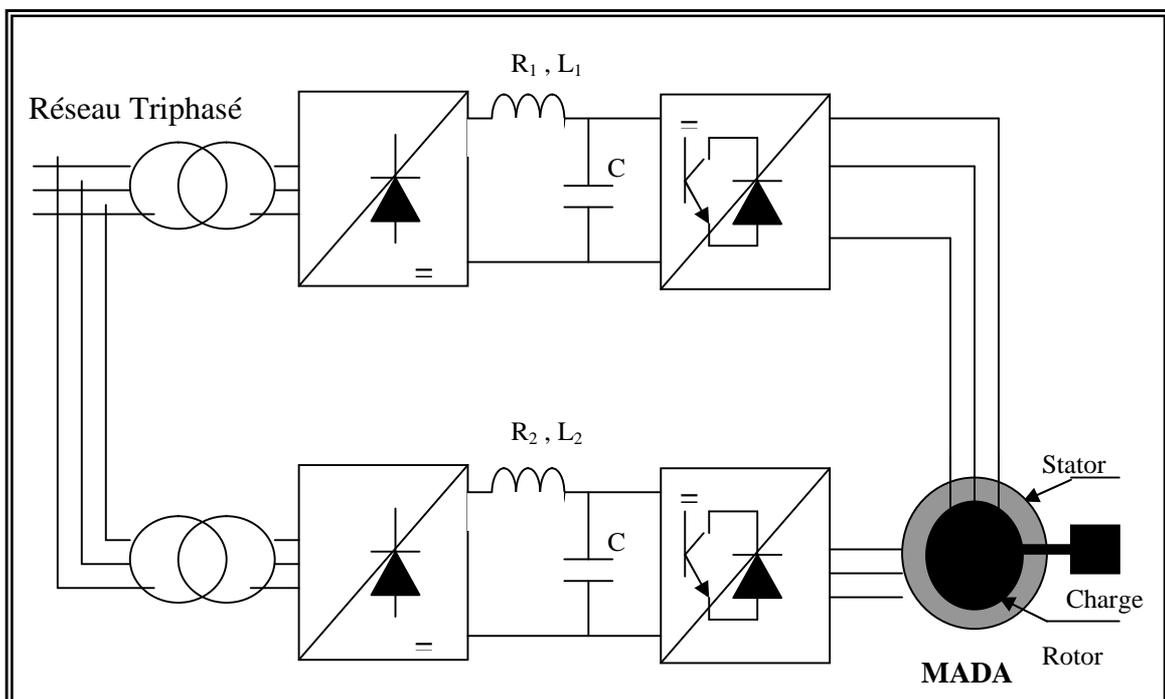


Figure.I.5. Alimentation de la MADA avec deux onduleurs avec deux bus continus indépendants

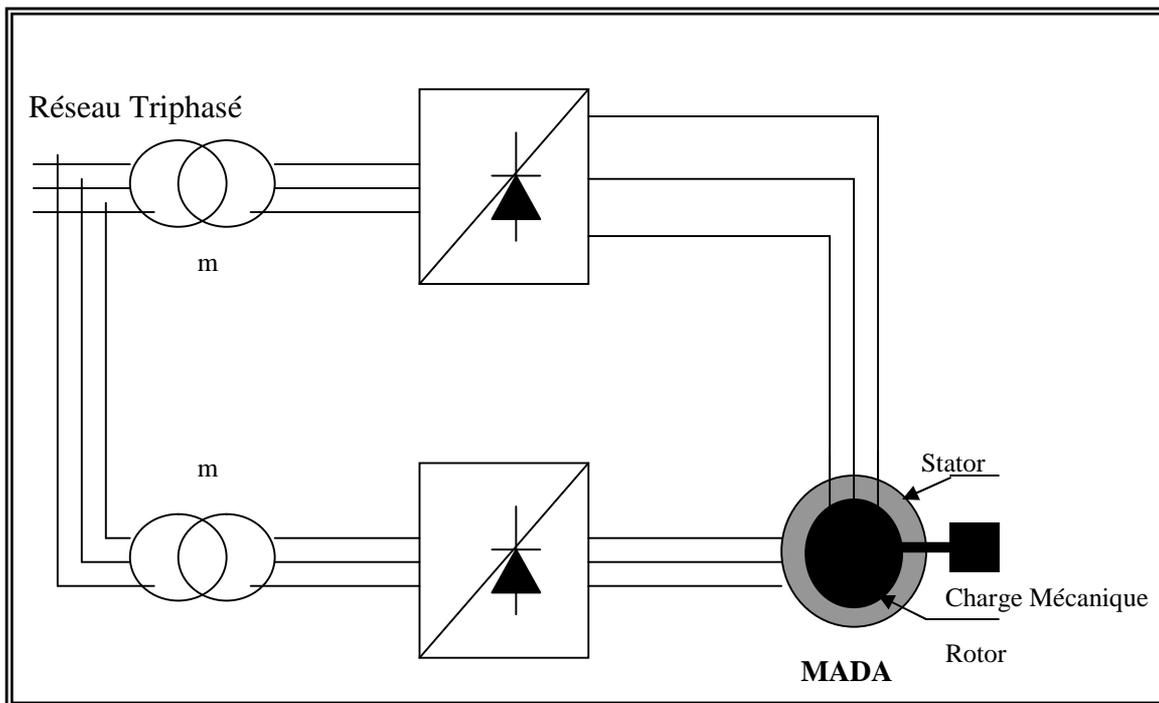


Figure.I.6. Alimentation de la MADA par deux cycloconvertisseurs.

I.2.3. LES DIFFERENTS MODES D'ALIMENTATION DE LA MADA :

Dans cette partie on va étudier le comportement, en régime permanent de la machine asynchrone à rotor bobiné lorsque le stator et le rotor sont alimentés par des sources indépendantes, délivrant des signaux sinusoïdaux d'amplitude et de fréquence variables. On considérera les trois cas suivants : [4].

- Le 1^{er} cas : Alimentation tension – tension : Dans ce cas le stator et le rotor sont alimentés par deux sources distinctes fournissant des tensions d'amplitudes et de fréquences réglables.
- Le 2^{ème} cas : Alimentation courant – courant : Dans ce cas le stator et le rotor sont alimentés par deux sources distinctes fournissant des courants d'amplitudes et de fréquences réglables.
- Le 3^{ème} cas : Alimentation tension – courant : Dans ce dernier cas le stator est alimenté par une source fournissant des tensions d'amplitudes et fréquences réglables. Le rotor est alimenté par une source fournissant des courants d'amplitudes et fréquences réglables.

L'objectif de cette étude est de déterminer les plages de variation des grandeurs caractéristiques des sources afin de maintenir des contraintes acceptables pour la machine : courants (échauffement), tensions (isolation), flux (saturation), et couple (mécanique).

Nous travaillerons dans tout ce qui suit sur la base des hypothèses suivantes :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé ;
- Les conducteurs sont parcourus par des courants parfaitement sinusoïdaux ;
- Répartitions sinusoïdales des conducteurs et de la force magnétomotrice le long de l'entrefer ;
- Les harmoniques de flux sont négligés.

1.2.3.1. Alimentation tension – tension :

Les phases du stator sont alimentées par des tensions v_s :

$$v_s = V_s \sqrt{2} \cos \omega_s t$$

Les phases du rotor sont alimentées par des tensions v_r :

$$v_r = V_r \sqrt{2} \cos \omega_r t \quad \text{avec} \quad k_v = \frac{V_r}{V_s}$$

Les pulsations ω_s et ω_r sont comptées algébriquement.

Le diagramme vectoriel associé est représenté ci-après :

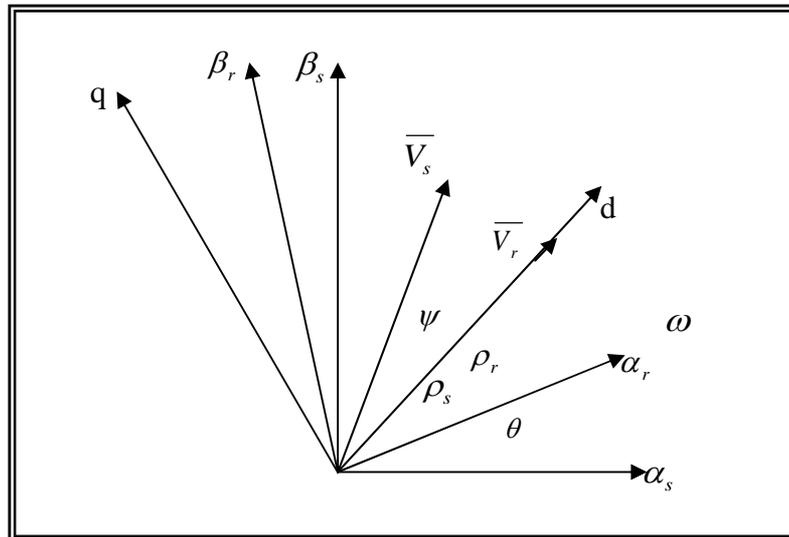


Figure I.7 : Diagramme vectoriel de la MADA alimentée en tension au stator et au rotor

L'axe d du référentiel tournant à la vitesse ω_r choisi est aligné suivant la tension rotorique.

Une grandeur statorique $\bar{x}_{s\alpha\beta}$ (resp. rotorique $\bar{x}_{r\alpha\beta}$), exprimée dans le repère statorique fixe $\alpha_s \beta_s$ (resp. rotorique $\alpha_r \beta_r$), est ramenée au repère commun d-q par :

$$\bar{x}_s = \bar{x}_{s\alpha\beta} e^{-j\rho_s}$$

$$\bar{x}_r = \bar{x}_{r\alpha\beta} e^{-j\rho_r}$$

Nous avons alors :

$$\overline{V}_s = V_s \sqrt{3} e^{j\psi} \quad \text{et} \quad \overline{V}_r = V_r \sqrt{3}$$

L'angle ψ représente le déphasage entre les vecteurs \overline{V}_s et \overline{V}_r .

On obtient les deux courants statorique et rotorique qui s'expriment par :

$$\overline{I}_s = I_s \sqrt{3} e^{j\beta_s} = \sqrt{3} \frac{(R_r + jL_r \omega_r) \overline{V}_s - jM_{sr} \omega_s \overline{V}_r}{R_s R_r - \sigma L_s L_r \omega_s \omega_r + j(R_s L_r \omega_r + R_r L_s \omega_s)} \quad (\text{I.1})$$

$$\overline{I}_s = \sqrt{3} \frac{(R_r \cos \psi - L_r \omega_r \sin \psi) V_s + j[(R_r \sin \psi + L_r \omega_r \cos \psi) V_s - M_{sr} \omega_s V_r]}{R_s R_r - \sigma L_s L_r \omega_s \omega_r + j(R_s L_r \omega_r + R_r L_s \omega_s)} \quad (\text{I.2})$$

$$\overline{I}_s = \frac{R_r \cos \psi - L_r \omega_r \sin \psi + j[R_r \sin \psi + L_r \omega_r \cos \psi - k_v M_{sr} \omega_s V_r]}{R_s R_r - \sigma L_s L_r \omega_s \omega_r + j(R_s L_r \omega_r + R_r L_s \omega_s)} V_s \sqrt{3} \quad (\text{I.3})$$

$$\overline{I}_r = I_r \sqrt{3} e^{j\beta_r} = \frac{M_{sr} \omega_r \sin \psi + k_v R_s + j[k_v L_s \omega_s - M_{sr} \omega_r \cos \psi]}{R_s R_r - \sigma L_s L_r \omega_s \omega_r + j(R_s L_r \omega_r + R_r L_s \omega_s)} V_s \sqrt{3} \quad (\text{I.4})$$

Le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = 3PM_{sr} V_s^2 \frac{k_v R_s R_r \sin \psi - k_v^2 R_s M_{sr} \omega_s + R_r M_{sr} \omega_r + (R_s L_r \omega_r - R_r L_s \omega_s) k_v \cos \psi + k_v \sigma L_s L_r \omega_s \omega_r \sin \psi}{(R_s R_r - \sigma L_s L_r \omega_s \omega_r)^2 + (R_s L_r \omega_r + R_r L_s \omega_s)^2} \quad (\text{I.5})$$

A partir des expressions des tensions et courants, il est possible de calculer les puissances et les facteurs de puissances statorique et rotorique.[4].

1.2.3.2. Alimentation courant – courant :

Les phases du stator et du rotor sont respectivement alimentées par des courants i_s et i_r :

$$i_s = I_s \sqrt{2} \cos \omega_s t \quad i_r = I_r \sqrt{2} \cos \omega_r t \quad \text{avec} \quad k_I = \frac{I_r}{I_s}$$

Le diagramme vectoriel associé est représenté ci-après :

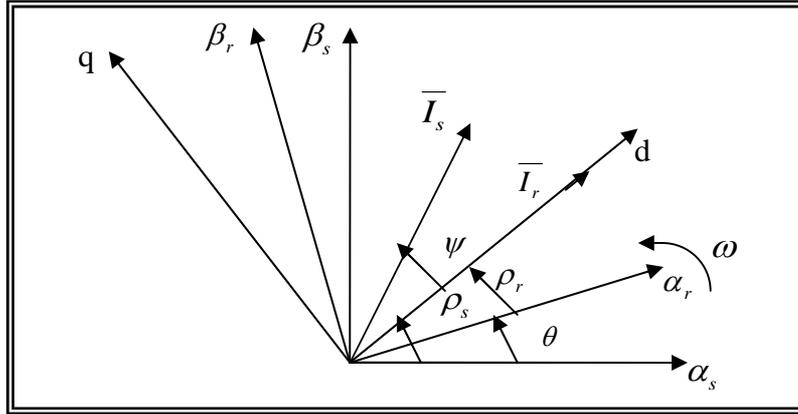


Figure I.8 : Diagramme vectoriel de la MADA alimentée en courant au stator et au rotor

L'axe d du référentiel choisi est aligné suivant le courant rotorique.

Une grandeur statorique $\bar{x}_{s\alpha\beta}$ exprimée dans le système d'axes fixes (α_s, β_s) est ramenée au repère commun d-q par :

$$\bar{x}_s = \bar{x}_{s\alpha\beta} e^{-j\rho_s}$$

Une grandeur rotorique $\bar{x}_{r\alpha\beta}$, exprimée dans le système d'axes lié au rotor (α_r, β_r) , est ramenée au repère commun d-q par :

$$\bar{x}_r = \bar{x}_{r\alpha\beta} e^{-j\rho_r}$$

Nous avons alors :

$$\bar{I}_s = I_s \sqrt{3} e^{j\psi} \quad \text{et} \quad \bar{I}_r = I_r \sqrt{3}$$

Les tensions statorique et rotorique deviennent alors,

$$\bar{V}_s = V_s \sqrt{3} e^{j\beta_s} = I_s \sqrt{3} [R_s \cos\psi - L_s \omega_s \sin\psi + j(R_s \sin\psi + L_s \omega_s \cos\psi + k_I M_{sr} \omega_s)] \quad (\text{I.6})$$

$$\bar{V}_r = V_r \sqrt{3} e^{j\beta_r} = I_s \sqrt{3} [k_I R_r - M_{sr} \omega_r \sin\psi + j(k_I L_r \omega_r + M_{sr} \omega_r \cos\psi)] \quad (\text{I.7})$$

D'où l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = 3PM_{sr} k_I I_s^2 \sin\psi \quad (\text{I.8})$$

A partir des expressions des tensions et courants ci-dessus, il est possible de calculer les puissances et les facteurs de puissances statorique et rotorique.

I.2.3.2. Alimentation tension – courant :

La phase a du stator est alimentée par une tension de la forme :

$$v_s = V_s \sqrt{2} \cos \omega_s t$$

La phase a du rotor est alimentée par un courant de la forme :

$$i_r = I_r \sqrt{2} \cos \omega_r t$$

Le diagramme vectoriel associé est représenté ci-après :

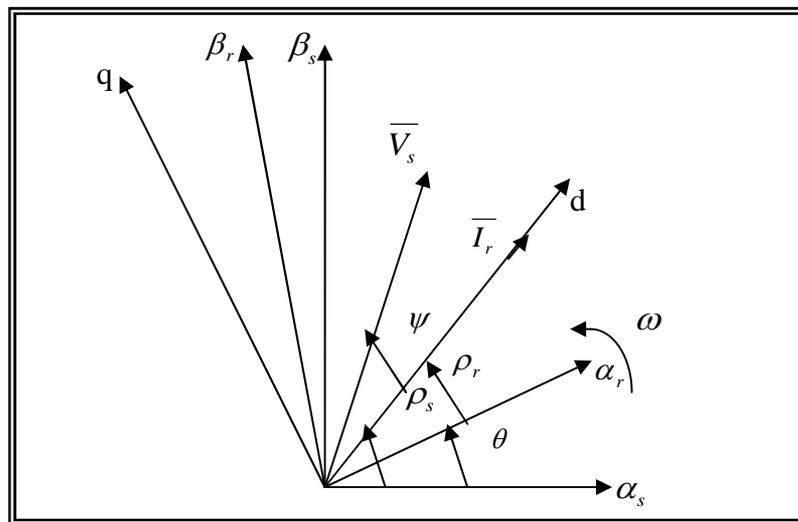


Figure I.9 : Diagramme vectoriel de la MADA alimentée en tension au stator et en courant au rotor

L'axe d du repère choisi est aligné suivant le courant rotorique.

Une grandeur statorique $\bar{x}_{s\alpha\beta}$ exprimée dans le système d'axes fixes $(\alpha_s \beta_s)$ est ramenée au repère commun d-q par :

$$\bar{x}_s = \bar{x}_{s\alpha\beta} e^{-j\rho_s}$$

Une grandeur rotorique $\bar{x}_{r\alpha\beta}$, exprimée dans le système d'axes lié au rotor $(\alpha_r \beta_r)$, est ramenée au repère commun d-q par :

$$\bar{x}_r = \bar{x}_{r\alpha\beta} e^{-j\rho_r}$$

Nous avons alors :

$$\bar{V}_s = V_s \sqrt{3} e^{j\psi} \quad \text{et} \quad \bar{I}_r = I_r \sqrt{3}$$

Par conséquent le courant statorique et la tension rotorique s'écrivent :

$$\bar{I}_s = I_s \sqrt{3} e^{j\beta_s} = \sqrt{3} \frac{V_s \cos\psi + j(V_s \sin\psi - M_{sr} \omega_s I_r)}{R_s + jL_s \omega_s} \quad (\text{I.9})$$

$$\bar{V}_r = V_r \sqrt{3} e^{j\beta_r} = \frac{C + jD}{R_s + jL_s \omega_s} \quad (\text{I.10})$$

avec,

$$C = [(R_s R_r - \sigma L_s L_r \omega_s \omega_r) I_r - M_{sr} \omega_r V_s \sin\psi] \sqrt{3}$$

$$D = [(R_s L_r \omega_r + R_r L_s \omega_s) I_r + M_{sr} \omega_r V_s \cos\psi] \sqrt{3}$$

$$C_{em} = \frac{3PM_{sr}I_r}{R_s^2 + L_s^2 \omega_s^2} [(R_s \sin\psi - L_s \omega_s \cos\psi) V_s - R_s M_{sr} \omega_s I_r] \quad (\text{I.11})$$

Ces expressions des tensions et courants, permettent de calculer les puissances et les facteurs de puissances statorique et rotorique.

Ragi Ghosn dans [4] présente une étude théorique des trois types d'alimentations précédentes et où il a bien montré l'intérêt de l'alimentation tension-courant par rapport aux deux autres types d'alimentation, tension-tension et courant-courant. En effet dans ce cas les tensions et les courants restent inférieurs à leur valeurs nominales lors de la variation des grandeurs de commande tension et fréquence statoriques, courant et fréquence rotorique, déphasage entre la tension statorique et courant rotorique. Le couple électromagnétique atteint sa valeur nominale. Cette propriété peut être interprétée par le fait que dans ce type d'alimentation le flux est pratiquement constant.

I.2.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA

Nous introduisons dans ce paragraphe les avantages et les quelques inconvénients de la machine asynchrone à double alimentation lors de son fonctionnement à vitesse variable.

I.2.4.1 Avantages de la MADA :

Parmi ses nombreux avantages, nous citons :

- La partage des fréquences entre le stator et le rotor : en effet, dans le cas d'une double alimentation, il est possible et recommandé de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs alimentant la machine, réduisant ainsi les pertes fer de la machine et augmenter son rendement.[4],[5].
- 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.[1].
- L'alimentation de la machine par deux onduleurs permet de travailler autour de l'arrêt à des fréquences relativement élevées évitant ainsi un déclassement des convertisseurs tout en maintenant un couple à l'arrêt. Cette même propriété nous assure un contrôle quasi insensible aux variations résistives de la machine. [1].
- La MADA présente une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines à grandes puissances. [5].
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation. [1].
- La mesure des courants au stator et au rotor, contrairement à la machine à cage, donnent ainsi une plus grande flexibilité et précision au contrôle du flux et du couple électromagnétique. [1].
- La large gamme de vitesse accessible à couple et à flux constant. [7]
- Cette machine peut assurer tous les fonctionnements des autres machines. On peut donc y voir un avantage majeur, elle pourrait permettre de passer d'un fonctionnement à un autre tout à fait acceptable. Par exemple dans une application ferroviaire, nous pouvons revenir à mode de fonctionnement de type machine asynchrone à rotor court-circuité en cas de l'apparition d'un défaut sur l'un des bras des onduleurs. La gestion des modes dégradés est plus facile. [7].

I.2.4.2. Inconvénients de la MADA :

Afin d'être objectif, il ne faut pas oublier les inconvénients apportés par cette machine.

- La machine à bague, dans un milieu corrosif, les bagues peuvent s'oxyder et cela nécessite un entretien particulier. Cependant pour un même fonctionnement, les moteurs à bagues demandent un entretien moindre que les moteurs à courant continu. [6].
- La machine à double alimentation requiert un collecteur à trois bagues au rotor. Donc pour une même puissance, ce moteur est un peu plus long et à peine plus lourd que le moteur asynchrone à cage équivalent. [6].
- Le rotor et le stator doivent être reliés à l'armoire d'alimentation. Cependant le stator sera généralement connecté par des câbles HT de faible section. L'appareillage est plus important et nécessite un entretien. [6].
- L'aspect multi-convertisseur, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix. [7].

I.3. ETAT DE L'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE 'MASDE' :

Les machines électriques triphasées sont de loin les mieux connues (fabrication, technique de bobinages, alimentation, commande,...) et restent les plus utilisées. Leur alimentation, maintenant classiquement réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI), permettent d'obtenir des bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable.

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. A puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants. L'emploi de structure multiniveaux permet alors la réduction des tensions commutées ; d'où l'apparition des machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées" offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes

appliquées aux interrupteurs comme aux bobinage.[8]. Ce type de machine ‘ machine à deux enroulements triphasés au stator’ est apparue à la fin des années 1920 dont le but d’augmenter la puissance des alternateurs synchrones de très fortes puissances.[9], [10].

I.3.1. CARACTERISTIQUES DES MACHINES MULTIPHASEES.

Suivant le nombre de phases statoriques qui est ou non multiple de trois [2], [14], on distingue deux types de machines multiphasées :

- 1- Machines multiphasées de type 1,
- 2- Machines multiphasées de type 2.

I.3.1.1. Machines multiphasées de type 1 :

Dans ce type de machines qui sont appelées aussi machines multi-étoile, le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l’on puisse les grouper en étoiles triphasées :

$$q = 3 \quad (\quad = 1, 2, 3, 4, 5, \dots).$$

Pour un nombre donné de phases, il est possible d’avoir plusieurs configurations suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

En effet, une machine double étoile dont le nombre de phases statorique $q = 6$ et les étoiles sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{6}$ a des caractéristiques différentes de celles d’une machine dont les étoiles

sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{3}$.

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases, noté q_α , dont la définition est comme suit :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$$

Le tableau I.1 donne le détail de quelques exemples des machines multi-étoile.

Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase (q)	Décalage angulaire () degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau. I.1. Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1) [2].

I.3.1.2. Machines multiphasées de type 2 :

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques q est un nombre impair.

Si α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$. On a donc toujours : $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$.

Le tableau I.2 donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de type 2.

Nombre de Phases (q)	Nombre équivalent de phase (q_e)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau. I.2. Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair (machines multiphasées de Type 2)[2].

I.3.2. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES MACHINES MULTIPHASEES.

I.3.2.1. Avantages des machines multiphasées :

Les machines multiphasées ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant, en particulier la machine asynchrone double étoile 'MASDE' pour différentes raisons, tels que :

- **La segmentation de puissance :** Comme la machine multiphasée contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases. [2], [8], [11], [12].

- Amélioration de la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes), [2], [8], si par exemple lors de fonctionnement d'une machine triphasée alimentée par un onduleur, un des bras de l'onduleur est défectueux, dans ce cas là, la machine ne fonctionne qu'avec deux phases ce qui fait perdre le pouvoir de commander cette dernière. Pour résoudre ce problème, le neutre de la machine doit être relié au point milieu de la source de tension continue afin de pouvoir commander les deux courants restants.

Dans les machines multiphasées, ce cas de défection d'un bras de l'onduleur ne pose aucun problème car il reste au moins trois phases actives, et la connexion du neutre de la machine au point milieu d'une source de tension continue n'est pas nécessaire. Donc plus on augmente le nombre de phases plus on aura une grande plage de liberté pour contrôler la machine.

- Réduction des courants harmoniques, [2], [8].
- Amélioration du facteur de puissance, [15].
- Minimisation des ondulations du couple, [2], [8], [13], [16]. La comparaison des réponses du couple électromagnétique des deux machines l'une machine asynchrone classique et l'autre machine asynchrone double étoile montre que dans le cas de la double étoile, les ondulations du couple sont amortis rapidement et plus vite que celles obtenues par la machine asynchrone triphasée dont le temps de réponse dure 4 fois le temps de réponse de la double étoile comme il est illustré sur les figures (I.10) et (I.12).

En charge, on remarque que la réponse du couple électromagnétique de la machine asynchrone double étoile suit rapidement la valeur du couple résistant imposé, alors que celui de la machine asynchrone classique est un peu lent et il dure presque 5 fois plus par rapport au couple de la double étoile comme il est illustré sur les figures (I.11) et (I.13).

Pratiquement, une machine multi-phasée a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée. [2], [8] [13].

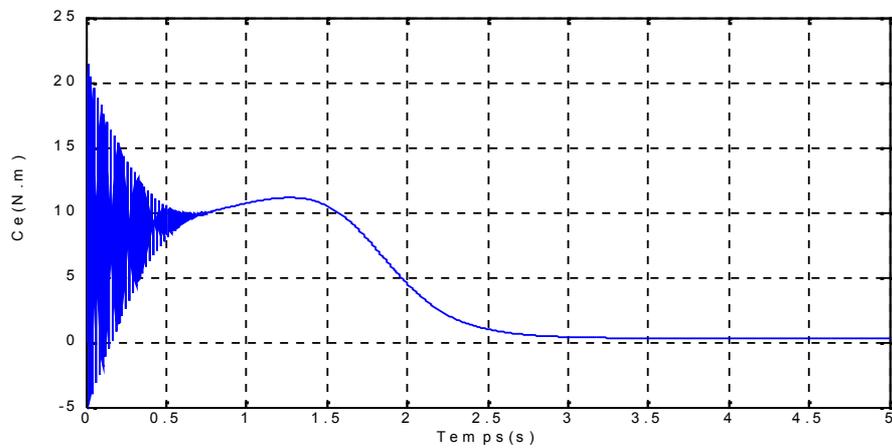


Figure.I.10. Réponse du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée lors un fonctionnement à vide

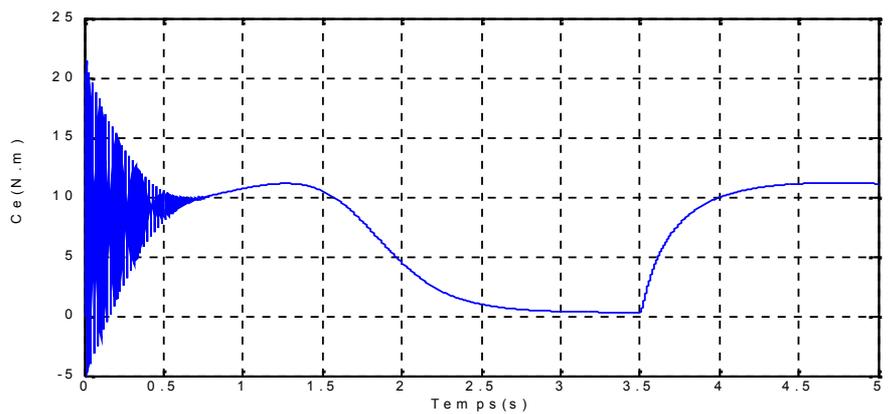


Figure.I.11. Réponse du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée en charge après un démarrage à vide

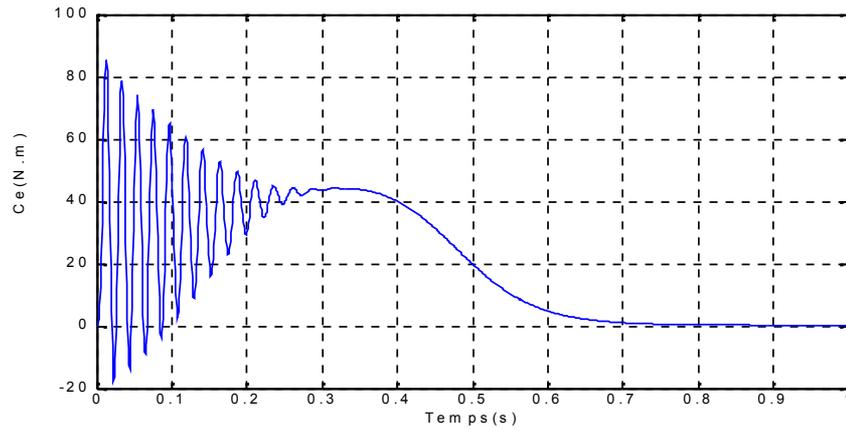


Figure.I.12. Réponse du couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile lors un fonctionnement à vide

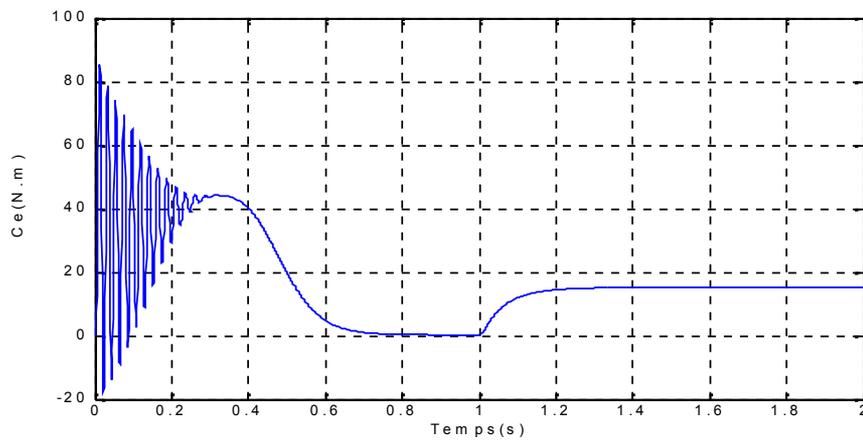


Figure.I.13. Réponse du couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile en charge après un démarrage à vide

I.3.2.2. Inconvénients des machines multiphasées.

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème devient significatif.[2].
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.[2].

Les machines polyphasées sont présentes dans les domaines de la marine, la traction ferroviaire, l'industrie pétrochimique, l'avionique, l'automobile, etc...

I.4. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, un état de l'art sur la machine asynchrone à double alimentation 'MADA', le fonctionnement pour les différents types d'alimentation, ainsi que les différents modes de fonctionnement de la MADA a été présenté.

De même que nous nous sommes intéressés aux machines multiphasées et les avantages qu'elle pourrait apporter.

I.5. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES :

- [1] G. Salloum « contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation ». Thèse de doctorat, l'institut national polytechnique de toulouse.2007
- [2] D. Hadiouche « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure ». Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-I.2001.
- [3] B. Hopfensperger, D.J. Atkinson. « Doubly fed A.C.Machines : classification and comparison. Pro.EPE.Graz, pp.1-17, august 2001.
- [4] R. Ghosn. « Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation ». Thèse de doctorat- ENSEEIHT- Institut national polytechnique de Toulouse-2001.
- [5] D.Ramuz . « Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs ». Thèse de doctorat-UFR des sciences techniques et gestion de l'industrie- université de Franche-comté.2000.
- [6] L. Morel. « Machine à double alimentation optimisation du convertisseur et contrôle vectoriel avec et sans capteur ». Thèse de doctorat- UFR des sciences techniques et gestion de l'industrie- université de Franche-comté.1996.
- [7] P.E. Vidal. « Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation ». Thèse de doctorat- ENSEEIHT- Institut national polytechnique de Toulouse- 2004.
- [8] K. Xavier. « Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés ». Thèse de doctorat.Université de Lille1. 2003.
- [9] Alger, P.L, Freiburghouse,E.hH, Chase, D.D., ' Double windings for turbine altrnators' ,AIEE Trans., vol.49,pp.226-244, Jan.1930.
- [10] T.F. Barton. «The doubly winding generator». General Electric Review, June 1929, pp.302-308.
- [11] T.A. Lipo. « Ad-q Model for six phase induction machines », Proc.ICEM'80, pp.860-867, Athens, Greece, 1980.
- [12] Ward, E.E. Harer, H. « Preliminary investigation of an invertor-fed 5- phase induction motor », Proc.IEE, Vol.116, No.6, pp.980-984, June 1969.
- [13] Andersen, E. Bieniek, k. « 6- Phase induction motors for current-source inverter drives », Proc.16th Annu. Meet. IEEE Ind. Appl.Soc., 1981, pp.607-618.
- [14] Klingshirn, E.A. « High phase order induction motors-part I- description and Theoretical considerations », IEEE Trans. Power App.Syst., Vol.PAS-102, no.1, pp.47-53 ,Jan.1983.

[15] A.Monti, A.P. Morando, I. Resta, M.Riva. « Comparing two level GTO inverter feeding a double star asynchronous motor with a three level GTO inverter feeding a single star asynchronous motor », proceeding of EPE. Sevilla Spain, pp.2.419-2.425. Sep.1995

[16] R. Zaimendine. « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par des onduleurs multi-niveaux ». Thèse de Doctorat, Ecole nationale polytechnique.2007.

CHAPITRE DEUX :
MODELISATION ET
COMMANDE VECTORIELLE DE
LA MADA

CHAPITRE2

Modélisation et Commande Vectorielle de la MADA

II.1. INTRODUCTION

La modélisation d'une machine électrique est une phase intrinsèque de son développement, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

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

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

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

Les modèles qui seront établis font ressortir plusieurs paramètres électriques et mécaniques dont l'identification par l'une des diverses méthodes existantes est nécessaire: essais classiques, essais indicels, essais harmoniques ou fréquentiels,...

Cependant, il faut signaler l'impact de la précision des méthodes d'identification paramétrique sur la signification et la portée des modèles des machines électriques. En effet une identification correcte et précise confère à la modélisation toute son utilité pratique en permettant de généraliser une validité expérimentale et donne le moyen d'agir sur le système.

Dans ce présent chapitre on va étudier la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation 'MADA'.

II.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA :

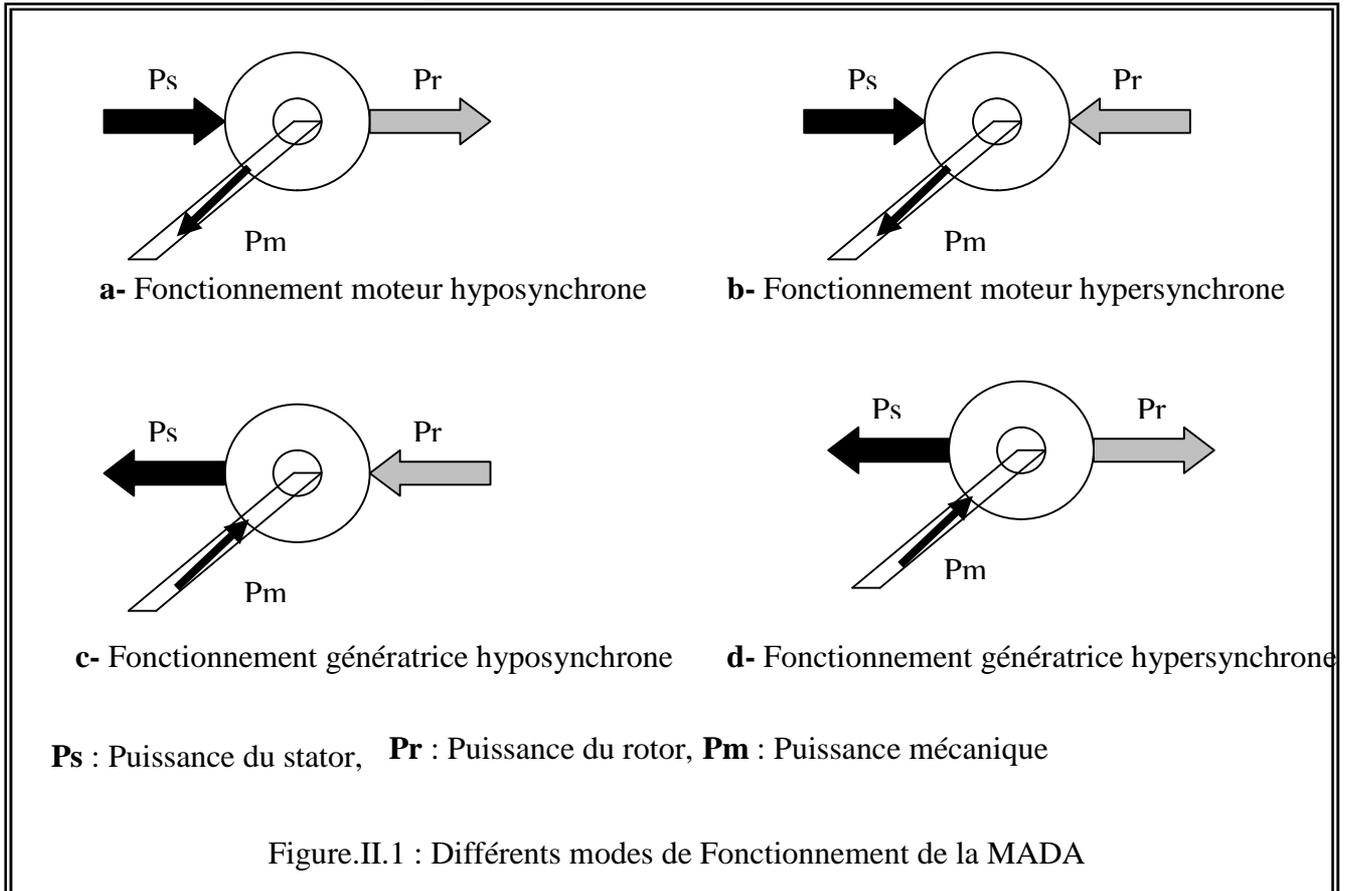
Pour le fonctionnement de la MADA, elle est excitée simultanément au stator et au rotor respectivement, avec deux fréquences imposées par deux sources d'alimentations. Une certaine synchronisation entre les deux champs est exigée pour garantir une certaine stabilité de la machine. Le caractère synchrone de ce type de machine demeure dans la mesure où la vitesse du rotor ne sera ni synchronisée avec la vitesse du champ du stator ni avec celui du rotor, mais elle sera donnée par leur combinaison linéaire, telle que :[1].

$$\omega = P\Omega = \omega_c \pm \omega_r$$

(-) pour fonctionnement hypersynchrone et (+) pour fonctionnement hyposynchrone.

Dans les deux modes de fonctionnement et par l'imposition des fréquences, la vitesse en régime permanent est constante pour n'importe quelle charge.

Comme la MADA peut fonctionner en moteur et en génératrice aux vitesses hyposynchrone et hypersynchrone, on peut distinguer quatre modes opérationnels caractéristiques de la machine comme il est illustré par la figure (II.1) :



La figure (II.1.a) montre le fonctionnement en moteur hyposynchrone, dont la puissance P_r est fournie par le rotor, ce régime est généralement connu comme un mode de récupération d'énergie de glissement. Dans le cas où la vitesse augmente de sorte que le moteur fonctionne en hypersynchrone, dans ce cas la puissance P_r devient absorbée par le rotor comme illustre la figure (II.1.b).

Dans le cas où la machine fonctionne en mode génératrice hyposynchrone comme nous montre la figure (II.1.c), la puissance P_r est absorbée par le rotor et si la vitesse augmente de sorte que la génératrice fonctionne en hypersynchrone dans ce cas là, la puissance P_r est fournie par le rotor comme illustré la figure (II.1.d) ;[1]

II.3. MODELE MATHEMATIQUE DE LA MADA.

Le modèle de la machine asynchrone présenté traditionnellement est un modèle 'régime permanent'. C'est-à-dire que la machine est supposée fonctionner en régime établi, qu'elle est alimentée sous un système triphasé de valeur efficace constante et qu'elle tourne à une vitesse constante.

Les grandeurs sont alors sinusoïdales et l'approche dans l'espace complexe est valable. Ce modèle ne l'est plus si la machine est alimentée par un onduleur triphasé commandé suivant un schéma de contrôle.

Le contrôle de vitesse le plus simple, dit ' V sur f ' permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage : c'est un contrôle scalaire. Les équations de la machine qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement sont basées sur le modèle 'régime permanent' de la machine.

Il existe un schéma de contrôle basé sur le modèle 'transitoire' ou 'dynamique' de la machine qui est le contrôle vectoriel de la machine.

Ce type de contrôle permet d'avoir une dynamique de réponse plus rapide et une meilleure précision du contrôle de couple.

L'étude de la machine asynchrone est basée essentiellement sur la transformée de *Park* qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes électriquement perpendiculaires appelés d pour l'axe direct, et q pour l'axe quadrature [1].

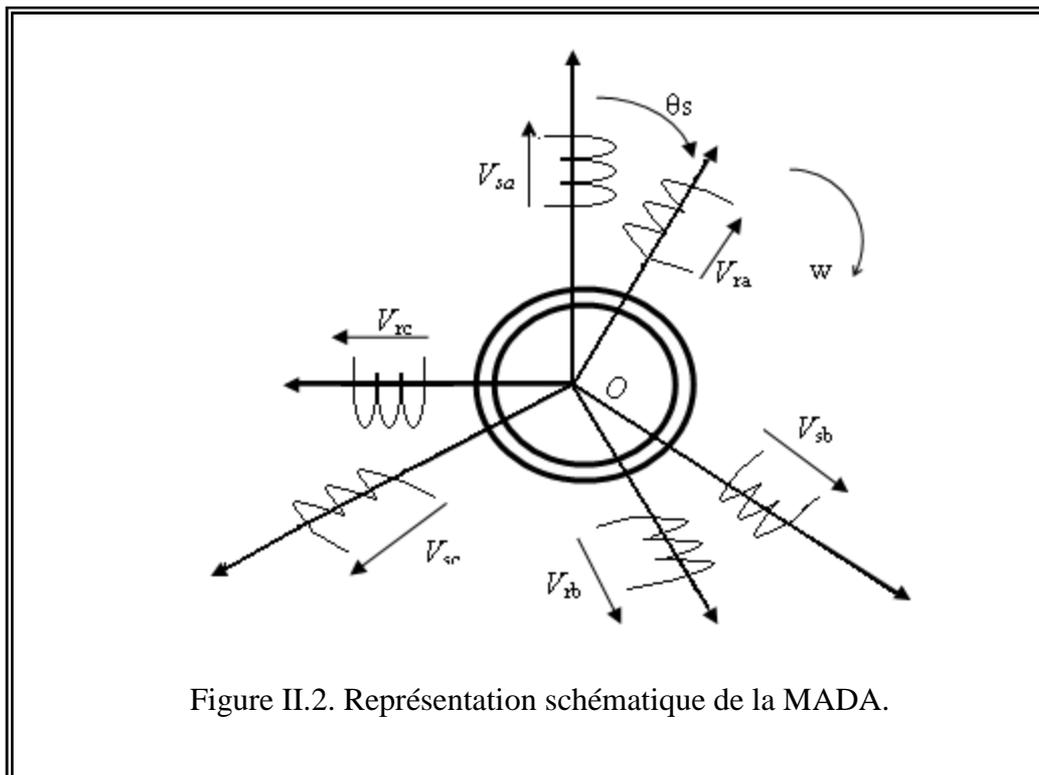
II-3-1 Hypothèses simplificatrices :

On adopte les hypothèses simplificatrices qui tout en permettant de simplifier notablement les calculs, conduisent à des résultats suffisamment précis pour la plus part des applications ; ces hypothèses sont les suivantes:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale..

II-3-2 Les équations de la machine asynchrone en régime quelconque

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué en figure (II.2).



La loi de faraday permet d'écrire:

$$V = Ri + \frac{d\psi}{dt} \quad (\text{II-01})$$

Pour les 3 phases statoriques, on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée:

$$[V_{abcs}] = R_s [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\psi_{abcs}] \quad (\text{II-02})$$

Cette écriture est l'écriture condensée de:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{II-03})$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases, il n'y pas lieu d'écrire une matrice de résistances.

De même pour le rotor :

$$[V_{abcr}] = R_r [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\psi_{abcr}] \quad (\text{II-04})$$

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux /inductance propre).

$$\psi_{as} = l_s i_{as} + m_s i_{bs} + m_s i_{cs} + m_1 i_{ar} + m_3 i_{br} + m_2 i_{cr} \quad (\text{II-05})$$

Sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \\ \dots \\ \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & \vdots & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & \vdots & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & \vdots & m_3 & m_2 & m_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_1 & m_2 & m_3 & \vdots & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & \vdots & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & \vdots & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \dots \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-06})$$

Où:

l_s : est l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : est l'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : est l'inductance mutuelle entre deux phases statorique.

m_r : est l'inductance mutuelle entre deux phases rotorique.

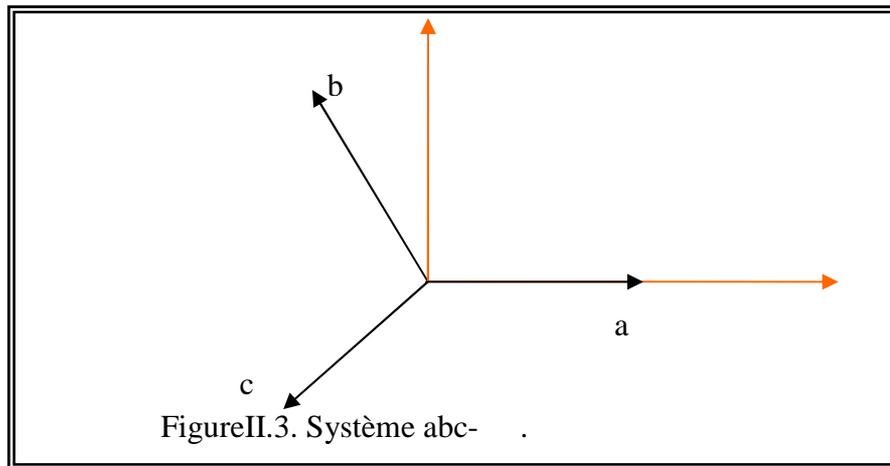
m_{sr} : est l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une rotorique.

$$\begin{cases} m_1 = m_{sr} \cos(\theta) \\ m_2 = m_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ m_3 = m_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II-07})$$

II-3-3 Transformation triphasé-diphasé :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé . Il existe principalement deux transformations : *Clark* et *Concordia*.

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



Le choix de matrice de passage non normée (*Clark*) est bien pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq . En effet, cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant qui est absorbé par le moteur, sans avoir à passer par un coefficient multiplicateur. Mathématiquement parlant, le choix d'une matrice normée (*Concordia*) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation de Concordia. Dans la modélisation et son application, les équations de la machine peuvent être écrites comme suit:

$$Con_{23} [V_{abc}] = [V_{\alpha\beta}] = Con_{23} \{ R_s [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\psi_{abc}] \} \quad (\text{II-08})$$

$$[V_{\alpha\beta}] = R_s Con_{23} [i_{abc}] + \frac{d}{dt} Con_{23} [\psi_{abc}] \quad (\text{II-09})$$

$$[V_{\alpha\beta}] = R_s [i_{\alpha\beta}] + \frac{d}{dt} [\psi_{\alpha\beta}] \quad (\text{II-10})$$

On a alors réduit le système de 3 équations à un système à 2 équations.

De même pour le rotor:

$$[V_{\alpha\beta r}] = R_r [i_{\alpha\beta r}] + \frac{d}{dt} [\psi_{\alpha\beta r}] \quad (\text{II-11})$$

II-3-4 Résumé de la transformation triphasé-biphasé :

Le tableau suivant représente la transformation de Clark et de Concordia:[2]

<i>Transformation de Concordia</i>	<i>Transformation de Clark</i>
Passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé	
$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{\text{Con23}} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C23} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$
c.-à-d. $[x_{\alpha\beta}] = \text{Con}_{23} [x_{abc}]$	c.-à-d. $[x_{\alpha\beta}] = C_{23} [x_{abc}]$
avec $\text{Con}_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	avec $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$
Passer d'un système biphasé vers un système triphasé abc	
$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{\text{Con32}} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C32} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$
c.-à-d. $[x_{abc}] = \text{Con}_{32} [x_{\alpha\beta}]$	c.-à-d. $[x_{abc}] = C_{32} [x_{\alpha\beta}]$
avec $\text{Con}_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	avec $C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Tableau II-1- Représentation d'abc - et inversement.

Ainsi que pour l'écriture des flux en fonction des courants. L'intérêt pour les flux, c'est que les matrices 3×3 des inductances vont être réduites à des matrices 2×2. On a alors l'apparition des inductances cycliques:

$$\begin{cases} L_s = l_s - m_s \\ L_r = l_r - m_r \\ M = \frac{3}{2} m_{sr} \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

$$\text{Alors } \begin{bmatrix} \psi_{\alpha\beta s} \\ \dots \\ \psi_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & \vdots & M.O(\theta) \\ 0 & L_s & \vdots & \\ \dots & \dots & \vdots & \dots \\ M.O(-\theta) & & \vdots & L_r & 0 \\ & & \vdots & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha\beta s} \\ \dots \\ i_{\alpha\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{II-13})$$

Où la matrice $O(\theta)$ est la matrice de rotation : $O(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$

On dispose à présent d'une modélisation de la machine asynchrone dans deux repères séparés : Les grandeurs statoriques sont exprimées dans le repère $\alpha\beta$ stator et les grandeurs rotoriques dans le repère $\alpha\beta$ rotor. Il faut exprimer toute la modélisation dans un repère commun.

En effet, si l'on examine de plus près la matrice des inductances.

$$\begin{bmatrix} L_s & 0 & \vdots & M.O(\theta) \\ 0 & L_s & \vdots & \\ \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots \\ M.O(-\theta) & & \vdots & L_r & 0 \\ & & \vdots & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

On s'aperçoit que les grandeurs statoriques sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l'angle θ .

On choisi alors la transformation des grandeurs statoriques et des grandeurs rotoriques vers un repère commun dit dq et ceci à l'aide des deux transformations Concordia ou de Clark qui constituent la transformation de *Park*.

II.4. TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de *Park* est constituée d'une transformation triphasé-biphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère puis vers le repère dq. Le repère est toujours fixe par rapport au repère abc fig. (II-2), par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe un angle qui est appelé l'angle de la transformation de *Park* ou l'angle de *Park*.

Revient au choix de ces angles de transformation pour chaque ensemble des grandeurs (statoriques et rotoriques). Si l'on note par θ_s (resp. par θ_r) l'angle de la transformation de *Park* des grandeurs statoriques (resp. rotorique) il existe une rotation qui les lie et qui simplifie les équations et par le même le modèle final.

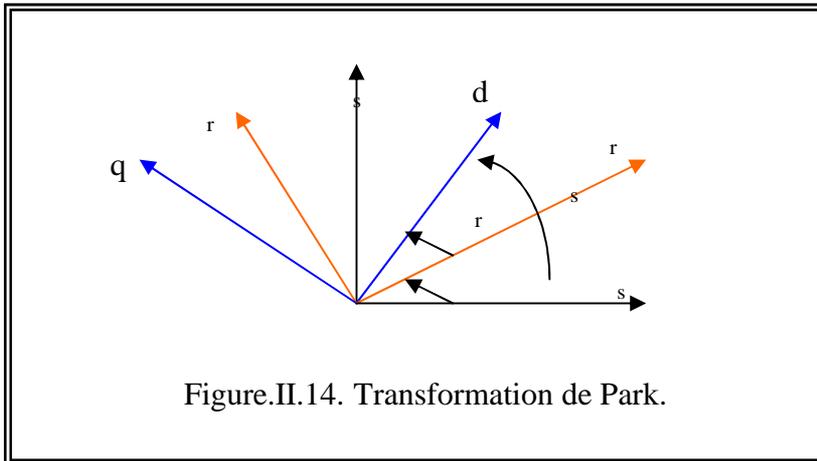
Donc, pour le passage du système abc au système dq, on utilise la matrice $[P]$ telle que :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

Le changement des variables relatifs aux courants, tension et flux est défini par la transformation (II-15) :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

Les repères de la transformation de *Park* des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations figure (II-3). Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation : $\theta_s = \theta + \theta_r$



Les grandeurs statoriques sont transformées selon :

$$[x_{\alpha\beta s}] = O(\theta_s)[x_{abcs}] \quad (\text{II-17})$$

Et les grandeurs rotoriques également :

$$[x_{\alpha\beta r}] = O(\theta_r)[x_{abcr}] \quad (\text{II-18})$$

Les équations aux tensions deviennent :

$$[V_{dqs}] = R_s [i_{dqs}] + w_s \times O\left(\frac{\pi}{2}\right) [\psi_{dqs}] + \frac{d}{dt} [\psi_{dqs}] \quad (\text{II-19})$$

$$[V_{dqr}] + R_r [i_{dqr}] + w_r \times O\left(\frac{\pi}{2}\right) [\psi_{dqr}] + \frac{d}{dt} [\psi_{dqr}] \quad (\text{II-20})$$

Où $\int w_s dt = \theta_s$ et $\int w_r dt = \theta_r$ sont les angles de transformation de *Park* des grandeurs statoriques et rotoriques respectivement.

Cependant, c'est au niveau de l'écriture des flux que ça devient intéressant :

$$\begin{bmatrix} \psi_{dqs} \\ \dots \\ \psi_{dqr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & \vdots & M & 0 \\ 0 & L_s & \vdots & 0 & M \\ \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots \\ M & 0 & \vdots & L_r & 0 \\ 0 & M & \vdots & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs} \\ \dots \\ i_{dqr} \end{bmatrix} \quad (\text{II-21})$$

En effet, les sous matrices sont maintenant diagonales et ne dépend plus de θ (l'angle électrique entre le stator et le rotor).

Le système matriciel peut également être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \psi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \psi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

Et les tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_s \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_s \psi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \omega_r \psi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \omega_r \psi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

II.5. LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Nous avons exprimé les équations de la machine mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être dérivé de l'expression de la co-énergie ou obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

La puissance transmise entre deux armatures pour développer le couple s'écrit comme suite:

$$P_e = M\omega \times \text{img}[\bar{i}_r * \bar{i}_s] \quad (\text{II-24})$$

Le couple électromagnétique alors:

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega} = pM \times \text{img}[\bar{i}_r * \bar{i}_s] \quad (\text{II-25})$$

(Où p est le nombre de paires de pôle), alors:

$$C_e = p(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (\text{II-26})$$

$$C_e = p(\psi_{qr}i_{dr} - \psi_{dr}i_{qr}) \quad (\text{II-27})$$

$$C_e = pM(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad (\text{II-28})$$

$$C_e = p \frac{M}{L_r} (\psi_{dr}i_{qs} - \psi_{qr}i_{ds}) \quad (\text{II-29})$$

$$C_e = p \frac{M}{L_s} (\psi_{qs}i_{dr} - \psi_{ds}i_{qr}) \quad (\text{II-30})$$

II.5.1 Choix du référentiel

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

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

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

a) Référentiel fixé par rapport au rotor (x, y) :

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

$$\omega_{coord} = \omega \Leftrightarrow \begin{bmatrix} u \rightarrow x \\ v \rightarrow y \end{bmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Ce référentiel est utilisé pour l'étude des grandeurs statoriques.

b) Référentiel fixé par rapport au stator (α, β) :

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

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

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques.

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = l_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = l_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = l_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = l_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

De plus, les équations représentant le mouvement mécanique sont données par :

$$C_e = \frac{3pM}{2L_s} (\Phi_{s\alpha} I_{r\beta} - \Phi_{s\beta} I_{r\alpha}) \quad (\text{II.38})$$

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II.39})$$

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

c) Référentiel fixé par rapport au champ tournant (d, q) :

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a :

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

Dont le système d'équation devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Avec :

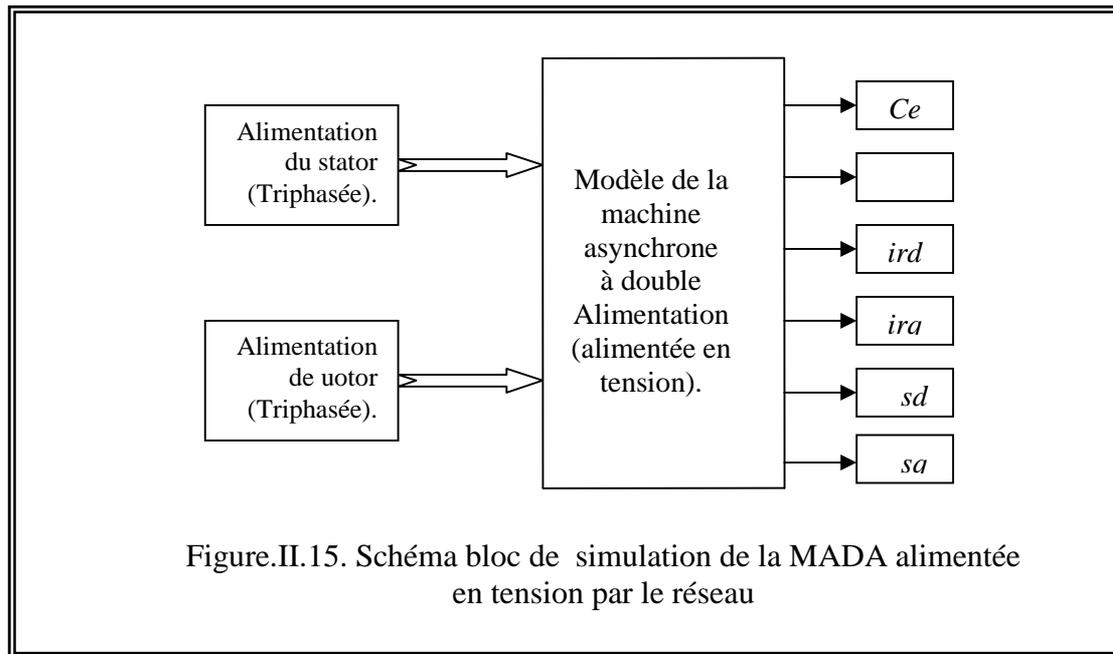
$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases}$$

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

En général, le référentiel lié au champ tournant est utilisé pour réaliser le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs deviennent continues.

I .6. SIMULATION DE LA MADA ALIMENTEE PAR LE RESEAU ELECTRIQUE :

Le réglage de la vitesse de rotor d'une machine asynchrone à double alimentation se réalise logiquement par une action simultanée sur la fréquence rotorique, par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer une source d'alimentation capable pour délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.



II.6.1. Structure sous forme schéma bloc:

Pour une machine MADA alimentée en tensions statoriques ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) et des tensions rotoriques ($V_{r\alpha}, V_{r\beta}$) considérées comme variable de commande, et le couple résistant C_r comme perturbation.

On choisit le référentiel lié au stator, le modèle de la machine MADA alimentée en tension est représenté par les équations (II.35), (II.36) et (II.37) et les équations mécaniques.

Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A.

a) Equation d'état :

Nous considérons les flux statoriques, les courants rotoriques et la vitesse mécanique ($\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}, I_{r\alpha}, I_{r\beta}, \Omega$) comme variable d'état, après les équations (II.35) (II.36) et (II.37) et les équations mécaniques, ce système devient comme suit :

b) Equations électriques :

$$\frac{dX}{dt} = \dot{X} = AX + BU \quad (\text{II.42})$$

Avec :

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

Nous en déduisons les expressions des matrices [A], [B] comme suit :

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

II-7 RESULTAT DE SIMULATION DE LA MADA

Les résultats obtenus par simulation avec les paramètres de la machine (Annexe A1) sont représentés par les figures (II-6), (II-7), (II-8) et (II-9).

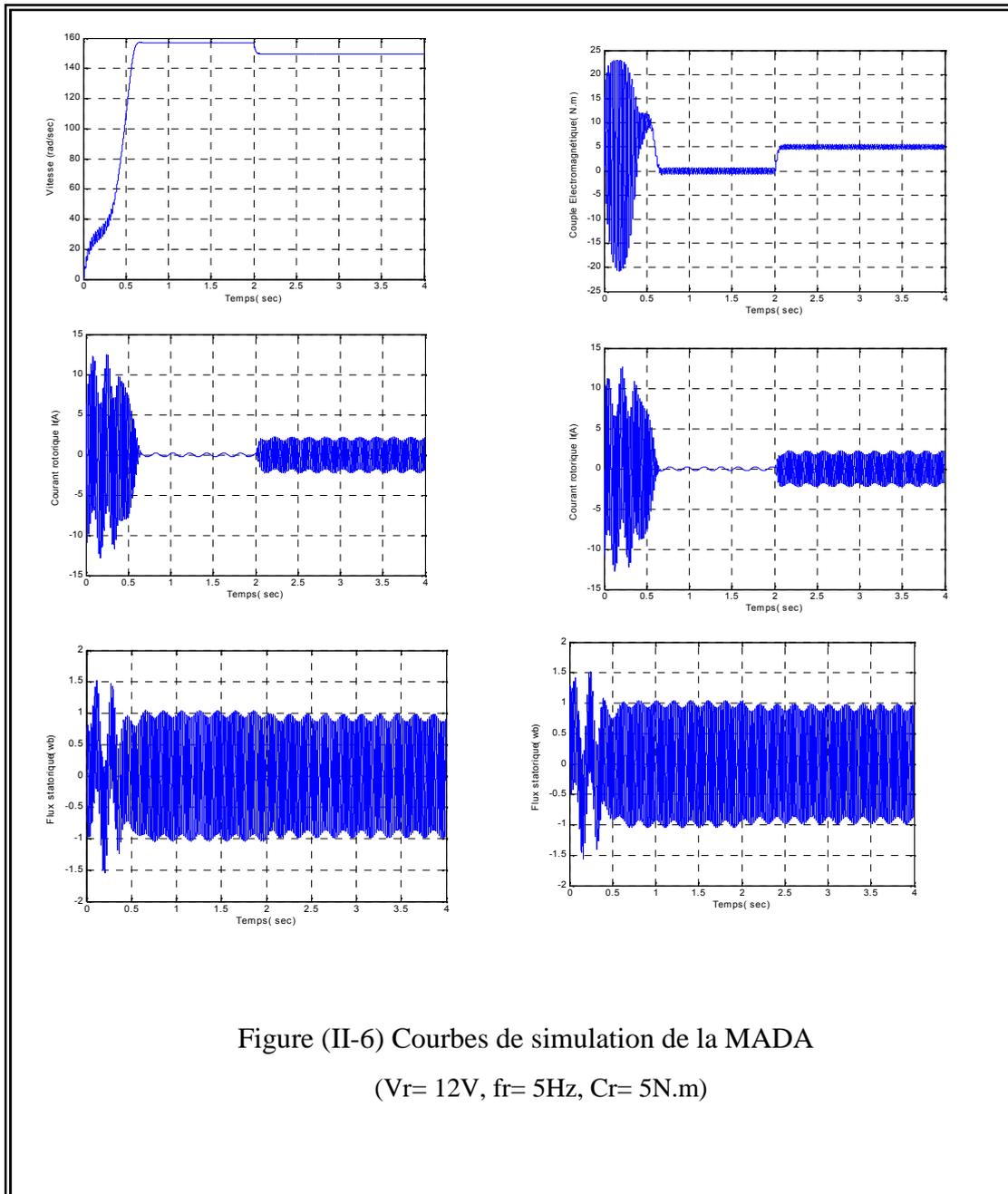


Figure (II-6) Courbes de simulation de la MADA

($V_r = 12V$, $f_r = 5Hz$, $C_r = 5N.m$)

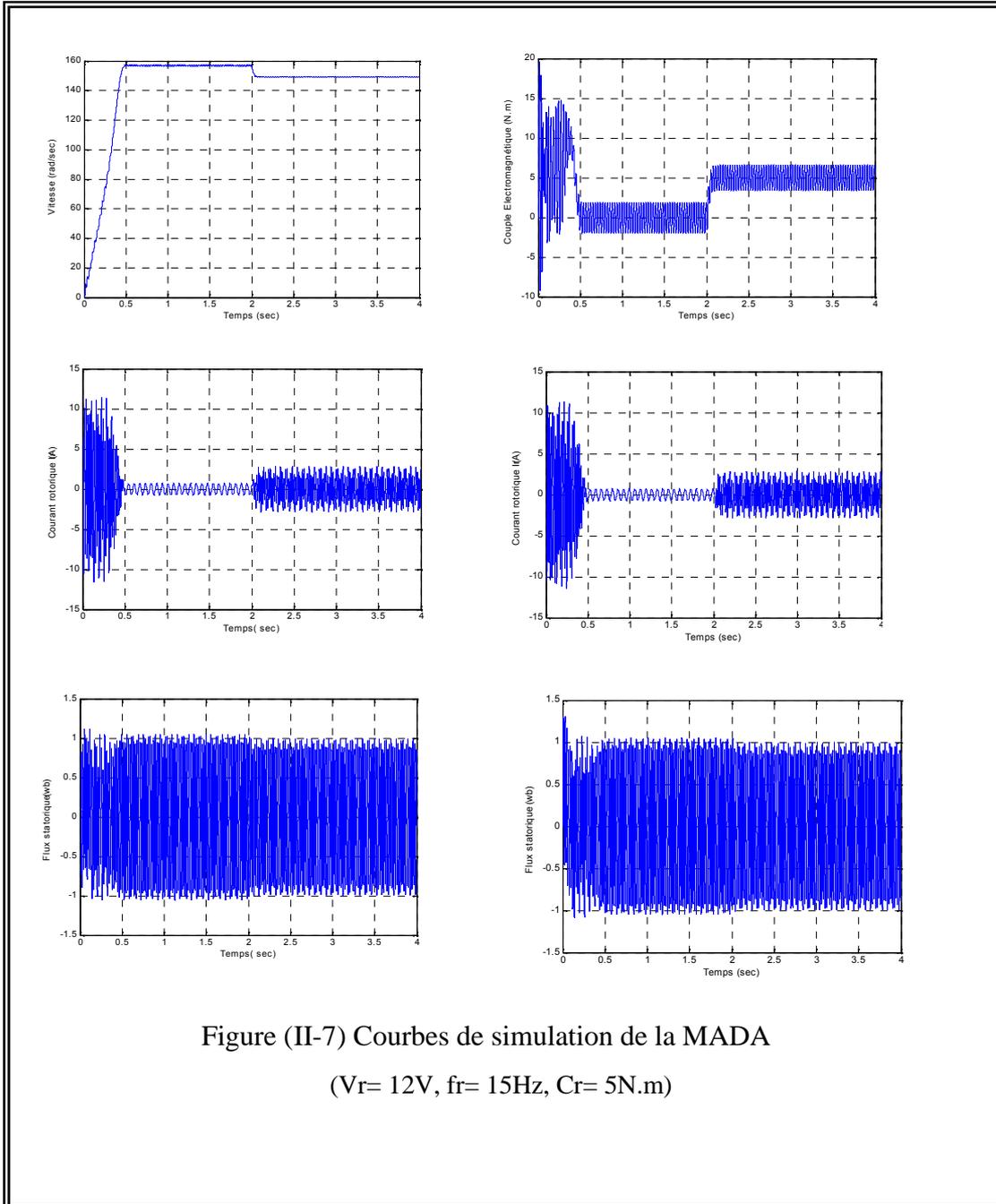


Figure (II-7) Courbes de simulation de la MADA

($V_r= 12V$, $f_r= 15Hz$, $C_r= 5N.m$)

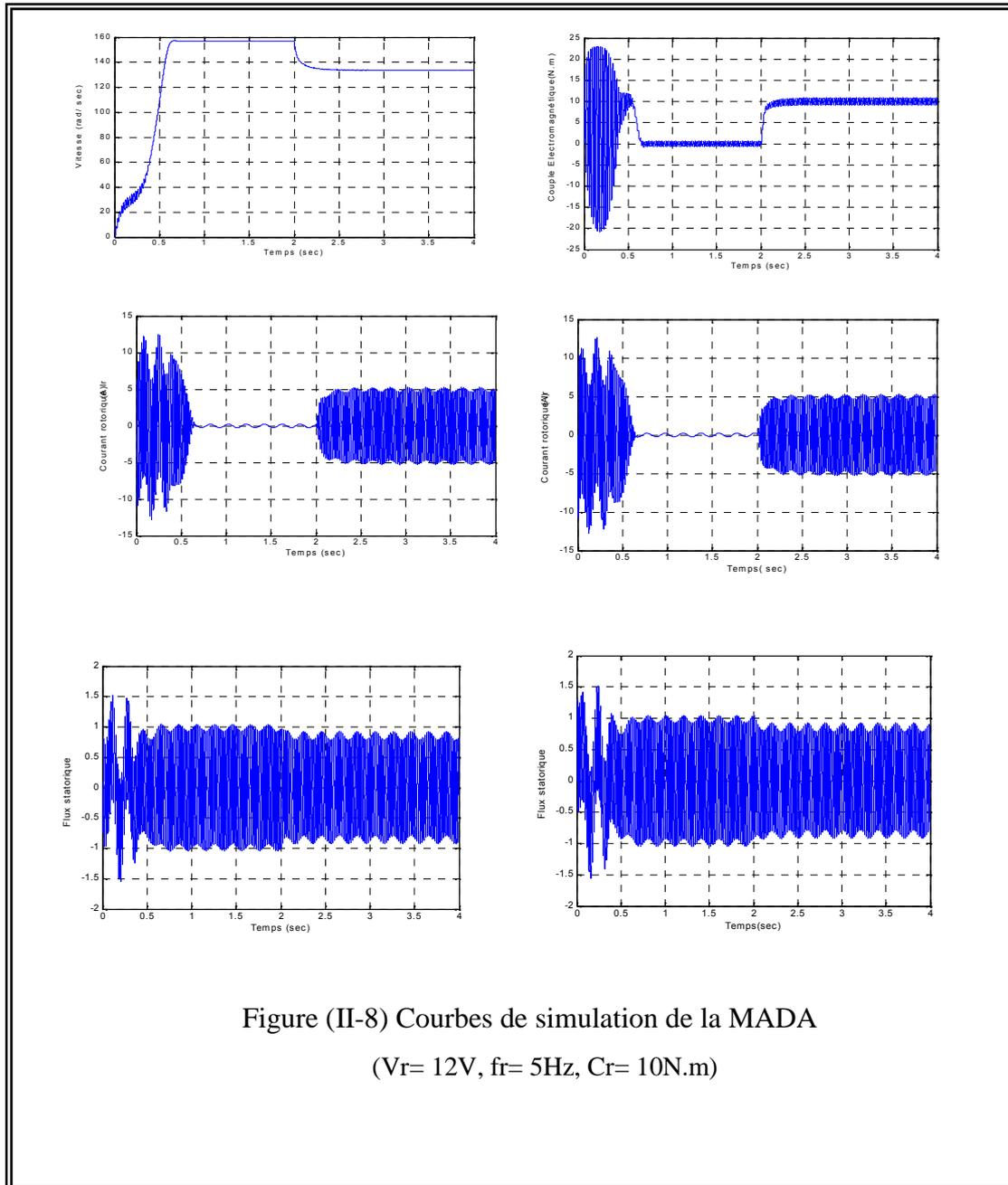
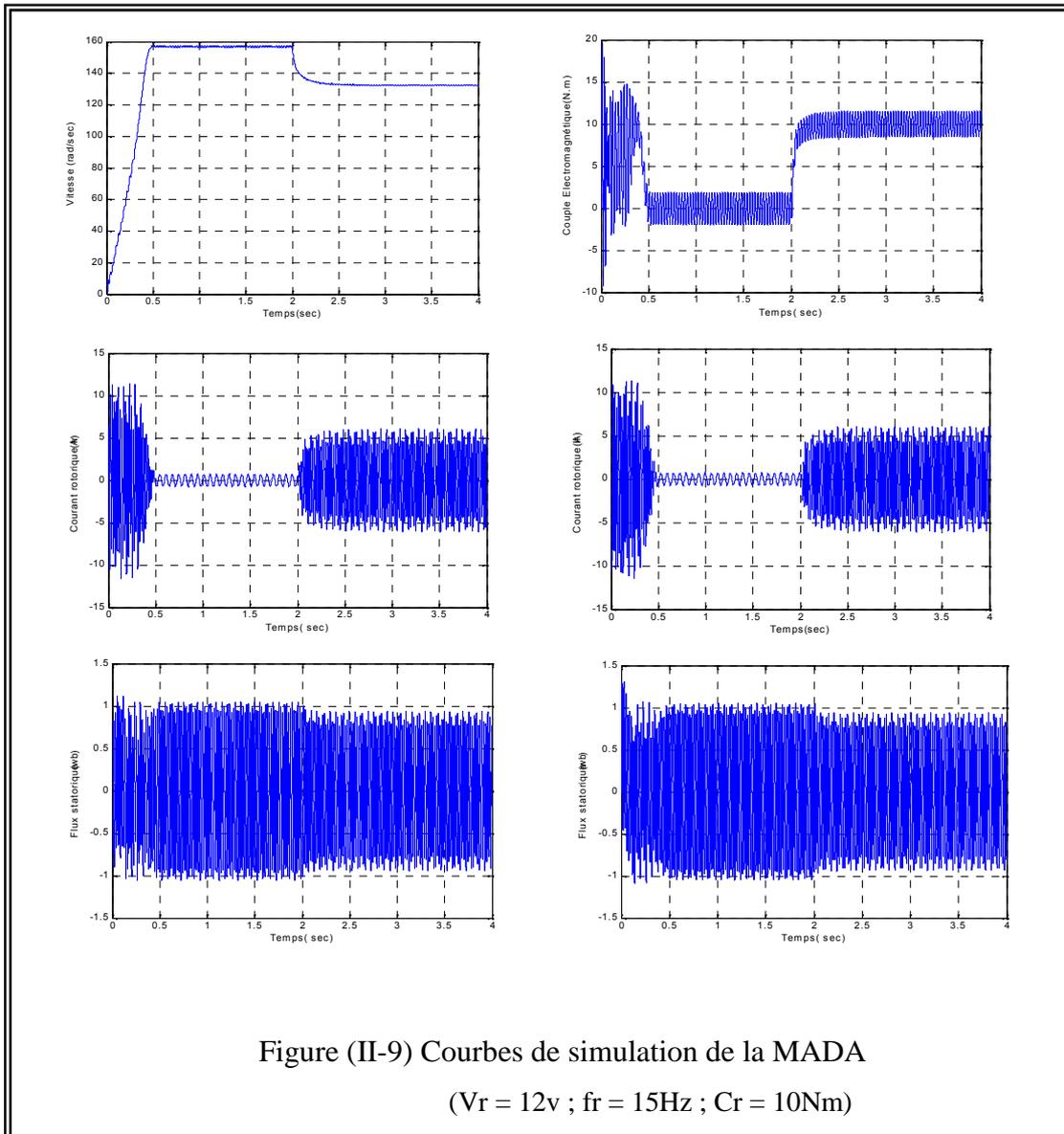


Figure (II-8) Courbes de simulation de la MADA

($V_r= 12V$, $f_r= 5Hz$, $C_r= 10N.m$)



II-8 INTERPRITATION DES RESULTATS DE SIMULATION OBTENUS.

La modélisation et la simulation de la MADA ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux et des courants pour différentes valeurs de fréquence et couple résistant.

La tension d'attaque de la MADA à $t = 0$ côté stator c'est la tension de réseau électrique à fréquence et tension constantes ($V = 220v$; $f = 50Hz$). Du le côté rotorique, on va étudier le cas où on maintient la tension constante et on fait varier la fréquence.

- ✓ Dans les différents tests obtenus, on remarque un fort courant d'appel, puis il se stabilise selon la charge imposée.
- ✓ Au démarrage, le couple électromagnétique présente un pic important et des oscillations. Lors de l'application d'une charge de 5(N.m) à l'instant 2 (s), nous observons que le couple électromagnétique se stabilise à sa valeur de 5 (N.m) qui compense l'effet de charge et des frottements et la vitesse de rotation diminue.
- ✓ Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants importants, leur amplitude atteint la valeur 13A. Après le régime transitoire les courants diminuent et à l'instant de l'application de la charge ils augmentent.
- ✓ On remarque également que le flux varie avec la variation de la charge ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et la vitesse.
- ✓ D'après les figures (II-7) et (II-8), on remarque que l'augmentation au niveau de la fréquence rotorique f_r implique des oscillations au niveau des grandeurs de la machine.
- ✓ On peut signaler aussi que la machine peut supporter le double de sa charge nominale comme il est démontré sur les Figures (II-8) et (II-9).

II.9. ASSOCIATION ONDULEUR MLI A LA MACHINE:

Le réglage de la vitesse des machines asynchrones est réalisé avec succès par des convertisseurs statiques de fréquence opérant une double conversion en passant par l'intermédiaire du courant continu.

L'onduleur en tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternative. Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie et aujourd'hui, la réalisation d'onduleur à base de composants en Carbone de Silicium (SiC) est un nouvel axe de recherche de laboratoire [3].

Il s'agit d'une conversion directe à partir d'une source de tension réversible en courant (ou instantanément condensateur électrochimique). La charge est une source de courant réversible en courant et en tension qui peut être une machine asynchrone. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie. L'onduleur est aussi utilisé en fréquence variable pour faire de la variation de la vitesse pour les machines électriques (MLI, Modulation de Largeurs d'Impulsion ou PWM, Pulse Width Modulation). Selon l'utilisation, les interrupteurs sont commandables soit à l'ouverture ou à la fermeture (fréquence fixe) ou à l'ouverture et à la fermeture (MLI) [3].

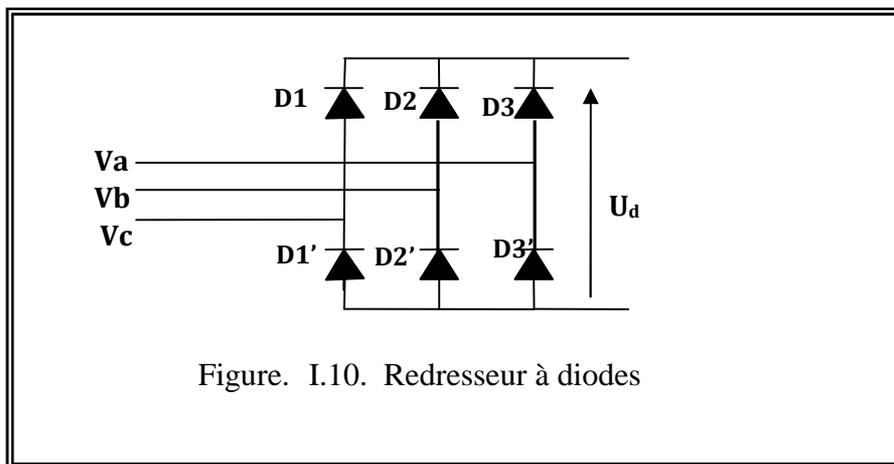
I.9.1. MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE PAR ONDULEUR :

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC et un onduleur MLI.

-I .9.1.1. Modélisation du redresseur:

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative -continu. Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées, représenté sur la figure (I -10)



Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément. Lorsque D1 conduit, l'une des deux diodes D2' et D3' conduit également. Il en vient que D1 conduit lorsque V1 est supérieur à V2 et V3, ou encore :

$$V1 = \text{Max} (Vj); j=1,2,3.$$

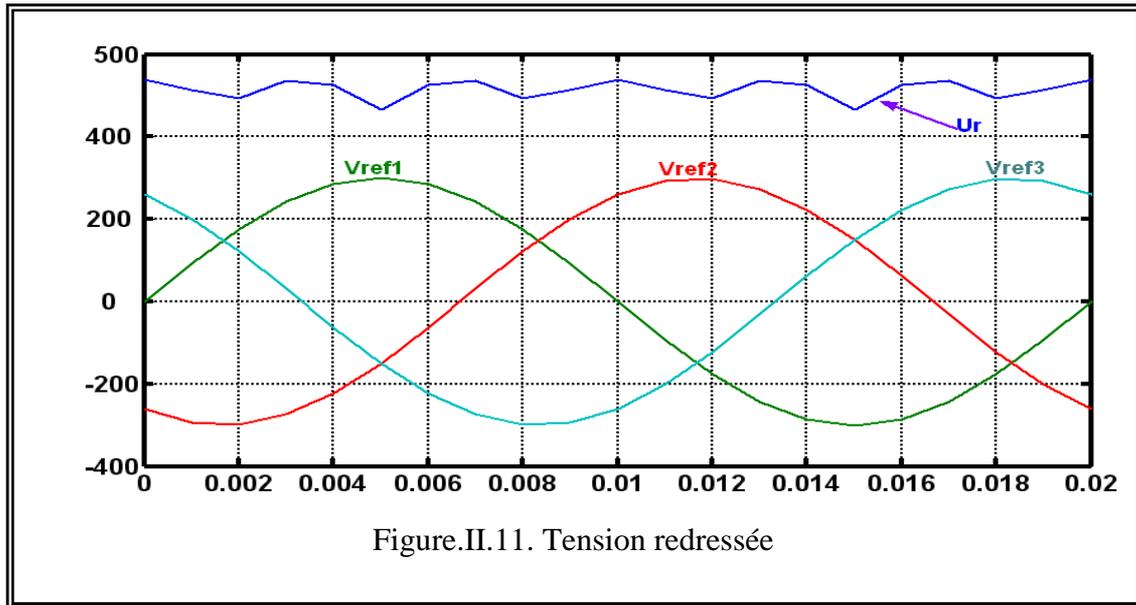
Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Max} (V_j); i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.$$

$$D_i' \text{ conduit si } V_i' = \text{Min} (V_j); i=1, 2, 3 ; j=1, 2, 3.$$

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j) ; j=1, 2, 3.$$

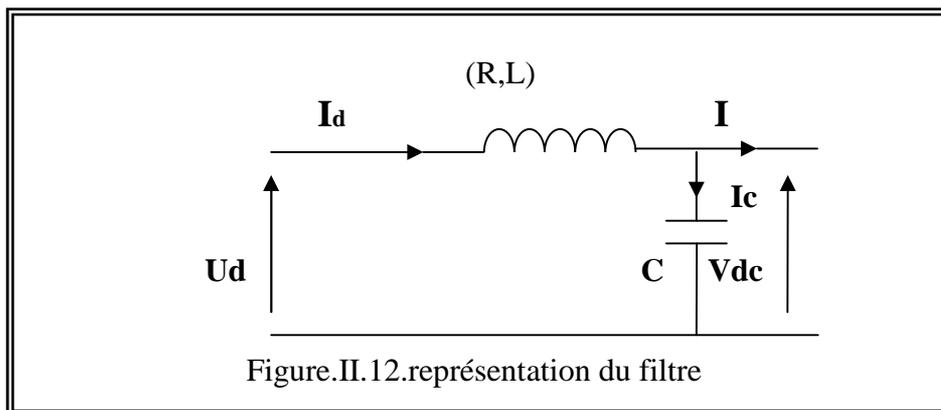


La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre.

- I .9.1.2. Modélisation du filtre :

Pour corriger la source de tension continue, on insère à l'entrée de l'onduleur une capacité C, celle-ci absorbe la différence entre le courant unidirectionnel I_d et supprime les brusques variations de V_{dc} lors des commutations ; par contre, pour réduire l'ondulation du courant I et protéger l'onduleur contre la vitesse critique de croissance du courant di/dt , on place en série une inductance de lissage L l'ensemble C-L constitue un filtre passe bas.

Le schéma représentatif est donné par la figure (I -12)



Les équations du filtre sont les suivantes :

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L}(U_d - V_{dc} - RI_d) \quad (I-43)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(I_d - I) \quad (I-44)$$

- Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de la source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir de l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant Id à travers la source de tension.
- La fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} = 2 f_c$$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieure à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante :[4]

Donc : $L.C > 2.53 \cdot 10^{-6}$

Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$f_c = 2 \cdot f_c$$

- .9.1.3. Modélisation de l'onduleur:

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu alternatif permettent de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue. [5].

L'onduleur de tension transforme un signal constant en un signal alternatif dont nous pouvons contrôler l'amplitude et la fréquence. [6].

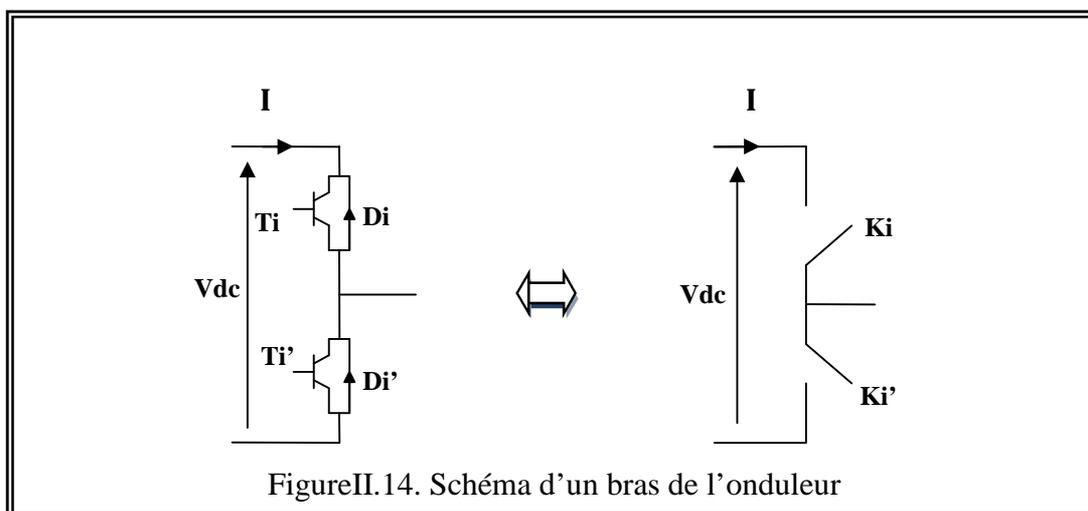
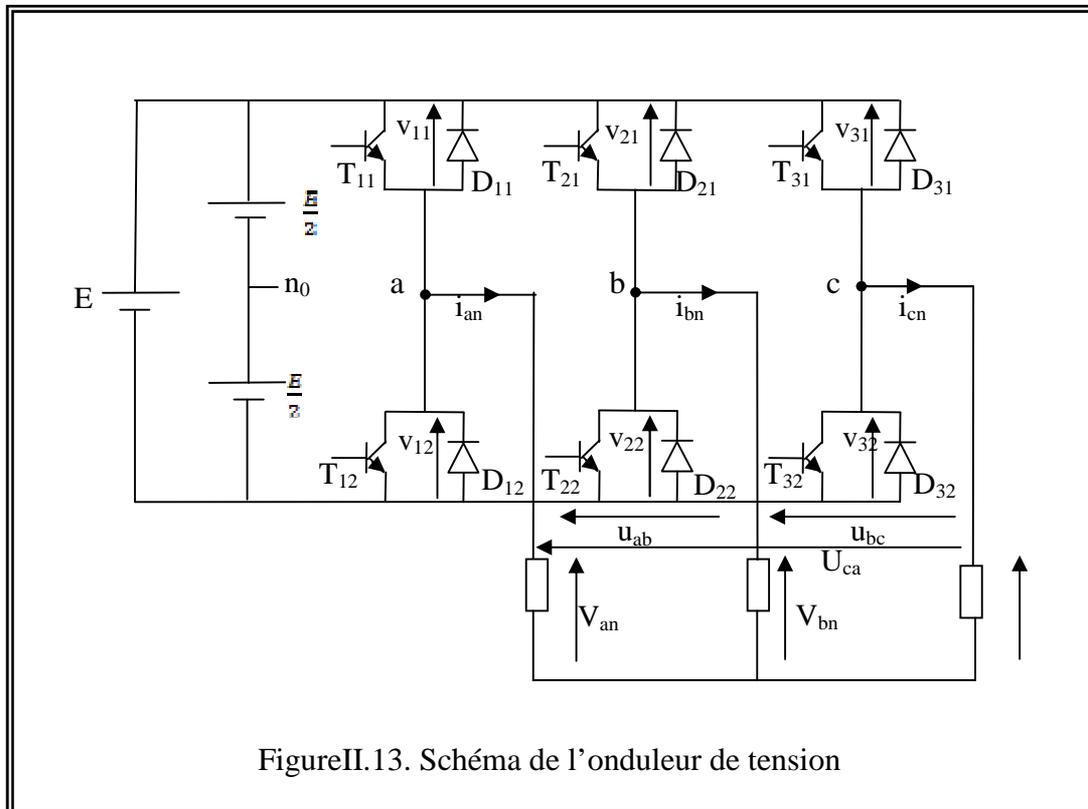
Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de tension.

Le schéma de l'onduleur est représenté par la fig.(I -13)

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor ou un thyristor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux.

En mode commandables, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.[6].

Un bras de l'onduleur est représenté par la fig. (I - 14)



L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$)

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{si } T_i \text{ est fermé, } T'_i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert, } T'_i \text{ est fermé} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de ligne sont données par :

$$U_{ab1} = V_{as1} - V_{bs1} = V_{dc}(F_1 - F_2) \quad (I -45)$$

$$U_{bc1} = V_{bs1} - V_{cs1} = V_{dc}(F_2 - F_3) \quad (-46)$$

$$U_{ca1} = V_{cs1} - V_{as1} = V_{dc}(F_3 - F_1) \quad (I-47)$$

$$U_{ab2} = V_{as2} - V_{bs2} = V_{dc}(F_4 - F_5) \quad (-48)$$

$$U_{bc2} = V_{bs2} - V_{cs2} = V_{dc}(F_5 - F_6) \quad (-49)$$

$$U_{ca2} = V_{cs2} - V_{as2} = V_{dc}(F_6 - F_4) \quad (-50)$$

Dans l'hypothèse que les tension V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système de tension triphasé équilibré alors, de l'équation (-45) et (-46) on trouve :

$$V_{bs1} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_2 - F_1 - F_3) \quad (I-51)$$

De l'équation (-46) et (-47) on trouve:

$$V_{cs1} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_3 - F_1 - F_2) \quad (I-52)$$

et de l'équation (I -44) et (I -46) on trouve:

$$V_{as1} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \quad (-53)$$

De la même manière pour les tensions du deuxième enroulement statorique (dans le cas de la MASDE) , on trouve :

$$V_{bs2} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_5 - F_4 - F_6) \quad (-54)$$

$$V_{cs2} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_6 - F_4 - F_5) \quad (I-55)$$

$$V_{as2} = \frac{V_{dc}}{3}(2F_4 - F_5 - F_6) \quad (I-56)$$

$$\text{Donc : } \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F1 \\ F2 \\ F3 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F4 \\ F5 \\ F6 \end{bmatrix}$$

I.10. STRATEGIE DE COMMANDE PAR MLI TRIANGULO-SINUSOIDALE :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire. [5].

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ref1c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3); c = 1, 2, 3, \\ V_{ref2c} = V_m \cdot \sin(2\pi f \cdot t - 2(c-1)\pi/3 - \alpha); c = 1, 2, 3 \end{cases} \quad (\text{II-57})$$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II-58})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ◆ L'indice de modulation "m" égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$),
- ◆ Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de référence avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1:

$$\left\{ \begin{array}{llll} \text{Si } V_{\text{ref11}} \geq V_p(t) & f_{11} = 1, & \text{sinon} & f_{11} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref12}} \geq V_p(t) & f_{12} = 1, & \text{sinon} & f_{12} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref13}} \geq V_p(t) & f_{13} = 1, & \text{sinon} & f_{13} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II-59})$$

Pour l'onduleur N°2:

$$\left\{ \begin{array}{llll} \text{Si } V_{\text{ref21}} \geq V_p(t) & f_{21} = 1, & \text{sinon} & f_{21} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref22}} \geq V_p(t) & f_{22} = 1, & \text{sinon} & f_{22} = 0 \\ \text{Si } V_{\text{ref23}} \geq V_p(t) & f_{23} = 1, & \text{sinon} & f_{23} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II-60})$$

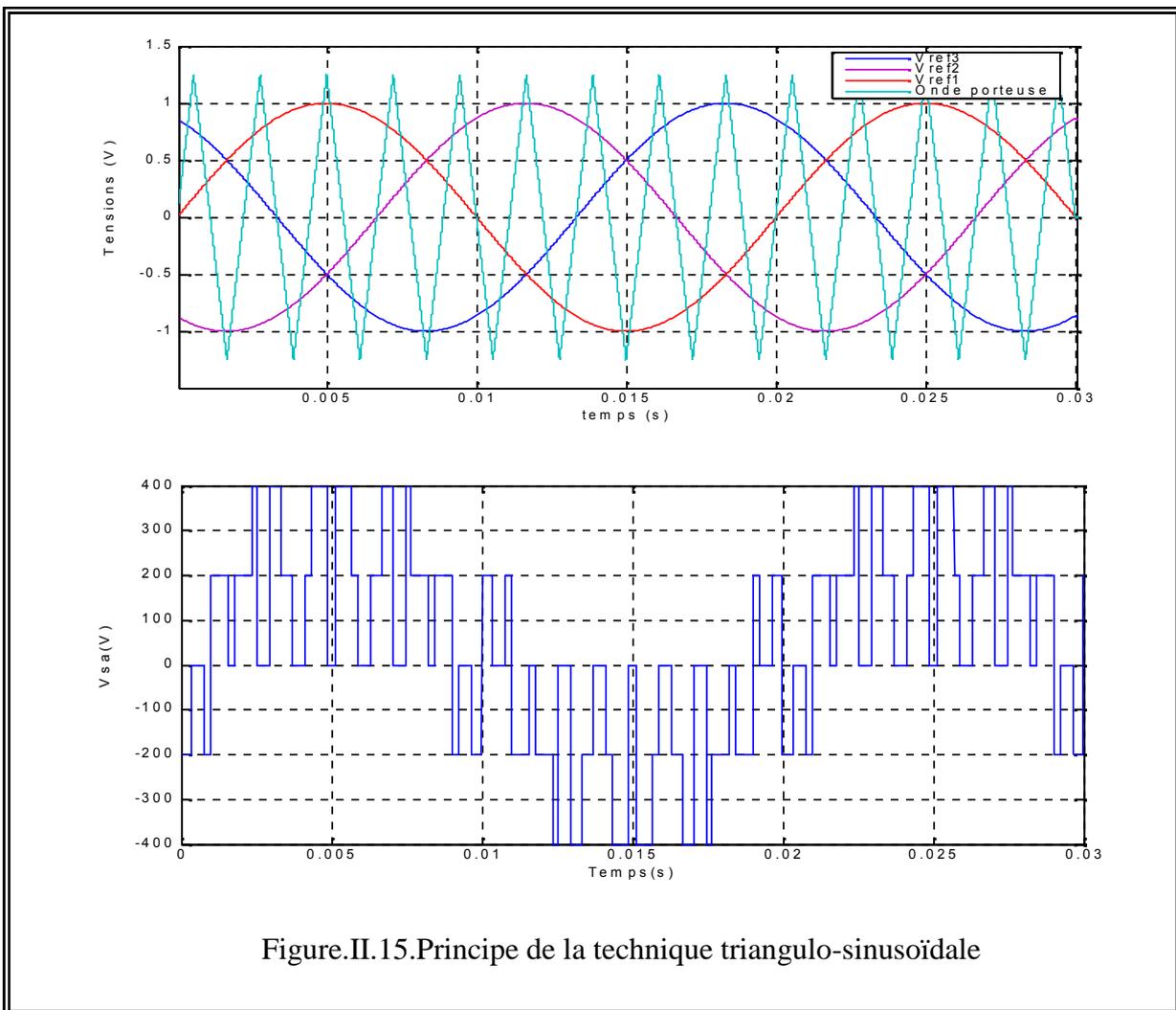
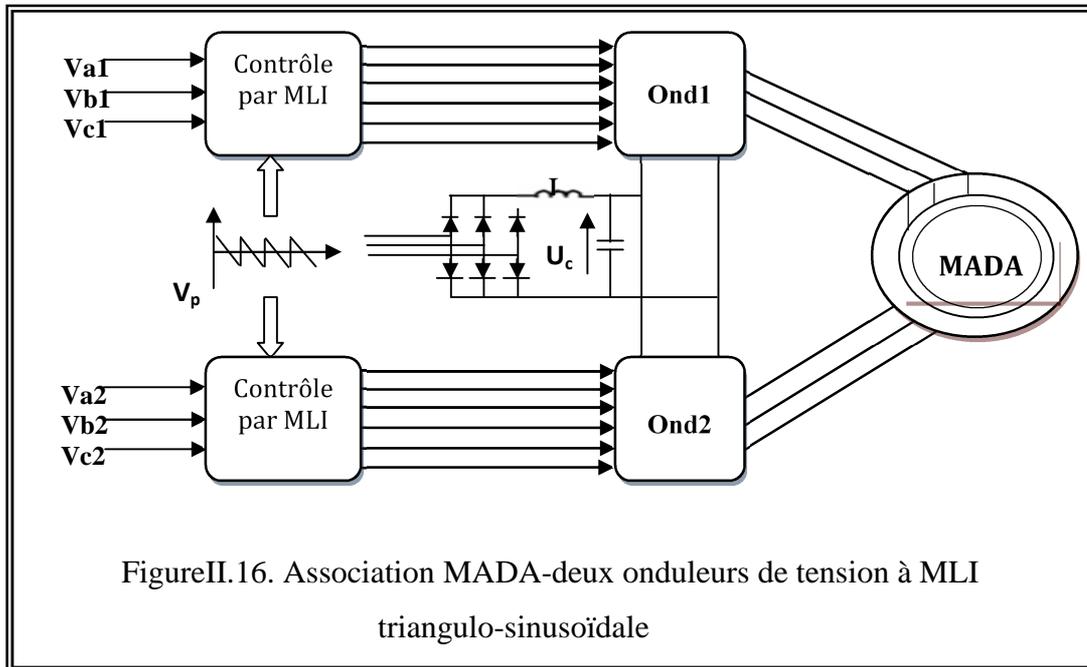


Figure.II.15.Principe de la technique triangulo-sinusoidale

II.10.1 Association onduleur de tension –Machine :

La figure (II-16) représente l'association l'onduleur de tension –Machine (MADA ou MASDE), où les tensions de références sinusoïdales $V_{a1}, V_{b1}, V_{c1}, V_{a2}, V_{b2}, V_{c2}$ sont comparées au signal de la porteuse U_p , afin de déduire les instants de commutation des interrupteurs.



Dans la partie suivante on va étudier la régulation de la vitesse par la technique de la commande vectorielle de la MADA.

II.11. LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ALIMENTATION MADA :

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment et grâce à cette propriété, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation (puissance, vitesse).

L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif est précisément la machine asynchrone.

Dans une machine à courant alternatif, par contre, la principale difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrées (tension, fréquence), de sorties (vitesse, couple) et les paramètres internes (courant rotorique et flux).. Pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu, Blaschke et Hass ont proposé une méthode permettant de maîtriser ces difficultés en introduisant les coordonnées de champs, où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple. La dynamique d'une machine à courant alternatif sera donc ramenée à celle d'une machine à courant continu.[7].

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales : La méthode directe et méthode indirecte développées par *Blaschke et par Hasse successivement*.

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

suivant la source d'énergie :

Commande en tension.

Commande en courant.

et suivant l'orientation du repère (d, q) :

Le flux rotorique.

Le flux statorique.

Le flux de l'entrefer.

Dans ce présent travail, nous avons choisi la commande en tension avec orientation du flux statorique suivant le repère (d-q).

II.11.1. FONDEMENTS DE LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE.

Les machines à courant continu (*MCC*) occupent encore de nos jours la majeure partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. On utilise les machines à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Ces dernières ont une qualité intrinsèque : elles permettent un contrôle séparé du flux et du couple.

$$C_e = k\Phi_f I_a = k' I_a I_f$$

Avec :

Φ_f : Flux imposé par le courant d'excitation I_f (indépendant de I_a si la réaction d'induit est négligeable).

I_a : Courant induit.

À flux constant, le couple peut être régulé par I_a .

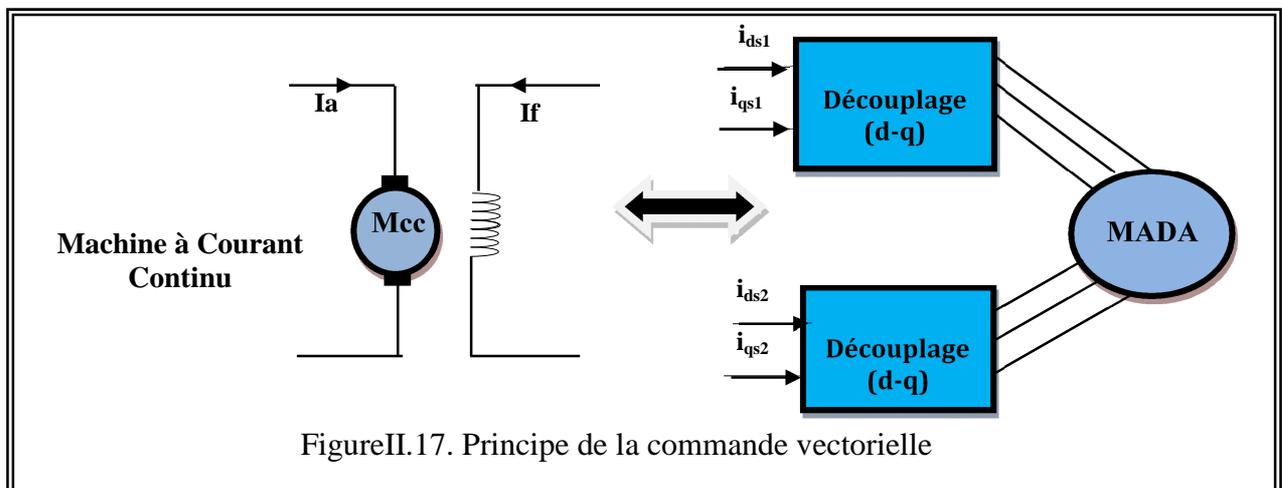
La production du couple et la création de flux sont indépendants. Nous avons l'objectif d'un pilotage vectoriel [8].

La commande vectorielle dont sa théorie est développée a pour but de donner à la machine à induction (même la machine synchrone) les mêmes performances que la MCC à excitation indépendante dont le couple est régi par le courant I_a et I_f le courant inducteur pour la commande de flux. Ce mode est étendu par la commande vectorielle (flux orienté) à la machine à induction en cas général [9].

II.11.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à double alimentation à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects (figure (II.17)).

- 1- Le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment l'un de l'autre ;
- 2- Les conditions optimales de production du couple sont assurées en régime permanent et en régime transitoire ;



II.11.2.1. Procédé d'orientation du flux.

Il existe trois types de commandes de telle façon que l'axe 'd' soit confondu avec l'axe du flux qui peut être :

$$\text{Flux rotorique : } \Phi_{rd} = \Phi_r$$

$$\text{Flux statorique : } \Phi_{sd} = \Phi_s$$

$$\text{Flux d'entrefer : } \Phi_{gd} = \Phi_g$$

II.11.2.2. Commande vectorielle par orientation du flux statorique

L'utilisation de la transformation de *Park* par le changement des repères, sous certaines hypothèses, nous permet de simplifier le système d'équations différentielles de la machine.

Dans ce cas de commande où le type d'orientation de flux est statorique, on a comme condition :

$$\Phi_{sd} = \Phi_s, \Phi_{sq} = 0, \text{ alors :}$$

$$\Phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} = 0 \quad (\text{II.59})$$

$$\text{impose : } i_{sq} = \frac{-M}{L_s} i_{rq} \quad (\text{II.60})$$

$$r_{rq} = \sigma L_r i_{rq} \quad (\text{II.61})$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = p \frac{M}{L_s} \Phi_s i_{rq} \quad (\text{II.62})$$

L'expression du flux statorique es donnée par :

$$\begin{aligned} r_{rd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd} & \text{impose :} \\ r &= M i_{rd} \quad (i_{ds} = 0) \end{aligned} \quad (\text{II.63})$$

En introduisant l'expression du flux statorique dans l'expression du couple électromagnétique (II.62) on obtient :

$$C_e = k_t i_{rd} i_{rq} \quad (\text{II.64})$$

$$\text{Avec } k_t = \frac{pM^2}{L_s}$$

On constate que l'expression du couple électromagnétique (II.64) est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. Ceci permet d'obtenir une commande vectorielle découplée où la composante i_{rq} contrôlé le couple et le flux Φ_s étant imposé par la composante i_{rd} .

II.11.2.3. REPRESENTATION DES EQUATIONS LIEES AU FLUX STATORIQUE

Les tensions liées au flux statorique selon les axes d et q peuvent être représentées comme suites :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\Phi_{sd}}{dt} - \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (II.65)$$

Et comme $i_{sd} = i_s$, $i_{sq} = 0$, on peut écrire les équations suivantes :

$$\frac{d\Phi_s}{dt} = \frac{-1}{T_s} \Phi_s + \frac{M}{T_s} i_{rd} + V_{sd} \quad (II.66)$$

$$\frac{d\Phi_{sq}}{dt} = 0 = -\omega_s \Phi_s + \frac{M}{T_s} i_{rq} + V_{sq} \quad (II.67)$$

D'après les équations (II.65), (II.66) et (II.67), on peut déduire les équations de commande telles que :

$$\frac{V_{rd}}{\sigma L_r} = \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s L_r T_s} \right) i_{rd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} V_{sd} - \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \Phi_s - \omega_r i_{rq} \quad (II.68)$$

$$\frac{V_{rq}}{\sigma L_r} = \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s L_r T_s} \right) i_{rq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} V_{sq} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \Phi_s \omega_s + \omega_r i_{rd} \quad (II.69)$$

$$i_{rd} = \frac{\Phi_s^*}{M} \quad (II.70)$$

D'après l'équation (II.67) on peut tirer Φ_s :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \frac{1}{\Phi_s} \left(\frac{M}{T_s} i_{rq} + V_{sq} \right) \quad (\text{II.71})$$

Et d'après l'équation (II.61), on tire le courant i_{rq} :

$$i_{rq} = \frac{L_s C_e^*}{pM\Phi_s^*} \quad (\text{II.72})$$

II.11.3. LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE ET INDIRECTE.

Dans la commande vectorielle directe, on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelque approximation.

II.11.3.1.. Commande vectorielle directe

Ce mode de contrôle est ainsi appelé par ce qu'une régulation du flux statorique Φ_s est introduite par une boucle de contre réaction nécessitant la mesure ou l'estimation de ses variations.

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement.

Pour cela deux procédés sont utilisés :

1-la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement très fragiles et ne peuvent travailler dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec le vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables.

2-l'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations de paramètres de la machine [2].

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes : 1- La non fiabilité de la mesure de flux :

° Problème de filtrage du signal mesuré ;

° Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2- Le coût de production élevé (capteur + filtre).

II.11.3.2. Commande vectorielle indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position.[9]. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte.

Comme la vitesse est mesurée, il est donc aisé de faire sa régulation par contre-réaction en utilisant un régulateur PI. La méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante des variations des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de la température surtout pour la constante de temps rotorique T_r [2].

II.11.3.3. Fonctionnement à toute vitesse (Bloc de défluxage)

II.11.3.3.1. Définition :

La variation de la fréquence statorique est obtenue par des montages électriques spéciaux appelés convertisseurs de fréquence qui sont en général alimentés en amont par le secteur standard à tension et fréquence fixes (220/380V, 50HZ) et qui à leur tour alimentent la machine commandée à fréquence et tension réglables.

Le mode d'action sur la fréquence du stator devient plus bénéfique par une commande judicieuse du flux, car cela permet d'utiliser la machine dans une plage de vitesse aussi large que possible et avec des rendements meilleurs. Ce genre d'opération est dénommé opération à toute vitesse, où l'on distingue séparément deux zones de variation de vitesse.

- la zone de la sous-vitesse (fonctionnement hypo synchrone) concerne les vitesses inférieures à la vitesse nominale de la machine. Dans ce cas, la commande doit maintenir le couple constant (maintenir le flux à une valeur nominale constante).

- La zone de survitesse (fonctionnement hyper synchrone) correspond aux vitesses supérieures à la vitesse nominale. Dans ce cas, le couple est inversement proportionnel à la vitesse (fonctionnement à puissance constant).

.11.3.3.2. Bloc de défluxage

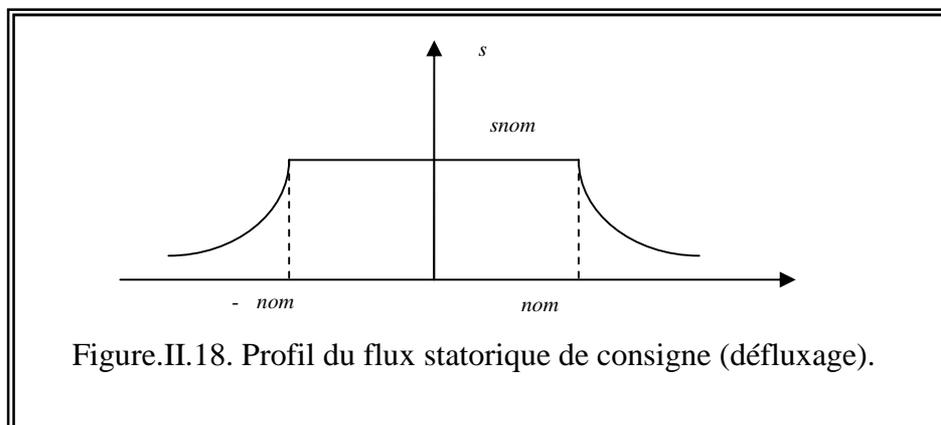
Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ; ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\begin{aligned}
 \text{- sous-vitesse :} \quad \Phi_s &= \Phi_{nom} & \text{pour} \quad |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\
 \text{- sur -vitesse :} \quad \Phi_s &= \Phi_{nom} \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} & \text{pour} \quad |\Omega| > \Omega_{nom}
 \end{aligned}$$

Avec :

Ω_{nom} : vitesse nominale.

Φ_{nom} : flux rotorique nominal.



II.12. LA REGULATION

Pour les réglages industriels, quelques structures de base sont introduites, comme le réglage classique ; le réglage d'état, le réglage par le mode de glissement et le réglage en cascade.

Dans le cas de notre étude nous présentons le réglage classique avec le régulateur PI qui satisfait avec succès la régulation en commande vectorielle du point de vue (stabilité, précision, rapidité).

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

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

D'après le système d'équations (II.68) et (II.69) on obtient :

$$U_d^* = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} \quad (II.73)$$

$$U_q^* = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} \quad (II.74)$$

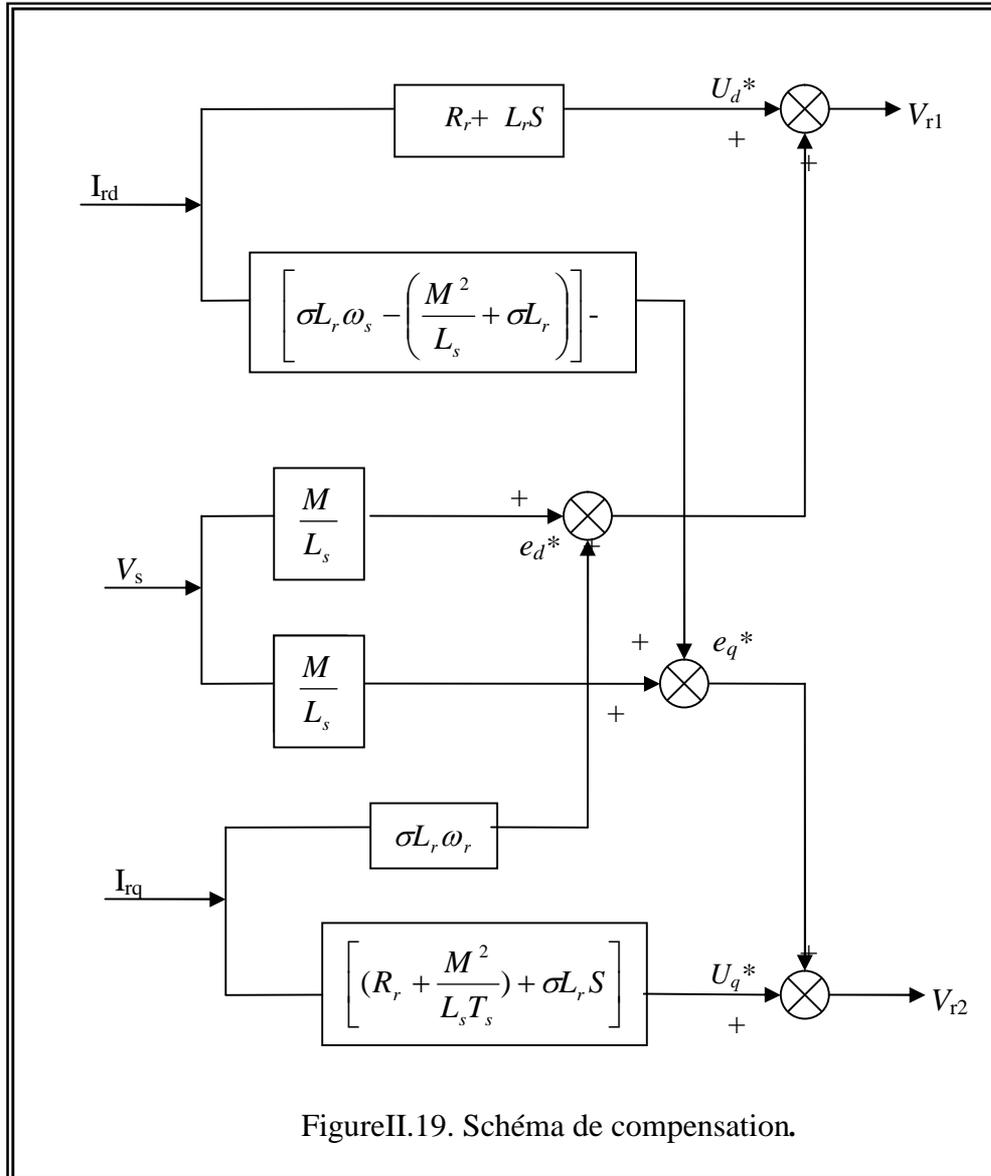
$$e_d^* = \sigma L_r \omega_r i_{rq} \quad (II.75)$$

$$V_{r1} = e_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (II.76)$$

$$e_q^* = \left[\sigma L_r \omega_s - \left(\frac{M^2}{L_s} + \sigma L_r \right) \omega \right] i_{rd} \quad (II.77)$$

$$V_{r2} = e_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (II.78)$$

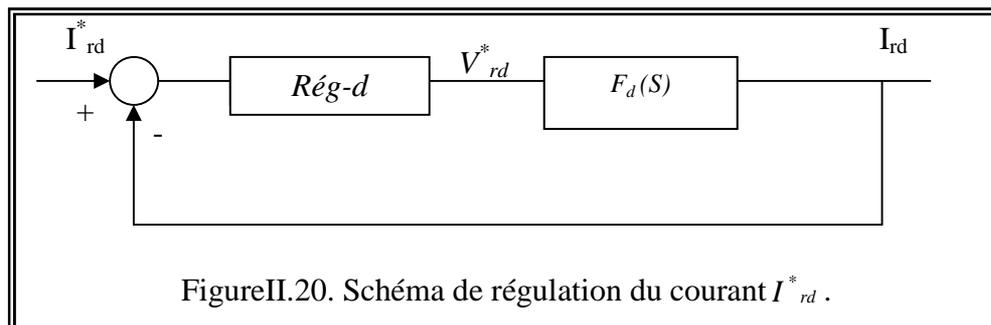
La figure (II.19) représente le modèle que nous allons utiliser pour la compensation.



II.12.1. Calcul des régulateurs

II.12.1. . Régulateur du courant I_{rd}

Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rd}^* est représenté par la figure (II.20).



La fonction de transfert de régulateur est donnée par l'équation suivante :

$$Rég-d = k_d \frac{1 + \sigma T_r S}{S} \quad (II.79)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit donc :

$$F.T.B.O = k_d \frac{1 + \sigma T_r S}{S} F_d(S) = \frac{k^*_d}{S} = K \quad (II.80)$$

Avec:
$$F_d(S) = \frac{1}{1 + \sigma T_r S} = \frac{R_r}{1 + \sigma T_r S}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

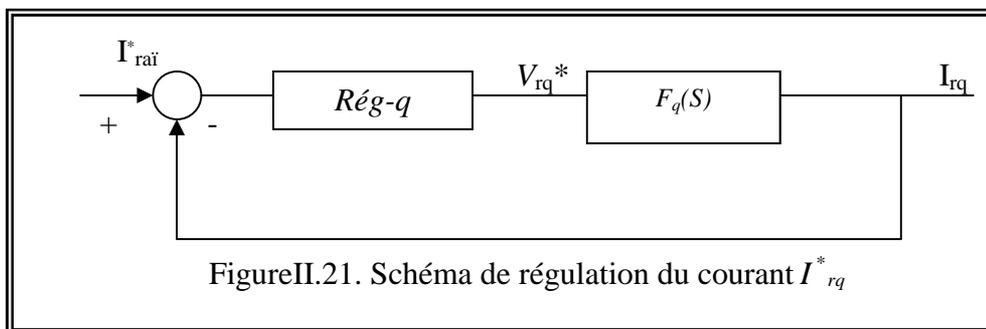
$$F.T.B.F = \frac{K}{1 + K} = \frac{\frac{k^*_d}{S}}{1 + \frac{k^*_d}{S}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k^*_d} S} = \frac{1}{1 + \tau_1 S} \quad (II.81)$$

On choisit : $\tau_1 = \sigma T_r = \frac{1}{k^*_d} = \frac{R_r}{k_d} \Rightarrow k_d = \frac{R_r}{\sigma T_r}$

II.12.1.b. Régulateur de I_{rq} :

Il prend à entrée le courant I^*_{raq} de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence U^*_{rq} pour ajuster le courant I_{rq} .

La régulation du courant I_{rq} est représentée par la figure (II.21).



La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F.T.B.O = k_q \frac{(1 + \tau_2 S)}{S} F_q(S) = \frac{k^*_q}{S} = T \quad (II.82)$$

Avec : $F_q(S) = \frac{1/N}{1 + \tau_2 S}$

Avec : $N = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}$; $\tau_2 = \frac{\sigma L_r L_s T_s}{R_r L_s T_s + M^2}$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F.T.B.F = \frac{T}{T+1} \frac{k_q^*}{k_q^* + S} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_q^*} S} = \frac{1}{1 + \tau S} \tag{II.83}$$

Avec : $\tau = \frac{1}{k_q^*}$

La fonction de transfert de régulateur est donnée par l'équation suivante :

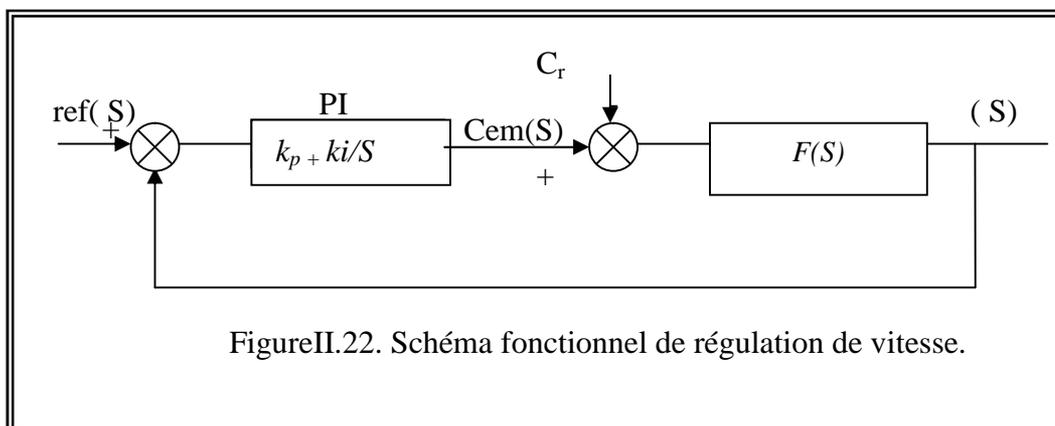
$$Rég-q = \frac{N}{\sigma L_r} \frac{1 + \tau_2 S}{S}$$

II.12.1.c. Calcul de Régulation de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} + f \quad \Rightarrow \quad = \frac{C_{em} - C_r}{JS + f} \tag{II.84}$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle avec le régulateur PI est donné par la Figure (II.22).



FigureII.22. Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$\Omega(S) = \frac{k_i(1 + \tau S)}{S(JS + f)}(\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{(JS + f)}C_r \quad (\text{II.85})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\Omega(S) = \frac{k_i(\tau)S + 1}{JS^2 + (f + k_i\nu)S + k_i}\Omega^* - \frac{S}{JS^2 + (f + k_i\tau)S + k_i}C_r \quad (\text{II.86})$$

Par identification avec l'équation caractéristique de second ordre fondamental, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{J}{k_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{f + k_i\tau}{k_i} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{II.87})$$

On a : $k_p + \frac{k_i}{S} = k_i \frac{(1 + \tau S)}{S}$, $\tau = \frac{k_p}{k_i}$

$$k_i = \frac{4\xi^2 J}{\tau} \quad \text{et} \quad k_p = k_i\tau$$

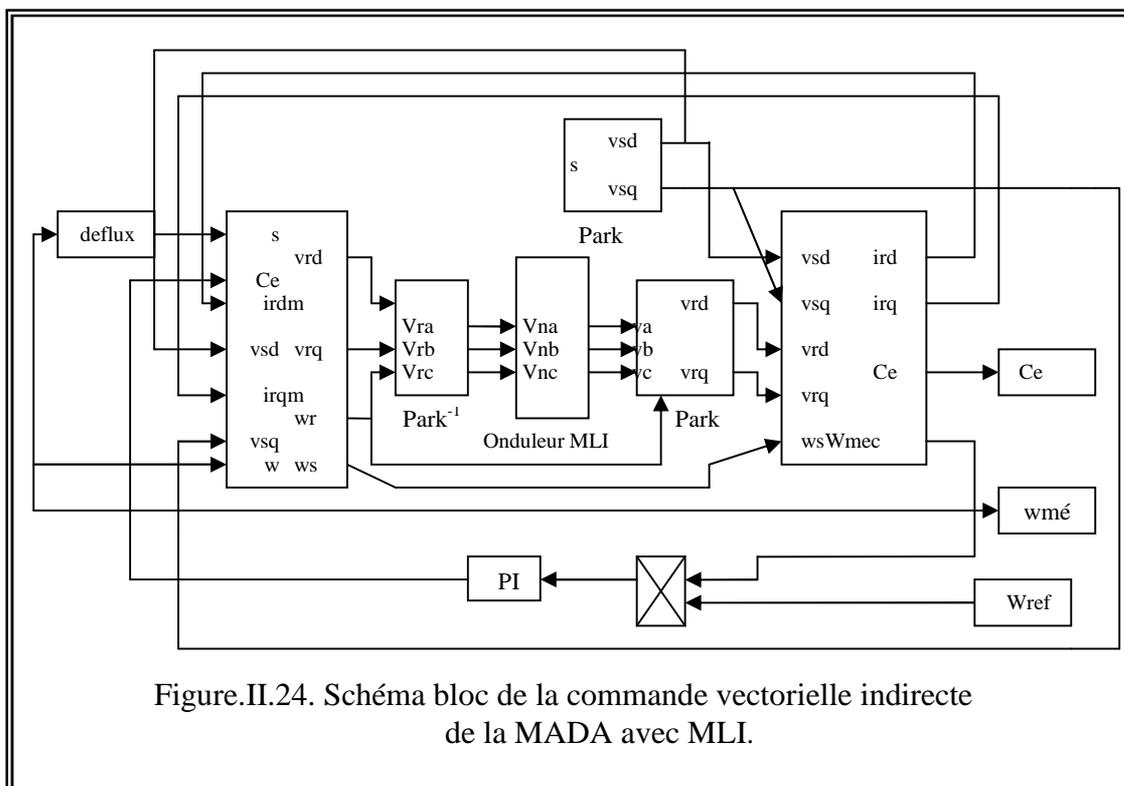
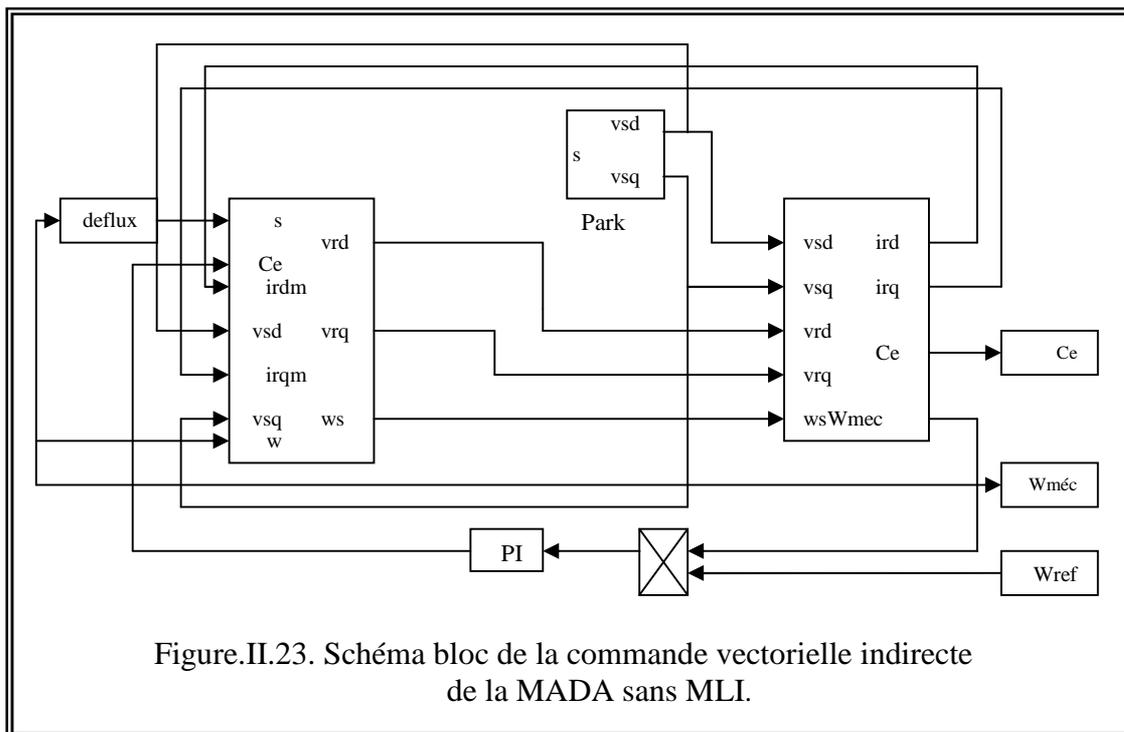
Pour un amortissement critique $\xi = 1$, on trouve : $k_i = \frac{4J}{\tau^2}$

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

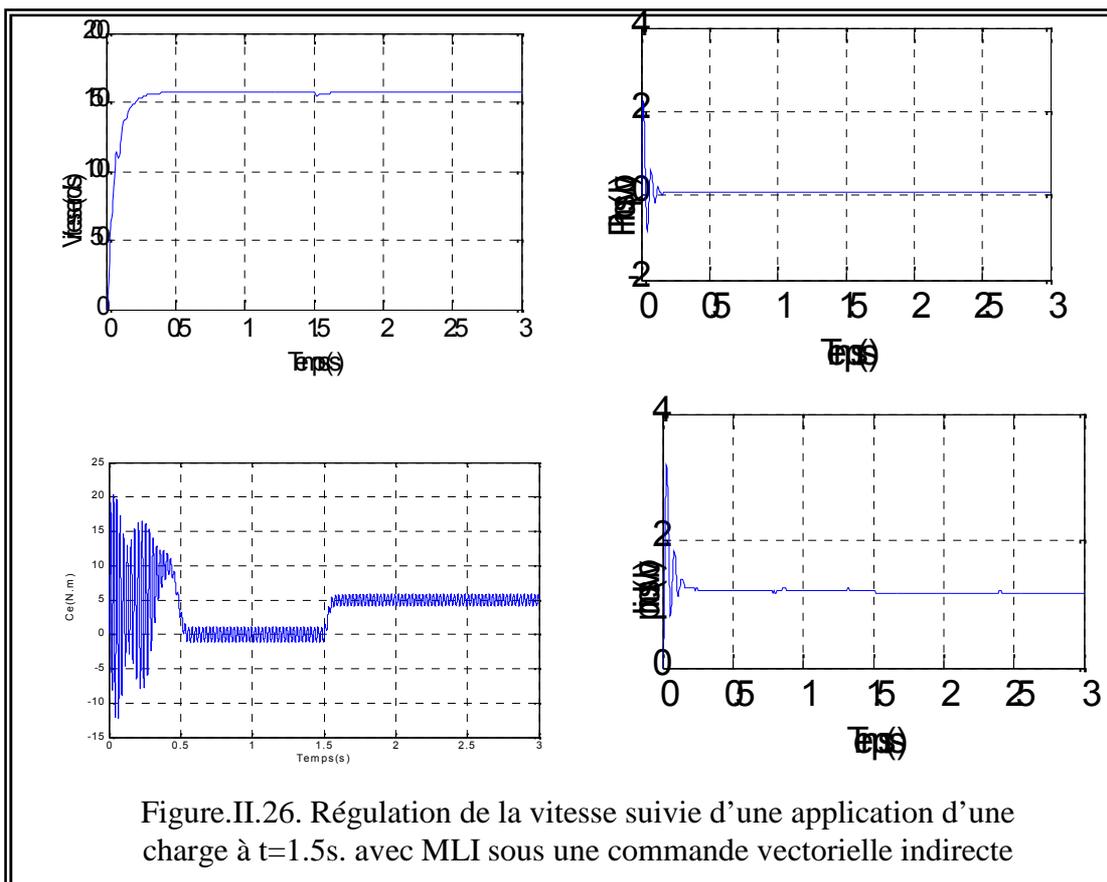
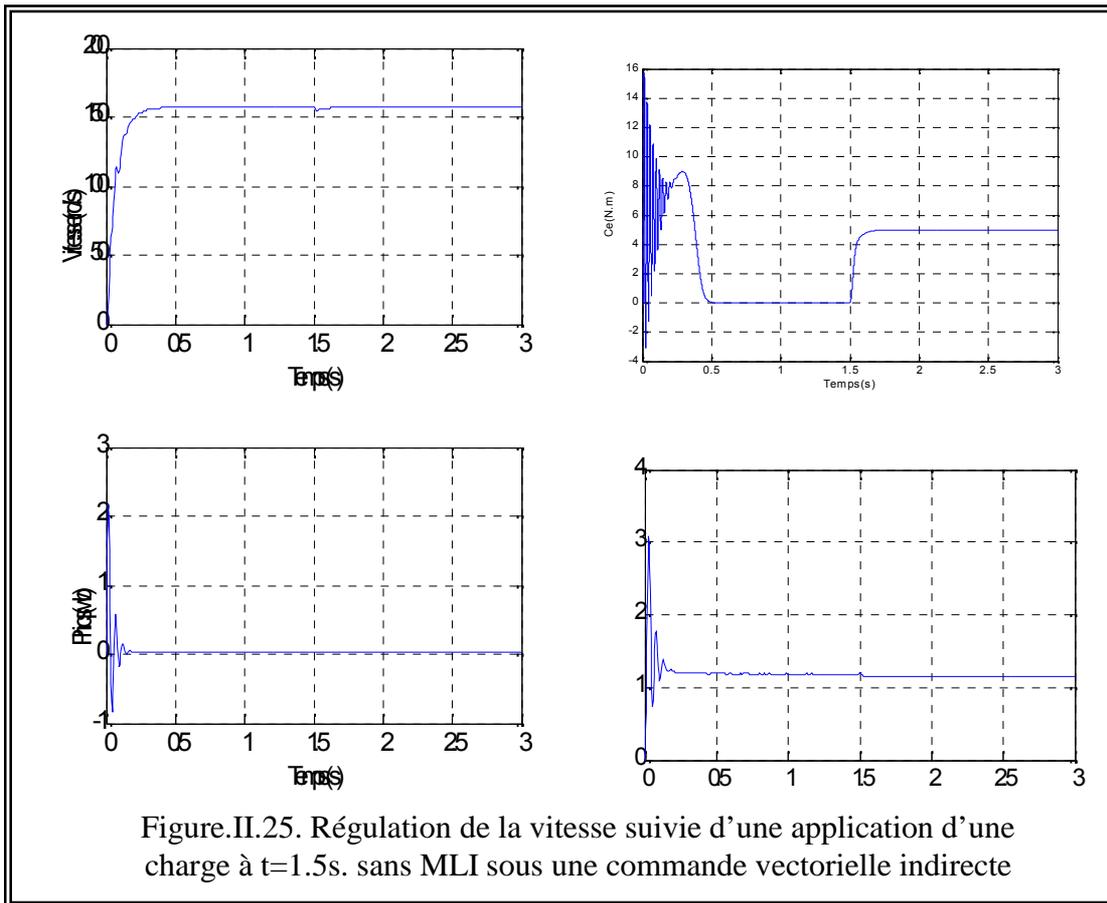
II.13. SCHEMA DE SIMULATION

La figure (II.23) représente la structure sous MATLAB /SIMULINK de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux statorique d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) sans onduleur où le stator est alimenté par le réseau.

La figure (II.24) représente la structure de la commande vectorielle de la MADA avec onduleur alimentant le rotor.



II.14. RESULTATS DE SIMULATION



La figure (II.25), illustre la régulation de la vitesse de la MADA sans l'utilisation de l'onduleur.

On remarque que l'allure de la vitesse à l'instant de l'application de la charge présente une chute rejetée rapidement, puis se stabilise à sa grandeur de référence (vitesse de synchronisme 157rd/s) . On remarque également que le temps de réponse est rapide.

Pour la variation du couple, on constate qu'il rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliquée.

Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.

Pour la régulation de la vitesse de la MADA en présence de l'onduleur (figure II.26), on remarque que la réponse de la vitesse, du couple et du flux statoriques ont les mêmes allures que celles obtenues avec la régulation sans onduleur sauf l'apparition des oscillations sur la réponse du couple électromagnétique qui sont dues à l'utilisation de l'onduleur et qu'elles sont liées aux harmoniques du courant.

II.15. Commande vectorielle directe de la MADA :

Dans cette partie, le module de flux sera contrôlé, à cet effet ; un estimateur de flux est implanter.

Concernant le calcul des régulateurs, nous avons suivre les mêmes étapes que nous avons suivi pour le contrôle indirect.

Le schéma de réglage de la vitesse de la MADA par la méthode directe est donné par la figure (II.27).

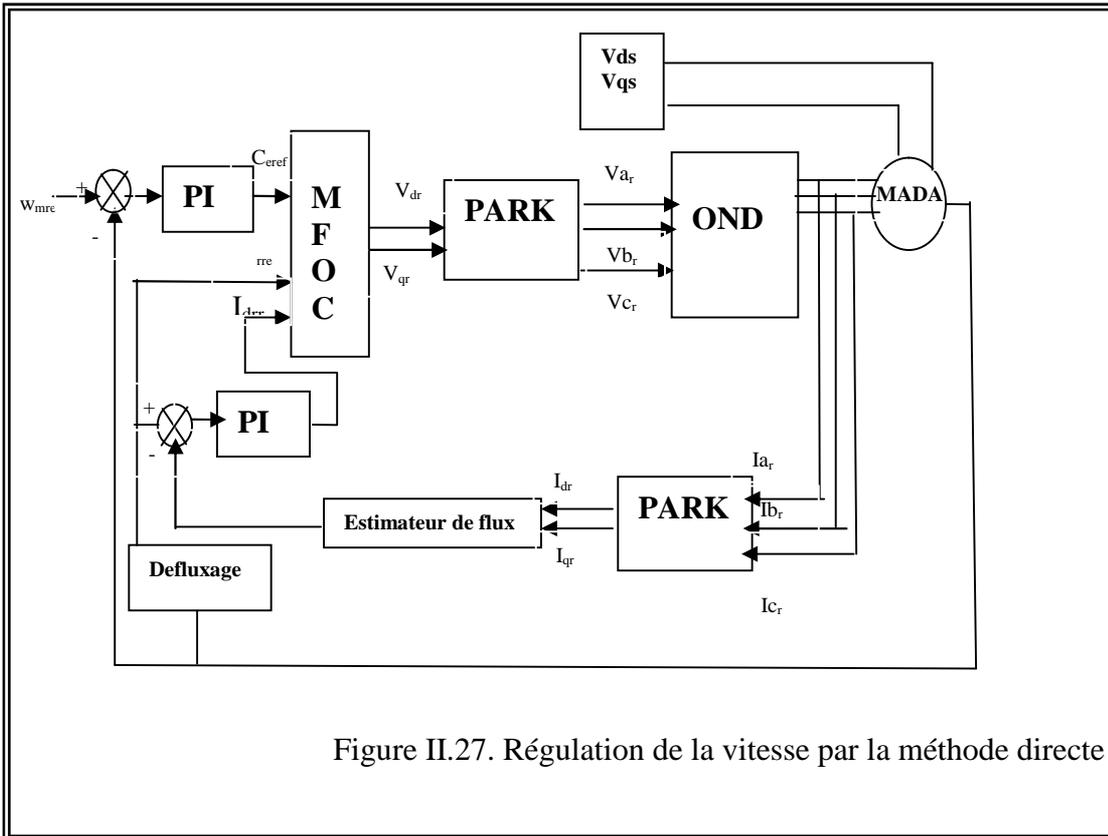


Figure II.27. Régulation de la vitesse par la méthode directe

II.16. RESULTATS DE SIMULATION

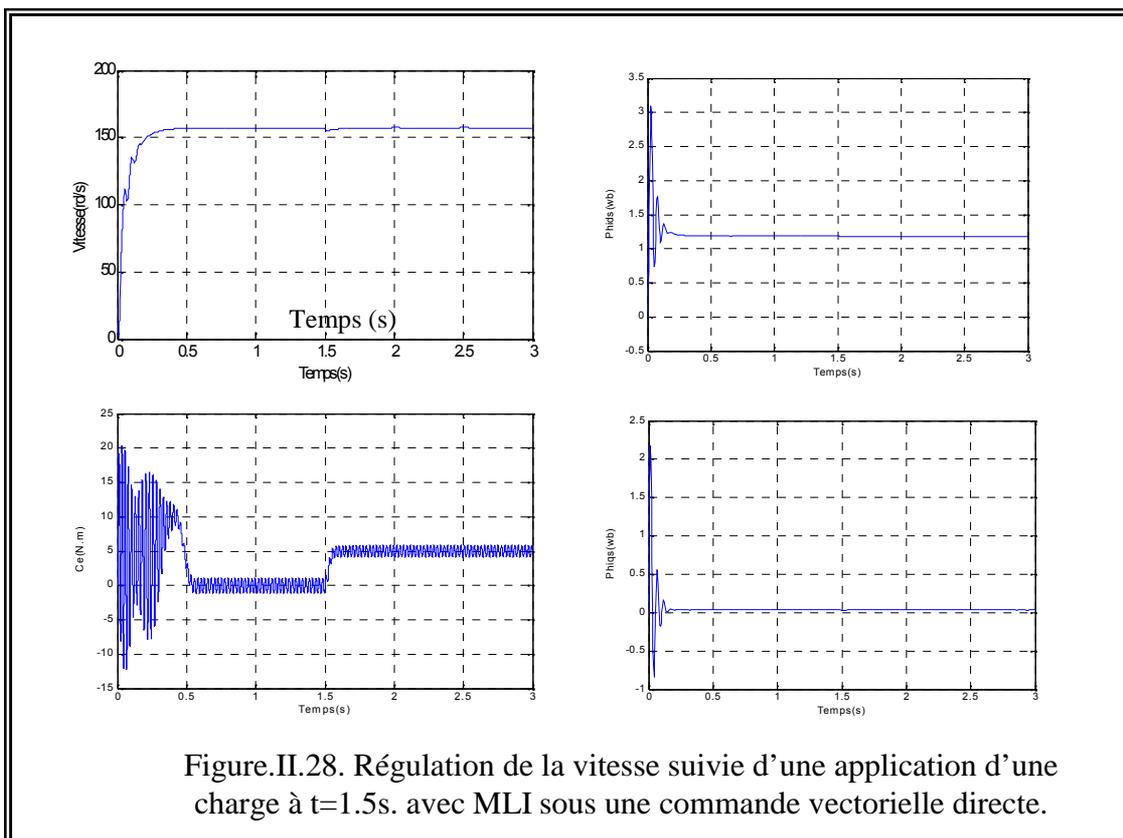


Figure.II.28. Régulation de la vitesse suivie d'une application d'une charge à $t=1.5s$. avec MLI sous une commande vectorielle directe.

Les résultats de simulation de la figure (II.28), montre que la réponse de la vitesse de rotation suit la vitesse de référence (157rd/s).

On remarque que l'allure du couple rejoint après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliquée.

Le découplage entre le couple et le flux est maintenu.

II.17. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation de la MADA alimentée par le réseau et à travers un onduleur MLI, ont permis de déterminer et d'analyser les différentes caractéristiques du couple, de la vitesse, du flux et des courants pour différentes valeurs de la fréquence et du couple résistant.

La commande vectorielle a été appliquée avec ses deux méthodes directe et indirecte, ce qui nous a permis de traiter la MADA de façon semblable à celle de la machine à courant continu.

II.18. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES:

- [1] F. Boumaraf. « Commande intelligente d'une association convertisseur statique machine asynchrone à double alimentation ». Thèse Magister.Batna.2008
- [2] N. Akkari. « Commande adaptative de la machine asynchrone à double alimentation par des sources de courants ». Thèse Magister.Batna.2005.
- [3] P. Brosselard. « Conception, réalisation et caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tension (5 kV) en Carbone de Silicium ». Thèse de doctorat, Lyon 2004.
- [4] T. Lameche. « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM ». Thèse de Magister, Université de Sétif, 2003.
- [5] E.M. Berkouk, « contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseur direct et indirects. Application aux gradateurs onduleur multiniveaux ». Thèse de doctorat, CNAM, paris France 1995.
- [6] R. Toufouti. « Contrôle Directe du Couple de la Machine Asynchrone, ». Thèse de Magister, Université de Constantine, 2003.
- [7] T.Kume, T.Iyakame « High performance vector control AC motor drives: Application and new technologies». IEEE Trans. On industry Application Vol1a 23,N°5, September/October 1987.
- [8] GUY GRELLET.GUY CLERC «Actionneurs électriques» Ouvrage publié avec le concours du ministère de l'Education nationale, de l'Enseignement supérieur et de la Recherche (*D.I.S.T.N.B*).
- [9] F. Blaschke. the principle of field orientation as applied to the new closed loop control system for real time control of induction motors" IEEE Transactions on Power Electronics, vol.14, no.1.pp.3-13.1999.

CHAPITRE TROIS :

MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

MASDE :

CHAPITRE 3

Modélisation et commande vectorielle de la MASDE

III.1. INTRODUCTION.

Le développement du modèle mathématique de la machine asynchrone à double étoile est effectué par le changement de base qui s'appuie sur la théorie de PARK pour but de la simplification et de représentation des équations différentielles. La simulation de la machine est alors fondée sur la représentation d'état.

Pour simuler la machine asynchrone à double étoile on utilise l'interface SIMULINK de MATLAB

II .2. DESCRIPTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE:

La machine asynchrone à double étoile est une machine asynchrone triphasée qui comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoiles sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($=\pi/6$) chacune d'elle comporte trois enroulements ; leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ($2\pi/3$) et sont alimentés par un système de tensions équilibrées, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer. Le rotor est à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité.[1]

III.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MASDE:

Les courants triphasés de fréquence « f_s » alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme « N_s » [2]. Tel que:

$$N_s = \frac{f_s}{p} [\text{rad/s}] \quad \text{Où } p : \text{ est le nombre de paires de pôles.}$$

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle () alimentant l'enroulement 2 de même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme « N_s ».

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse « N_r » inférieure à celle du synchronisme ($N_r < N_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force, électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

On définit alors, une vitesse « N' » dite vitesse relative des deux champs tournants par rapport au rotor:

$$N' = N_s - N_r$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport:

$$g = \frac{N'}{N_s} = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{s - r}{s}$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement (figure III.1)

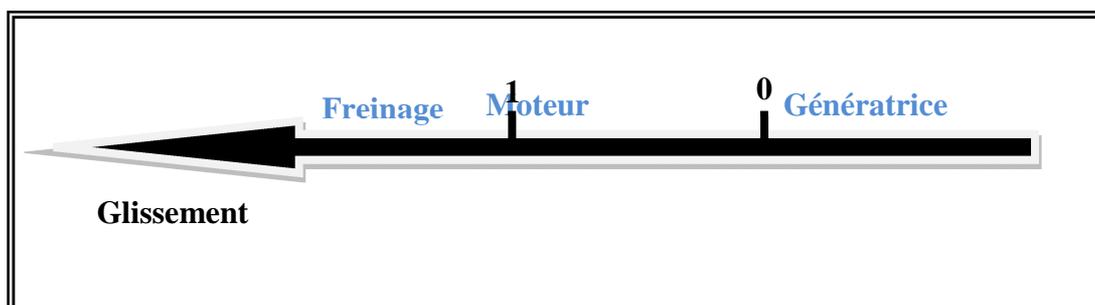


Figure.III.1. Modes de fonctionnement suivant le glissement

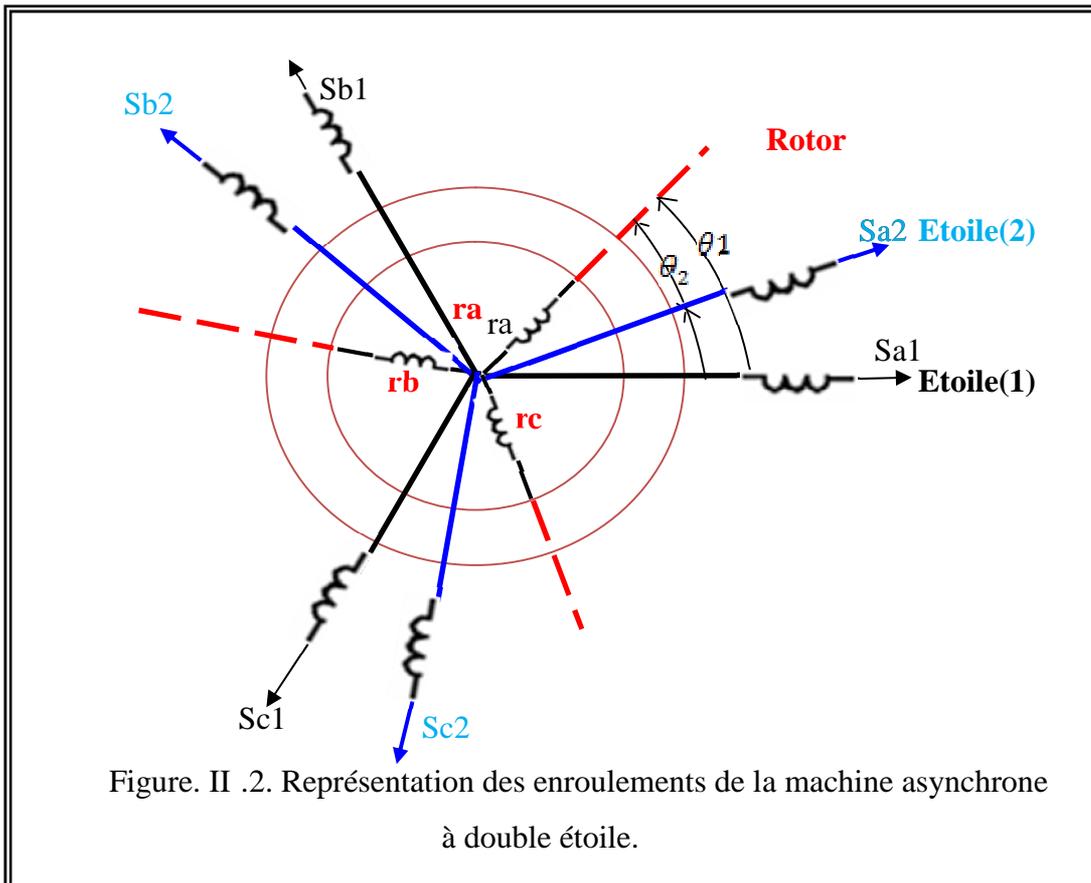
III.4. MODELISATION DE LA MASDE :

III.4.1. Hypothèse simplificatrices:

Pour simplifier l'étude de cette machine, on considère les mêmes hypothèses que nous avons travaillées avec dans la modélisation de la MADA.

III.4.2. Modèle de la MASDE:[1]

La représentation schématique de la machine asynchrone à double étoile dans l'espace électrique est donnée sur la figure (III.2).



III.4.3. Equations électriques de la MASDE :

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

$$\text{Pour l'étoile 1 : } \begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1} I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1} I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II -1})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } \begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2} I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2} I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II -2})$$

$$\text{Pour rotor : } \begin{cases} 0 = R_{ra} I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II -3})$$

Sous forme matricielle on a :

$$\text{Pour l'étoile 1 : } [V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \quad (\text{III-4})$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } [V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \quad (\text{III-5})$$

$$\text{Pour le rotor : } [0] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (\text{III-6})$$

On pose :

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1} \quad \text{et} \quad R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}; \quad [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_{s1} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} ; \quad [V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix}$$

$[V_{s1}]$: Matrice de tension statorique de l'étoile 1.

$[V_{s2}]$: Matrice de tension statorique de l'étoile 2.

$$[I_{as1}] = \begin{bmatrix} I_{as1} \\ I_{bs1} \\ I_{cs1} \end{bmatrix} ; \quad [I_{as2}] = \begin{bmatrix} I_{as2} \\ I_{bs2} \\ I_{cs2} \end{bmatrix} ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$$

$[I_{as1}]$: Matrice du courant statorique de l'étoile1.

$[I_{as2}]$: Matrice du courant statorique de l'étoile2.

$[I_{ar}]$: Matrice du courant rotorique.

$$[\psi_{s1}] = \begin{bmatrix} \psi_{sa1} \\ \psi_{sb1} \\ \psi_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [\psi_{s2}] = \begin{bmatrix} \psi_{sa2} \\ \psi_{sb2} \\ \psi_{sc2} \end{bmatrix} ; \quad [\psi_r] = \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\psi_{s1}]$: Matrice de flux statorique de l'étoile 1.

$[\psi_{s2}]$: Matrice de flux statorique de l'étoile2.

$[\psi_r]$: Matrice de flux rotorique.

III.4.4. Equations magnétiques de la MASDE :

C'est à partir de la matrice $[L(\cdot)]$ qu'on obtient les équations du flux en fonction des courants.

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix}$$

Les équations des flux statoriques et rotorique sous forme matricielle est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} s1 \\ s2 \\ r \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{s1s1} \\ L_{s2s1} \\ L_{rs1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{s1s2} \\ L_{s2s2} \\ L_{rs2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{s1r} \\ L_{s2r} \\ L_{rr} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

- $[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.
- $[L_{s2s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.
- $[L_{rr}]$: Matrice inductance de rotor.
- $[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et étoile 2.
- $[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et rotor.
- $[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2et étoile1.
- $[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.
- $[L_{rs1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.
- $[L_{rs2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

III.4.5. Equations magnétiques développées de la MASDE :

$$\begin{bmatrix} a1 \\ b1 \\ c1 \\ a2 \\ b2 \\ c2 \\ a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa} & M_{ab} & M_{ac} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & M_{bb} & M_{bc} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a1} \\ I_{b1} \\ I_{c1} \\ I_{a2} \\ I_{b2} \\ I_{c2} \\ I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (III-7)$$

M_{ij} : Inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou l'étoile et le rotor ($i \neq j$).

L_{ij} : Inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

Avec: $i=a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c$

$j=a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c$

L'hypothèse simplificatrice usuelle de la représentation sinusoïdale des f.m.m nous donne les expressions suivantes :

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{III-8})$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{III-9})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{III-10})$$

$$[L_{s1s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\varphi) & L_{ms} \cos(\varphi + \frac{2}{3}) & L_{ms} \cos(\varphi + \frac{4}{3}) \\ L_{ms} \cos(\varphi + \frac{4}{3}) & L_{ms} \cos(\varphi) & L_{ms} \cos(\varphi + \frac{2}{3}) \\ L_{ms} \cos(\varphi + \frac{2}{3}) & L_{ms} \cos(\varphi + \frac{4}{3}) & L_{ms} \cos(\varphi) \end{bmatrix} \quad (\text{III-11})$$

$$[L_{s1r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{III-12})$$

$$[L_{s2r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r -) & L_{sr} \cos(\theta_r - + \frac{2}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - + \frac{4}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - + \frac{4}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r -) & L_{sr} \cos(\theta_r - + \frac{2}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - + \frac{2}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - + \frac{4}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r -) \end{bmatrix} \quad \text{III-13}$$

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t ; [L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t ; [L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t .$$

L_{s1}, L_{s2}, L_r : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances de l'étoile1, 'étoile2 et du rotor.

L_{ms} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques.

L_{mr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotorique.

L_{sr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre une étoile et le rotor.

I I.4.5. Energie magnétique :

Elle peut être calculée à partir de l'expression :

$$W_{mag} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [L_{s1}] + [I_{s2}]^t [L_{s2}] + [I_r]^t [L_r]) \quad (\text{II-14})$$

III.4.6. Couple électromagnétique :

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em} = \frac{d_{mag}}{d_m} = P \frac{d_{mag}}{d_e} \quad (\text{II -15})$$

Avec : P : nombre de paires de poles.

d_m : Angle mécanique.

d_e : Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \left(\frac{p}{2} \right) \cdot \left([I_{s,abc\ 1}] \frac{d}{d_r} [L_{s1r}] [I_{r,abc}]^t + [I_{s,abc\ 2}] \frac{d}{d_r} [L_{s2r}] [I_{r,abc}]^t \right) \quad (\text{II -16})$$

II.4.7. Equation mécanique :

Elle est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$J \frac{d}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \quad (\text{III-17})$$

f_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

ω : Vitesse angulaire de rotation.

C_{em} : Couple électromagnétique.

II .5. TRANSFORMATIUN DE BASE DE PARK :[2]

La transformation de Park rend assez aisée de tous les régimes transitoires de la machine électrique polyphasée.

Le principe consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a,b,c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park.[P()].

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant.

La matrice de Park est définie comme suit :

Pour l'étoile 1:

$$[p(s_1)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}) & \cos(\theta + \frac{2}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III-18})$$

Pour l'étoile 2:

$$[p(s_2)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}) & \cos(\theta + \frac{2}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III-19})$$

Pour le rotor:

$$[p(r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III-20})$$

$[p(s_1)]$: Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 1).

$[p(s_2)]$: Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile 2).

$[p(r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

II .5.1. Modèle de Park de la MASDE :[2]

La figure (III-3) représente le modèle de Park de la MASDE.

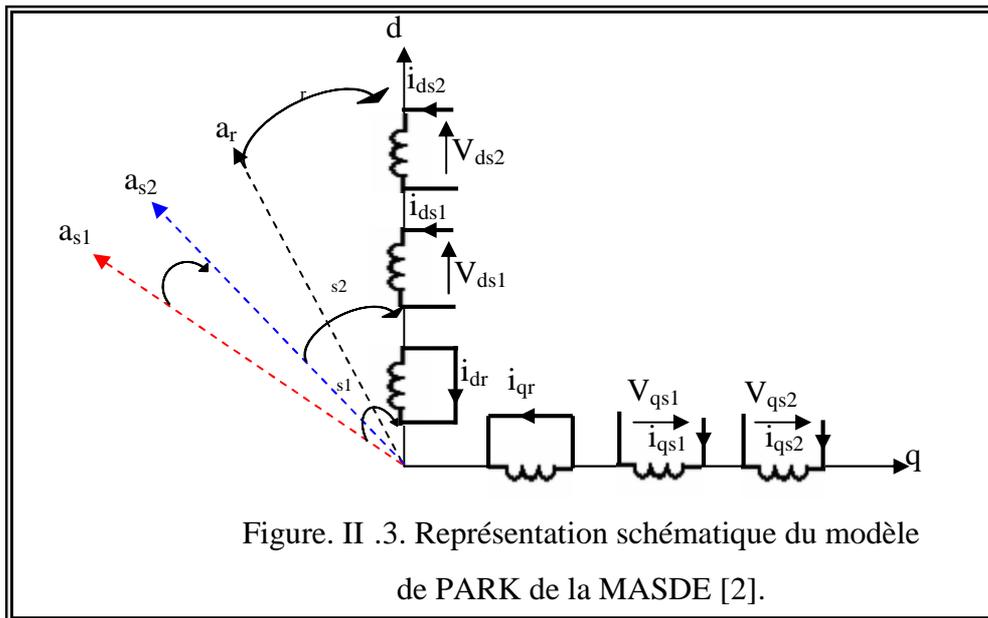


Figure. II .3. Représentation schématique du modèle de PARK de la MASDE [2].

III.5.2. Equations transformées:

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante :

Transformation des tensions :

$$[V_{s1}] = [P(s_1)] [L_{s1p}] \quad (III-21)$$

$$[V_{s2}] = [P(s_2)] [L_{s2p}] \quad (III-22)$$

Transformation des courants :

$$[I_{s1}] = [P(s_1)] [I_{s1p}] \quad (III-23)$$

$$[I_{s2}] = [P(s_2)] [I_{s2p}] \quad (III-24)$$

$$[I_r] = [P(r)] [I_r] \quad (III-25)$$

Transformation des flux :

$$[\Phi_{s1}] = [P(s_1)] [\Phi_{s1p}] \quad (III-26)$$

$$[\Phi_{s2}] = [P(s_2)] [\Phi_{s2p}] \quad (III-27)$$

$$[\Phi_r] = [P(r)] [\Phi_r] \quad (III-28)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{s1p}] &= \begin{bmatrix} V_{s10} \\ V_{s1d} \\ V_{s1q} \end{bmatrix} ; [V_{s2p}] = \begin{bmatrix} V_{s20} \\ V_{s2d} \\ V_{s2q} \end{bmatrix} ; \\ [I_{s1p}] &= \begin{bmatrix} I_{s10} \\ I_{s1d} \\ I_{s1q} \end{bmatrix} ; [I_{s2p}] = \begin{bmatrix} I_{s20} \\ I_{s2d} \\ I_{s2q} \end{bmatrix} ; [I_{rp}] = \begin{bmatrix} I_{r0} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \\ [s_{1p}] &= \begin{bmatrix} s_{10} \\ s_{1d} \\ s_{1q} \end{bmatrix} ; [s_{2p}] = \begin{bmatrix} s_{20} \\ s_{2d} \\ s_{2q} \end{bmatrix} ; [r_p] = \begin{bmatrix} r_0 \\ rd \\ rq \end{bmatrix} \end{aligned}$$

III.6. EQUATION MATRICIELLE DE LA MASDE AVEC TRANSFORMATION DE PARK :

III.6.1. Equation des tentions:

En appliquant la transformation de PARK :

$$[P(\theta_{s1})][V_{s1p}] = [R_{s1}][P(\theta_{s1})][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][s_{1p}]) \quad (\text{III-29})$$

$$[P(\theta_{s2})][V_{s2p}] = [R_{s2}][P(\theta_{s2})][I_{s2p}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s2})][s_{2p}]) \quad (\text{III-30})$$

$$0 = [R_r][P(\theta_r)][I_r] + \frac{d}{dt}([P(\theta_r)][r_p]) \quad (\text{III-31})$$

Multiplions l'équation (III-29) par $[P(\theta_{s1})]^{-1}$ on obtient :

$$[V_{s1p}] = [R_{s1}][I_{s1p}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][s_{1p}]) \quad (\text{III-32})$$

$$[V_{s1p}] = [R_{s1}][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}[s_{1p}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][s_{1p}]) \quad (\text{III-33})$$

On pose : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$

D'où le résultat final est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{os1} \\ V_{ds1} \\ V_{qs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{os1} \\ I_{ds1} \\ I_{qs1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} os1 \\ ds1 \\ qs1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ - \\ ds1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} qs1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-34})$$

Ou encore en développant la matrice avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} ds1 - qs1 \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} qs1 + ds1 \end{cases} \quad (\text{II-35})$$

De la même manière, l'étoile 2 aura les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} ds2 - qs2 \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} qs2 + ds2 \end{cases} \quad (\text{II-36})$$

De la même façon pour le rotor, on obtient les équations suivantes:

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} dr - (s -)_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} qr + (s -)_{dr} \end{cases} \quad (\text{II-37})$$

III.6.2. Les équations finales des tensions de la MASDE:

Les équations des tensions statoriques des deux étoiles et du rotor sont données par le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds1} - \omega_s \lambda_{qs1} \\
 V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs1} + \omega_s \lambda_{ds1} \\
 V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds2} - \omega_s \lambda_{qs2} \\
 V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs2} + \omega_s \lambda_{ds2} \\
 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} - \omega_s \lambda_{qr} \\
 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} + \omega_s \lambda_{dr}
 \end{array} \right. \quad \text{(III-38)}$$

II .6.3. Equations magnétiques:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{s1} \\ \lambda_{s2} \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad \text{(III-39)}$$

$$\lambda_{s1} = L_{s1s1} I_{s1} + L_{s1s2} I_{s2} + L_{s1r} I_r \quad \text{(III-40)}$$

$$\lambda_{s2} = L_{s2s1} I_{s1} + L_{s2s2} I_{s2} + L_{s2r} I_r \quad \text{(III-41)}$$

$$\lambda_r = L_{rs1} I_{s1} + L_{rs2} I_{s2} + L_{rr} I_r \quad \text{(III-42)}$$

Après la transformation des flux et des courants on aura :

$$[P(\omega_s)] \lambda_{s1p} = [L_{s1s1}] [P(\omega_s)] I_{s1p} + [L_{s1s2}] [P(\omega_s)] I_{s2p} + [L_{s1r}] [P(\omega_s)] I_{rp} \quad \text{III-43}$$

$$[P(\omega_s)] \lambda_{s2p} = [L_{s2s1}] [P(\omega_s)] I_{s1p} + [L_{s2s2}] [P(\omega_s)] I_{s2p} + [L_{s2r}] [P(\omega_s)] I_{rp} \quad \text{III-44}$$

$$[P(\omega_s)] \lambda_r = [L_{rs1}] [P(\omega_s)] I_{s1p} + [L_{rs2}] [P(\omega_s)] I_{s2p} + [L_{rr}] [P(\omega_s)] I_{rp} \quad \text{(III-45)}$$

Dès équations (III-43), (III-44) et (III-45) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 ds1 = L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
 qs1 = L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})
 \end{array} \right. \quad \text{(I I-46)}$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 ds2 = L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\
 qs2 = L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})
 \end{array} \right. \quad \text{(I I-47)}$$

$$\begin{cases} dr = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ qr = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II -48})$$

Et sous forme matricielle on a :

$$\begin{bmatrix} ds1 \\ ds2 \\ dr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{ds2} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{III-49})$$

$$\begin{bmatrix} qs1 \\ qs2 \\ qr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs1} \\ I_{qs2} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{III-50})$$

Avec:

$(L_{s1}+L_m), (L_{s2}+L_m)$: Inductances propres cycliques de l'étoile 1 et 2.

(L_r+L_m) : inductance propre cyclique du rotor.

$L_m = \frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} L_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1et 2 et le rotor.

II .6.4. Equation mécanique:

• I.6.4.1. Puissance instantanée:

La transformation de PARK repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation, ce qui de toute évidence conduit à leur équivalence physique.

$$P = \left[\mathbf{V}_s \right]^T [I_s] = V_{as1} I_{as1} + V_{bs1} I_{bs1} + V_{cs1} I_{cs1} + V_{as2} I_{as2} + V_{bs2} I_{bs2} + V_{cs2} I_{cs2} \quad (\text{III-51})$$

Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire :

$$P = \left(V_{ds1} I_{ds1} + V_{qs1} I_{qs2} + V_{ds2} I_{ds2} + V_{qs2} I_{qs2} \right) \quad (\text{III-52})$$

$$P = \frac{3}{2} \left\{ \left[\left(R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds1} - \lambda_{qs1} \right) (I_{ds1}) \right] + \left[\left(R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds2} - \lambda_{qs2} \right) (I_{ds2}) \right] \right\} +$$

$$\frac{3}{2} \left\{ \left[\left(R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs1} - \lambda_{ds1} \right) (I_{qs1}) \right] + \left[\left(R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs2} - \lambda_{ds2} \right) (I_{qs2}) \right] \right\} \quad (III-53)$$

$$P = \frac{3}{2} \left[R_{s1} (I_{ds1})^2 + R_{s2} (I_{ds2})^2 + R_{s1} (I_{qs1})^2 + R_{s2} (I_{qs2})^2 \right] +$$

$$\frac{3}{2} \left[\frac{d}{dt} \lambda_{ds1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs2} I_{qs2} \right] + \quad (III-54)$$

$$\frac{3}{2} \left[\lambda_{ds1} I_{qs1} + \lambda_{ds2} I_{qs2} - \lambda_{qs1} I_{ds1} - \lambda_{qs2} I_{ds2} \right]$$

Le premier terme entre accolade est identifiable aux pertes joules. Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le champ. Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

• I 1.6.4.2. Couple électromagnétique :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega \quad (III-55)$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} \left[\lambda_{ds1} I_{qs1} + \lambda_{ds2} I_{qs2} - \lambda_{qs1} I_{ds1} - \lambda_{qs2} I_{ds2} \right] \quad (III-56)$$

Des équations (III-55) et (III-56) on déduit l'expression du couple électromagnétique comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \left[\lambda_{ds1} I_{qs1} + \lambda_{ds2} I_{qs2} - \lambda_{qs1} I_{ds1} - \lambda_{qs2} I_{ds2} \right] \quad (III-57)$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{3}{2} P \left[\lambda_{ds1} I_{qs1} + \lambda_{ds2} I_{qs2} - \lambda_{qs1} I_{ds1} - \lambda_{qs2} I_{ds2} \right] \quad (III-58)$$

Où P représente le nombre de paires de pôles.

En remplaçant les équations des flux (III-46), (III-47) dans l'équation de couple (III-58) on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[\left\{ L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds} + I_{ds2} + I_{dr}) \right\} I_{qs1} + \left\{ L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds} + I_{ds2} + I_{dr}) \right\} I_{qs2} \right] -$$

$$\frac{3}{2} p \left[\left\{ L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs} + I_{qs2} + I_{qr}) \right\} I_{ds1} + \left\{ L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs} + I_{qs2} + I_{qr}) \right\} I_{ds2} \right]$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p L_m \left[I_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - I_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2}) \right] \quad (III-59)$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$I_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \quad (III-60)$$

$$I_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \quad (III-61)$$

D'où de ces deux équations (III-60) et (III-61) on peut tirer :

$$I_{dr} = \frac{dr}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (III-62)$$

$$I_{qr} = \frac{qr}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (III-63)$$

En remplaçant I_{dr} et I_{qr} dans l'équation du couple (II-59), on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m} \left[dr (I_{qs1} + I_{qs2}) - qr (I_{ds1} + I_{ds2}) \right] \quad (III-64)$$

II .7. CHOIX DU REFERENTIEL :

Dans notre étude le modèle a été exprimé dans le repère (d ,q) lié au champ tournant.

II .8. MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT:

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{III-65})$$

Avec :

A : matrice d'évolution du système.

X : vecteur d'état.

B : vecteur de commande.

U : vecteur d'entrée.

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur $\left[\begin{matrix} ds1, & ds2, & qs1, & qs2, & dr, & qr \end{matrix} \right]$ comme vecteur d'état.

A partir des systèmes d'équations (II -46), (II-47) et (III-48) les différents courants s'expriment comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \frac{ds1 - dm}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{ds2 - dm}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{qs1 - qm}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{qs2 - qm}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{dr - dm}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{qr - qm}{L_r} \end{array} \right. \quad (\text{II -66})$$

Avec :

$$dm = L_m (I_{ds} + I_{dq} + I_{dr}) \quad (\text{II -67})$$

$$qm = L_m (I_{qs} + I_{q\Omega} + I_{qr}) \quad (\text{II -68})$$

Sachant que :

$$m = \sqrt{m_d + m_q} \quad (\text{III-69})$$

m : Flux magnétisant.

$$\begin{cases} dm = \left(\frac{ds1}{L_{s1}} + \frac{ds2}{L_{s2}} + \frac{dr}{L_r} \right) L_a \\ qm = \left(\frac{qs1}{L_{s1}} + \frac{qs2}{L_{s2}} + \frac{qr}{L_r} \right) L_a \end{cases} \quad (\text{III-70})$$

Avec :

$$L_a = \left(\frac{1}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r}} \right)$$

En remplaçant le système d'équation (II -66) dans le système d'équation (II -38) on aura :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} ds1 = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (ds1 - dm) + \omega_s qs1 \\ \frac{d}{dt} qs1 = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (qs1 - qm) - \omega_s ds1 \\ \frac{d}{dt} ds2 = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (ds2 - dm) + \omega_s qs2 \\ \frac{d}{dt} qs2 = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (qs2 - qm) - \omega_s ds2 \\ \frac{d}{dt} dr = -\frac{R_r}{L_r} (dr - dm) + (\omega_s -) qr \\ \frac{d}{dt} qr = -\frac{R_r}{L_r} (qr - qm) - (\omega_s -) dr \end{cases} \quad (\text{II -71})$$

En développant ce système d'équation (I -71) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} ds1 = V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) ds1 + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} ds2 + \omega_s qs1 + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} dr \\ \frac{d}{dt} ds2 = V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) ds2 + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} ds1 + \omega_s qs2 + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} dr \\ \frac{d}{dt} qs1 = V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) qs1 + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} qs2 - \omega_s ds1 + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} qr \\ \frac{d}{dt} qs2 = V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) qs2 + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} qs1 - \omega_s ds2 + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} qr \\ \frac{d}{dt} dr = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) dr + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} ds1 + (\omega_s -) qr + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} ds2 \\ \frac{d}{dt} qr = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) qr + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} qs1 - (\omega_s -) dr + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} qs2 \end{array} \right. \quad (III-72)$$

Nous mettons le système d'équation sous forme d'un système d'équations d'état :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} ds1 \\ ds2 \\ qs1 \\ qs2 \\ dr \\ qr \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & s & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} & 0 & s & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} & 0 \\ -s & 0 & -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \\ 0 & -s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r L_a}{L_r^2} & (s -) \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & - (s -) & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r L_a}{L_r^2} \end{bmatrix}$$

I I.9. SIMULATION DE LA MASDE ALIMENTEE PAR LE RESEAU ELECTRIQUE :

La figure (III-4) présente le schéma bloc de la machine asynchrone double étoile à l'aide du logiciel Simulink.

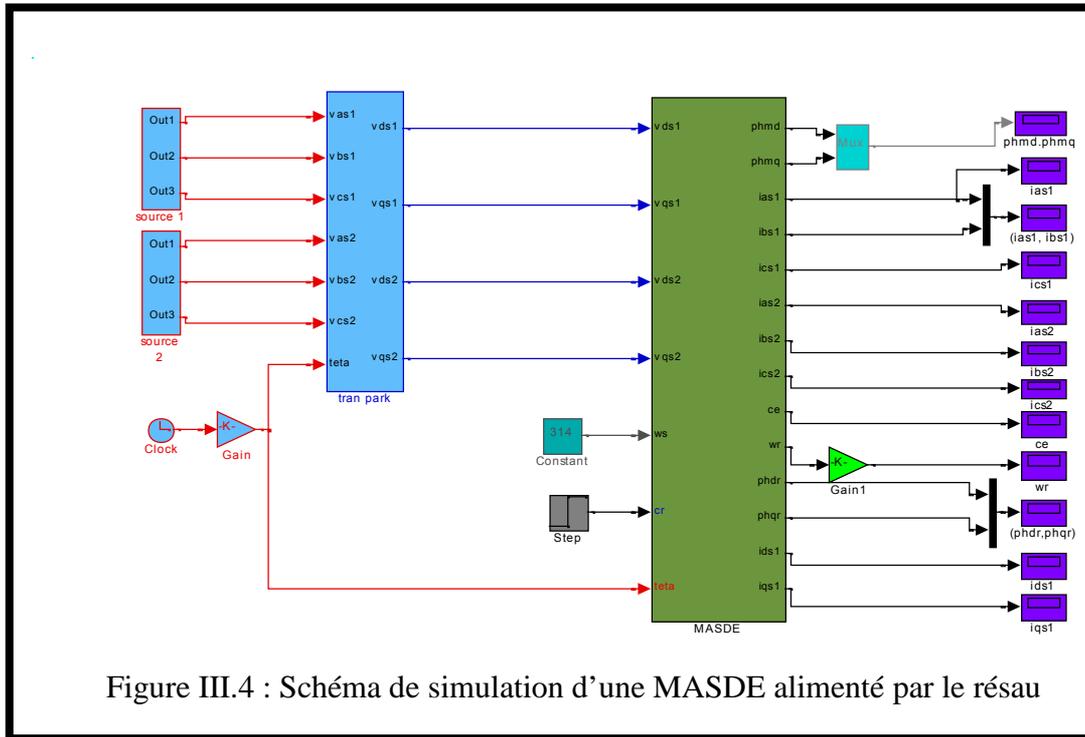


Figure III.4 : Schéma de simulation d'une MASDE alimenté par le réseau

III.9.1 Présentation de travail :

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la MASDE on a choisi le référentiel lié au Champ tournant. Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite:

✓ Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \left(\omega_s t \right) \\ V_{sb1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \left(\omega_s t - \frac{2}{3} \right) \\ V_{sc1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \left(\omega_s t + \frac{2}{3} \right) \end{cases} \quad (III-73)$$

✓ **Pour l'étoile 2 :**

$$\begin{cases} V_{sa2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \left(\omega_s t - \frac{\pi}{6} \right) \\ V_{sb2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) \\ V_{sc2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin \left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) \end{cases} \quad \text{(III-74)}$$

Avec : V_s : Valeur efficace de la tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée dans ce travail sont donnés en *Annexe (A)*.

I I.10. RESULTATS DE SIMULATION:

La figure (III-5) représente les résultats de simulation de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'un démarrage à vide.

On remarque que la vitesse prend la valeur de synchronisme rapidement (temps de réponse très court). Le couple électromagnétique est très important au démarrage il atteint la valeur de 89(N.m) ; la même chose pour les courants des deux alimentations qui prennent des valeurs importantes lors le démarrage qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétition excessive pendant le régime transitoire. Après le régime transitoire qui dure à peu près 0.65(s), le régime permanent est atteint, le couple électromagnétique se stabilise à une faible valeur qui correspond à la compensation des pertes par frottement, le courant statorique est sinusoïdale, et sa valeur de crête est 1.6(A). La vitesse se stabilise à la vitesse de synchronisme 3000tr/min.

La figure ci-dessous (III-6) représente les résultats de simulation de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'un démarrage à pleine tension avec application d'un couple de charge.

L'application d'une charge à l'instant 1.5s, provoque une augmentation du couple, afin de compenser le couple de charge, et la vitesse chute en dessous de la vitesse de synchronisme ; le courant statorique est augmenté selon la charge appliquée.

On remarque également que lors de l'application de la charge, les flux statoriques sont directement affectés ce qui montre l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux statorique d'une part et avec la vitesse d'autre part.

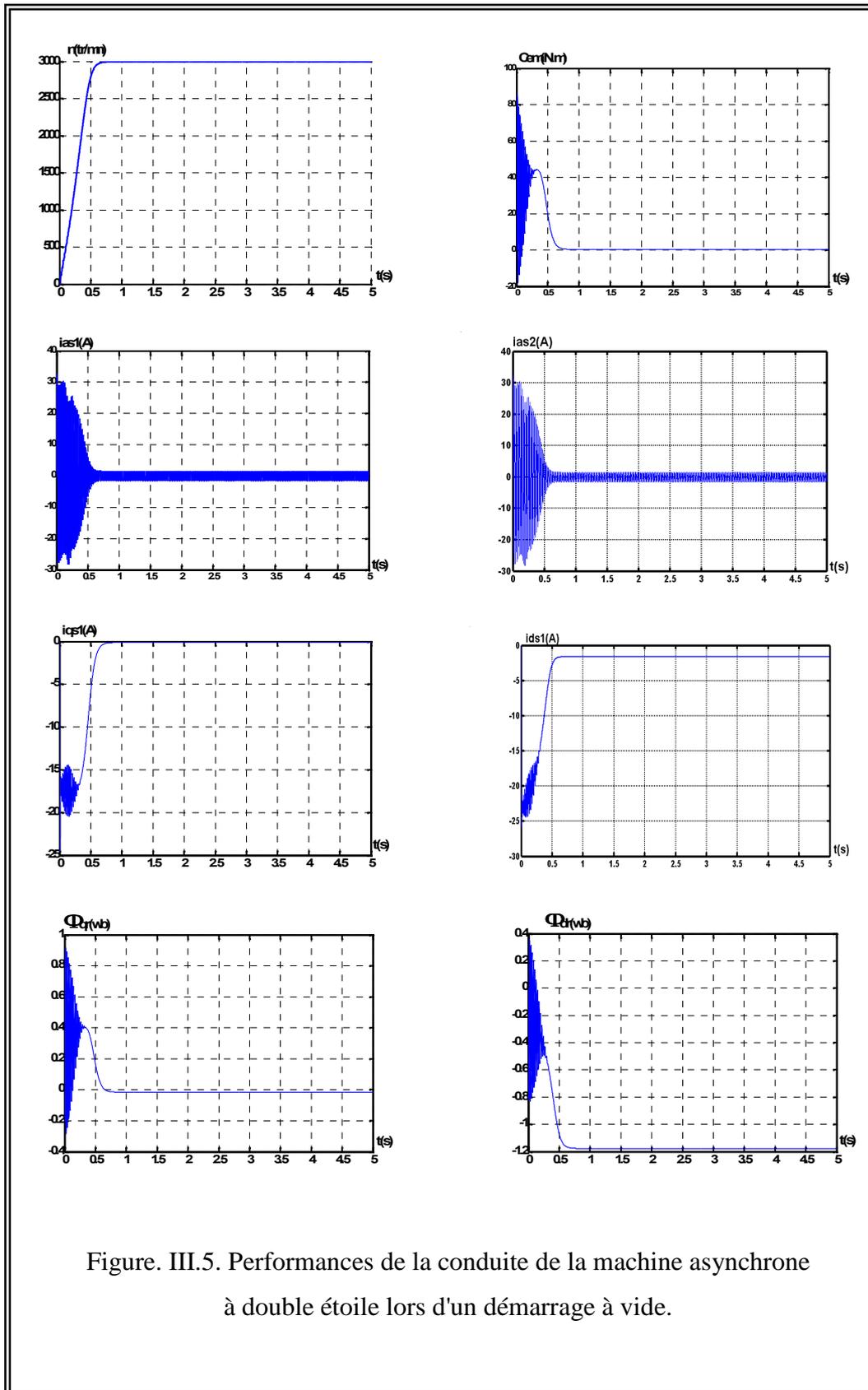


Figure. III.5. Performances de la conduite de la machine asynchrone à double étoile lors d'un démarrage à vide.

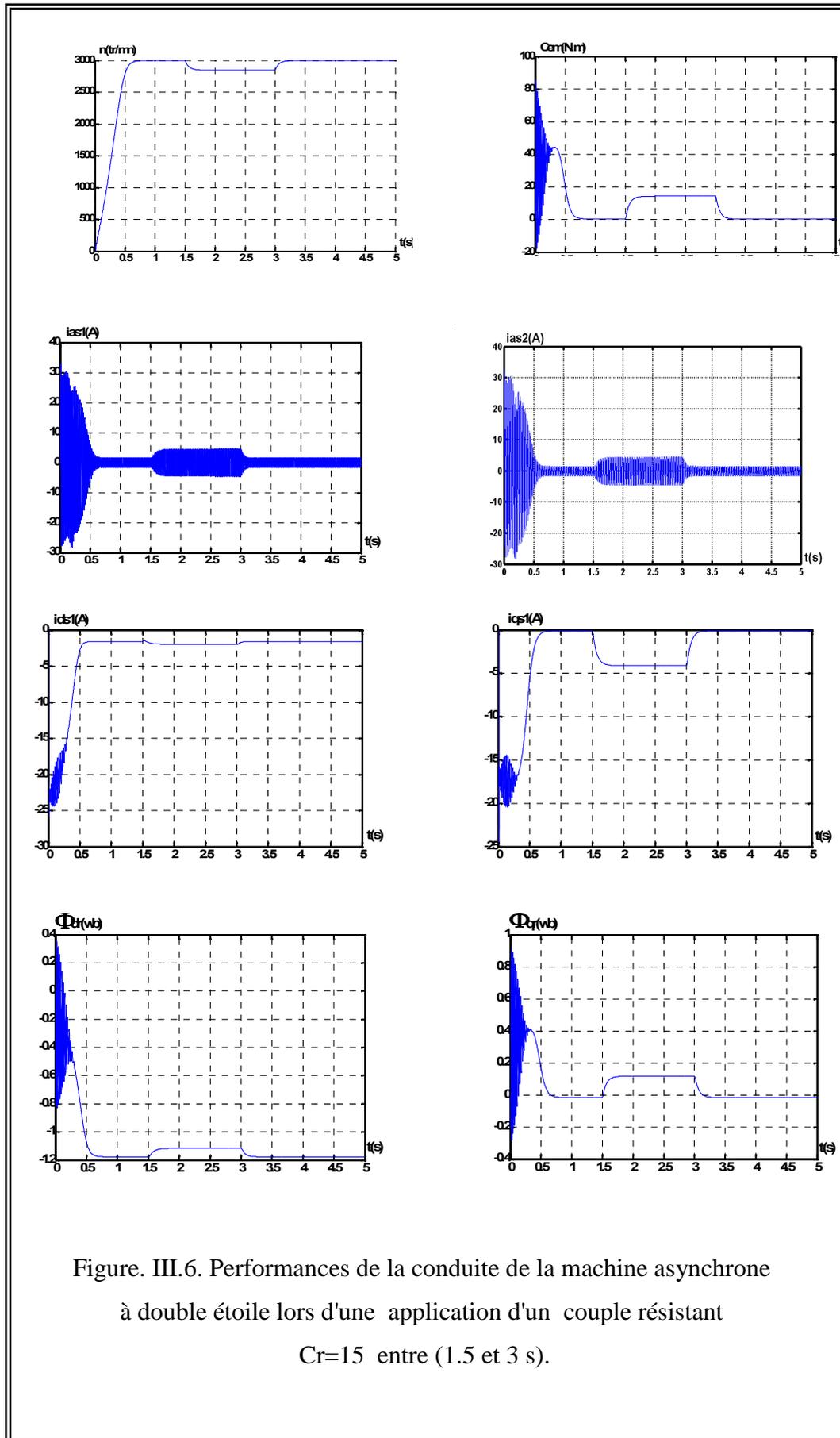


Figure. III.6. Performances de la conduite de la machine asynchrone à double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=15$ entre (1.5 et 3 s).

III.11. ETUDE DE LA REGULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE MASDE :

La commande vectorielle réalise un découplage naturel de la commande du flux et de celle du couple comme dans le cas d'une machine à courant continu à excitation séparée.

La stratégie de commande est propre à un entraînement et propre à un cahier de charge donné.[3].

III.11.1. REALISATION DU DECOUPLAGE ENTRE LE FLUX ET LE COUPLE SANS REGLAGE DE VITESSE :

Cette commande se base sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile avec orientation du flux où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement.

Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure (fig III.7), où le flux rotorique r_{ref} et le couple électromagnétique C_{emref} sont considérés comme des références de commande.[4]

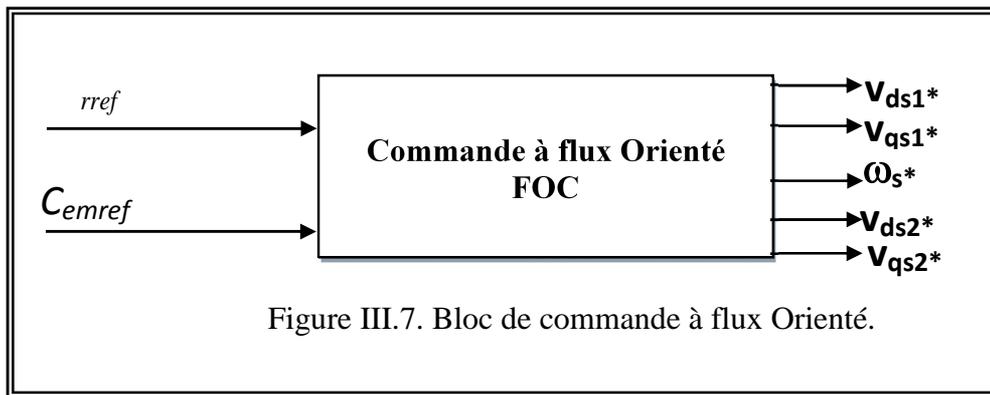


Figure III.7. Bloc de commande à flux Orienté.

En tenant compte de la condition, $i_{dr} = r_{ref}$ et $i_{qr} = 0$, le système d'équations :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{dr}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{qr}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (III.75)$$

Devient comme suit :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{-L_m(I_{ds1} + I_{ds2})}{L_r + L_m} \\ I_{qr} = \frac{-L_m(I_{qs1} + I_{qs2})}{L_r + L_m} \end{cases} \quad (III.76)$$

En remplaçant (III.76) dans (III.46) et (III.47) on obtient :

$$\begin{cases} ds1 = {}_1I_{ds1} + L_r I_{ds2} + rref \\ ds2 = {}_2I_{ds2} + L_r I_{ds1} + rref \\ qs1 = {}_1I_{qs1} + L_r I_{qs2} \\ qs2 = {}_1I_{qs2} + L_r I_{qs1} \end{cases} \quad (III.77)$$

Avec :

$$= \frac{L_m}{L_r + L_m} \quad ; \quad \lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \eta L_r$$

$$rref = L_m(I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (III.78)$$

$$L_m(I_{qs1} + I_{qs2}) = -(L_m + L_r)I_{qr} \quad (III.79)$$

$$I_{qr} = - \frac{glref \quad rref}{R_r} \quad (III.80)$$

En remplaçant (III.77), (III.78) et (III.79) dans le système d'équations (III.38) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = R_{s1}I_{ds1} + L_{s1} \frac{dI_{ds1}}{dt} - sref(L_{s1}I_{qs1} + T_r rref glref) \\ V_{ds2ref} = R_{s2}I_{ds2} + L_{s2} \frac{dI_{ds2}}{dt} - sref(L_{s2}I_{qs2} + T_r rref glref) \\ V_{qs1ref} = R_{s1}I_{qs1} + L_{s1} \frac{dI_{qs1}}{dt} + sref(L_{s1}I_{ds1} + rref) \\ V_{qs2ref} = R_{s2}I_{qs2} + L_{s2} \frac{dI_{qs2}}{dt} + sref(L_{s2}I_{ds2} + rref) \end{cases} \quad (III.81)$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$\begin{cases} I_{qs1} + I_{qs2} = \frac{(L_r + L_m)}{PL_m} C_{emref} \\ I_{glref} = \frac{R_r L_m}{(L_r + L_m)} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (III.82)$$

Donc:

$$C_{emref} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (III.83)$$

Cette expression du couple ci-dessus nous montre bien la dépendance entre les courants statoriques en quadrature et le flux de référence. Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + L_{s1} \frac{dI_{ds1}}{dt} \\ V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + L_{s2} \frac{dI_{ds2}}{dt} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + L_{s1} \frac{dI_{qs1}}{dt} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + L_{s2} \frac{dI_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (III.84)$$

D'après le système d'équation (III.84), on remarque une liaison entre les tensions et les courants statoriques. Autrement dit entre le flux et le couple. Donc, dans ce cas là, il est très important de réaliser le découplage.

Les tensions statoriques de références (V_{ds1ref} , V_{ds2ref} , V_{qs1ref} , V_{qs2ref}) à flux constant nécessaire pour la compensation de l'erreur introduite lors du découplage sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ V_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ V_{qs1ref} = V_{qs1} + V_{qs1c} \\ V_{qs2ref} = V_{qs2} + V_{qs2c} \end{cases} \quad (III.85)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1c} = s_{ref}(L_{s1}I_{qs1} + T_r r_{ref} gl_{ref}) \\ V_{ds2c} = s_{ref}(L_{s2}I_{qs2} + T_r r_{ref} gl_{ref}) \\ V_{qs1c} = s_{ref}(L_{s1}I_{ds1} + r_{ref}) \\ V_{qs2c} = s_{ref}(L_{s2}I_{ds2} + r_{ref}) \end{cases} \quad (III.86)$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques.[5].

III.11.1.1. Synthèse des régulateurs de courant :

Un régulateur à action proportionnelle-intégrale (PI) suffit pour obtenir des performances satisfaisantes.

La boucle de régulation des courants est représentée par la figure suivante (III.8) :

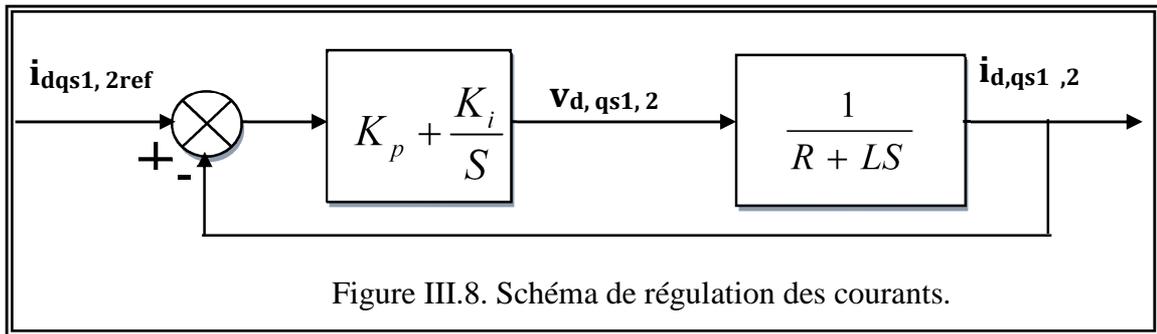


Figure III.8. Schéma de régulation des courants.

Avec :

L : est égale à L_{s1} ou L_{s2} .

R : est égale à R_{s1} ou R_{s2} .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{I_{dqsl,2}}{I_{dqsl,2ref}} = \frac{(k_i + k_p s)}{L S^2 + (R + k_p)S + k_i} = \frac{N(S)}{D(S)} \quad (III.87)$$

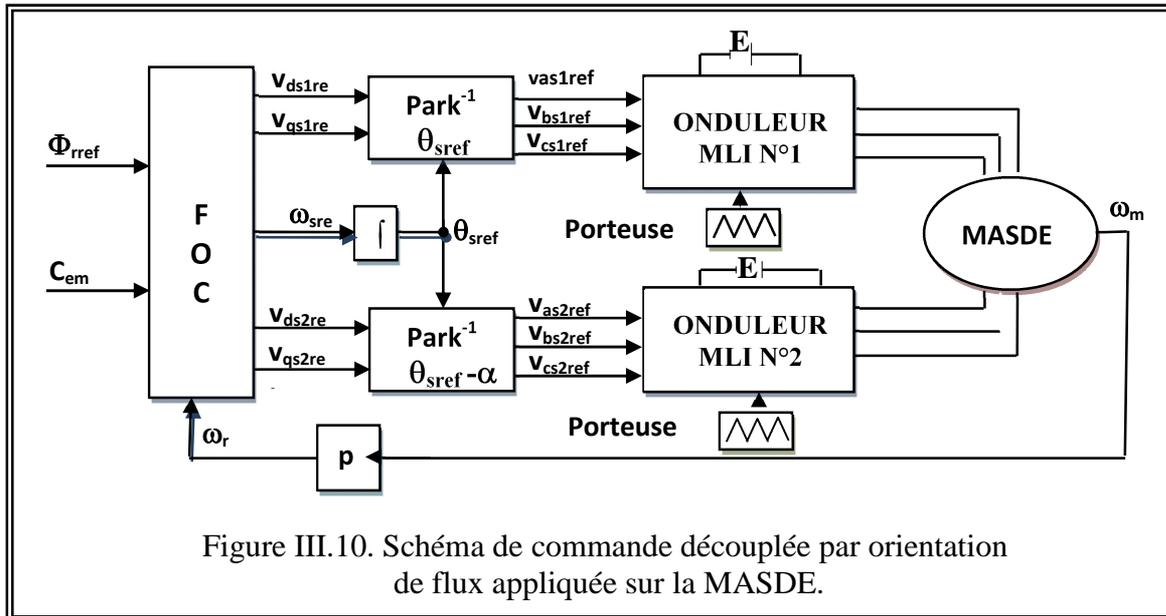
Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés.[6].

En prenant $P_{1,2} = \rho_i \pm j\rho_i$.

L'équation du dénominateur peut s'écrire comme suit :

$$D(S) = (S - P_1)(S - P_2) = S^2 - (P_1 + P_2)S + P_1 P_2 \quad (III.88)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :



III.11.1.3. Résultats de simulation:

La figure (III.11) représente la réponse de la MASDE lors d'une commande par orientation du flux rotorique, nous avons imposé le flux de référence à $\Phi_{rref}=1\text{Wb}$ et le couple de référence sous forme de créneaux [5, 15, -15] N.m dans les intervalles de temps respectifs [0, 3],[3,5],[5,6] secondes.

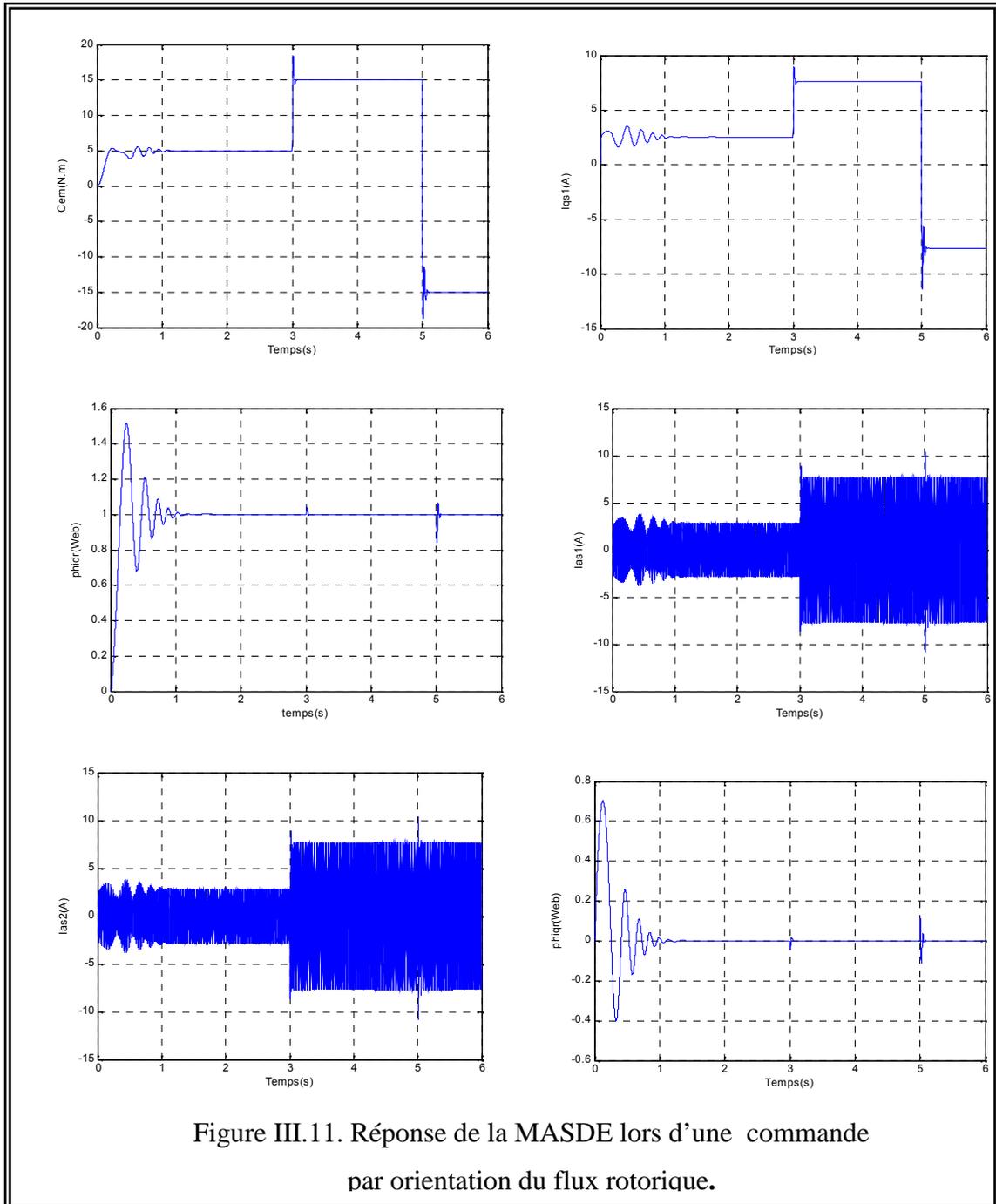


Figure III.11. Réponse de la MASDE lors d'une commande par orientation du flux rotorique.

D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque qu'en régime permanent le couple électromagnétique suit sa référence imposée. La composante en quadrature du flux rotorique Φ_{qr} s'annule en régime permanent, et la composante directe du flux rotorique Φ_{dr} est égale à la valeur imposée (1Wb).

Nous remarquons que la variation brusque du couple électromagnétique n'a aucune influence sur le flux rotorique représenté par ses composantes Φ_{dr} et Φ_{qr} ce qui montre bien le découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

III.12. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE AVEC REGLAGE DE LA VITESSE DE LA MASDE :

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués, le plus simple est le réglage classique avec régulateur de type PI.

Comme cité précédemment, cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse rotorique.

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure suivante (figIII.12) :

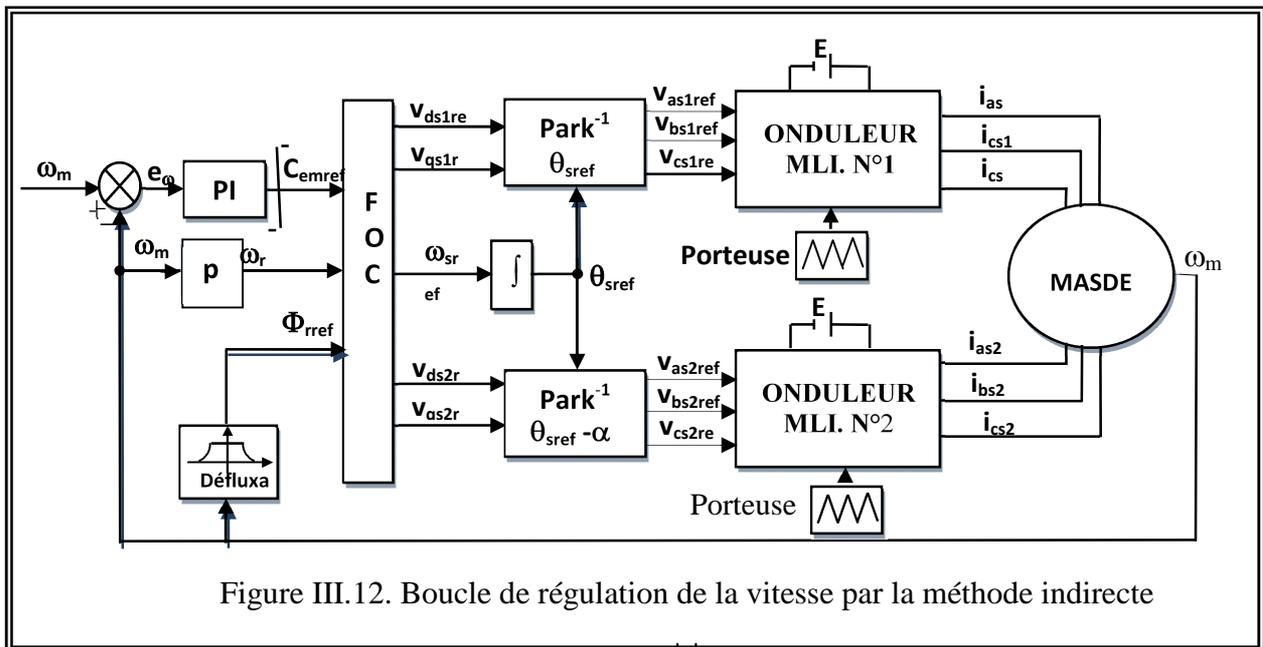


Figure III.12. Boucle de régulation de la vitesse par la méthode indirecte

III.12.1. Bloc de Défluxage:

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale : Φ_{nr} pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine ω_n . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

III.12.2. Régulateur de vitesse :

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la figure suivante :

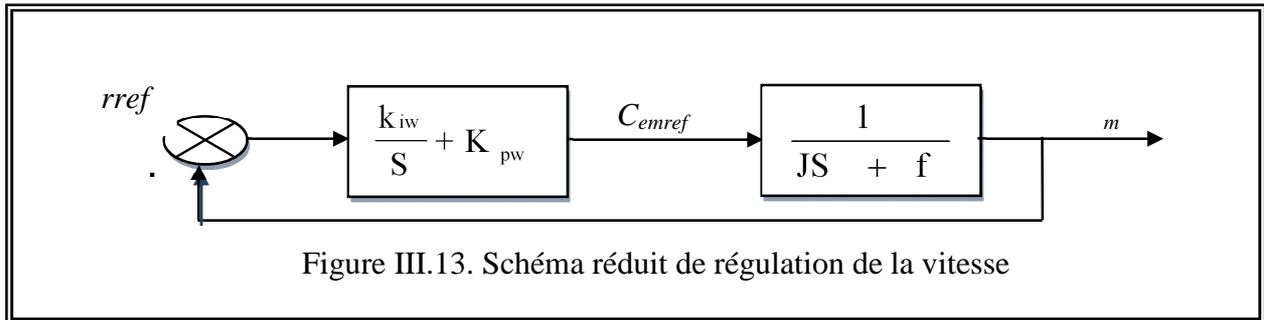


Figure III.13. Schéma réduit de régulation de la vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{m}{rref} = \frac{(k_{iw} + k_{pw}S)}{JS^2 + (f + k_{pw})S + k_{iw}} \quad (III.90)$$

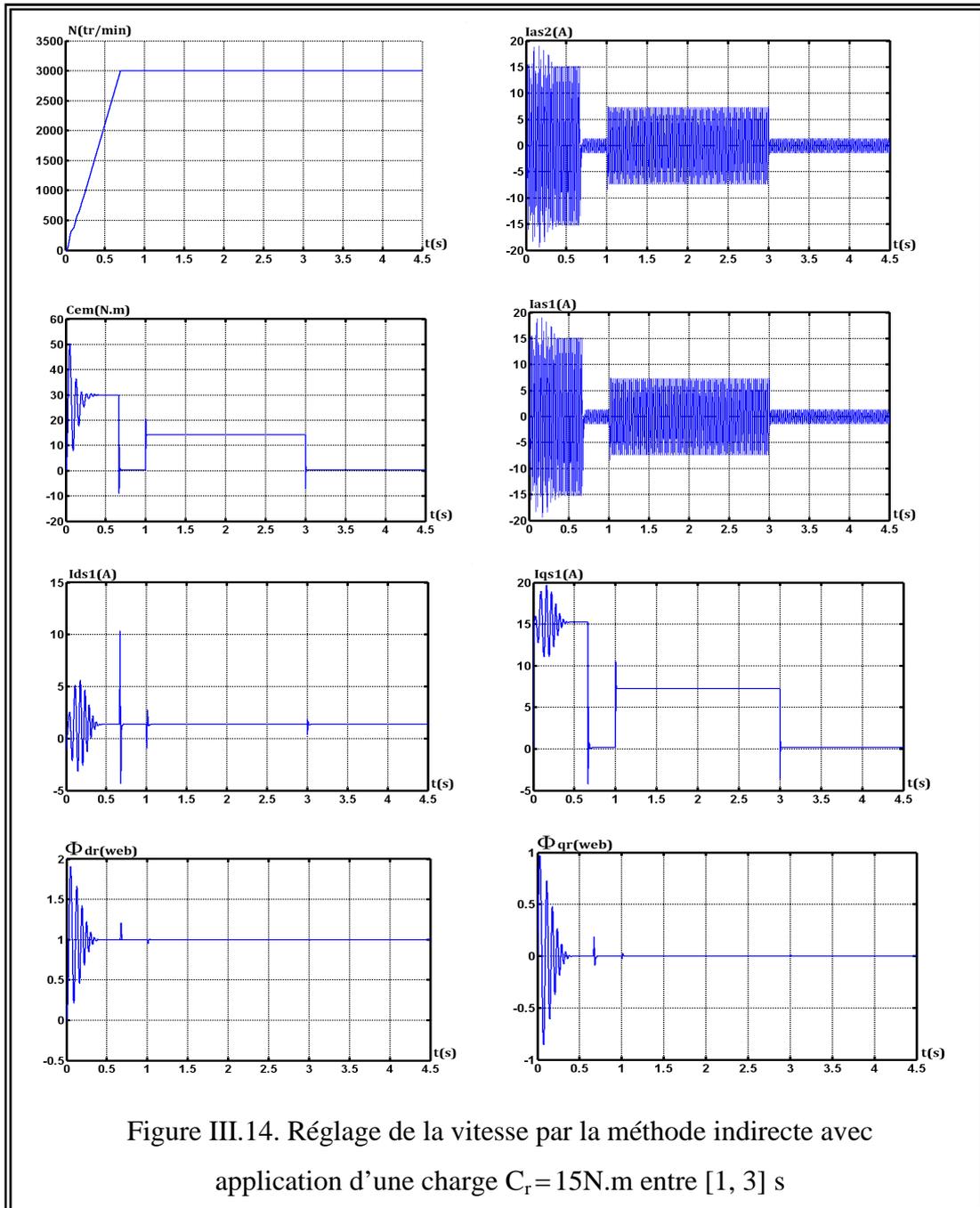
Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculés par la même méthode utilisée pour les régulateurs de courant.

$$\begin{cases} k_{pw} = 2 & j - f \\ k_{iw} = 2 & \quad \quad j \end{cases} \quad (III.91)$$

III.12.3. RESULTATS DE SIMULATION :

Les tests de simulation ont été effectués pour une perturbation de charge 15N.m appliquée entre 1 et 3 secondes.

La figure (III.14) représente la réponse de la vitesse, des courants statoriques, des flux et du couple électromagnétique, sous une charge nominale après un démarrage à vide. On constate que lors du démarrage à vide, la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence sans dépassement, et à l'instant de l'application de la charge, la réponse de vitesse représente une très légère variation, la commande rejette la perturbation. La réponse du couple et du flux présentent de bonnes performances. Le découplage est parfaitement réalisé.



La figure (III.15) représente les résultats de simulation avec l'inversion du sens de rotation de la vitesse de (3000 tr/min à -3000 tr/min). Les résultats de simulation obtenus, montrent bien que les réponses en vitesse et en couple suivent parfaitement leurs valeurs de références avec les mêmes temps de réponse. L'inversion du sens de rotation provoque un retard de réponse de la vitesse. Un pic d'oscillation de courant apparaît lors de l'inversion et à l'instant de la stabilité de la vitesse.

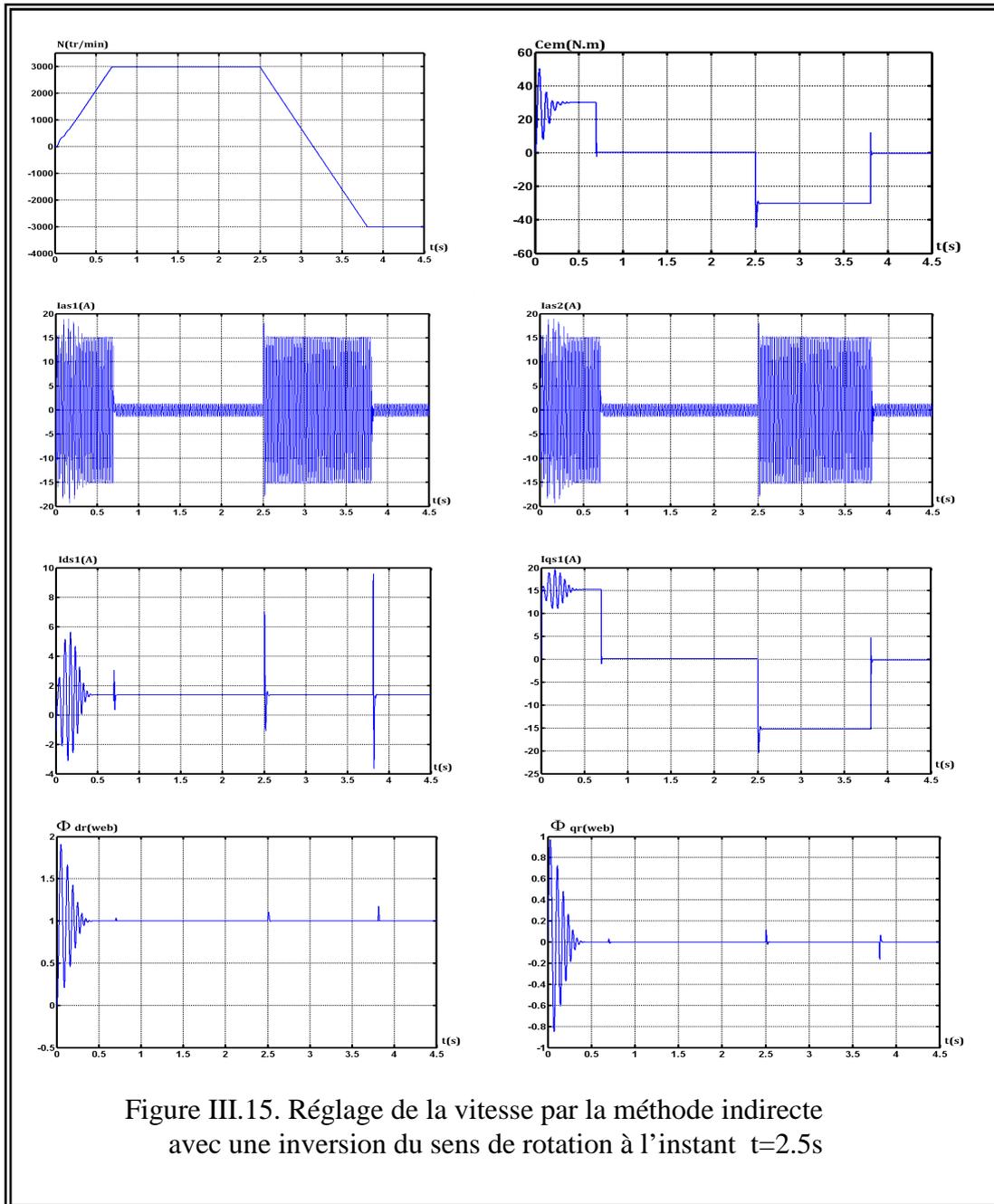
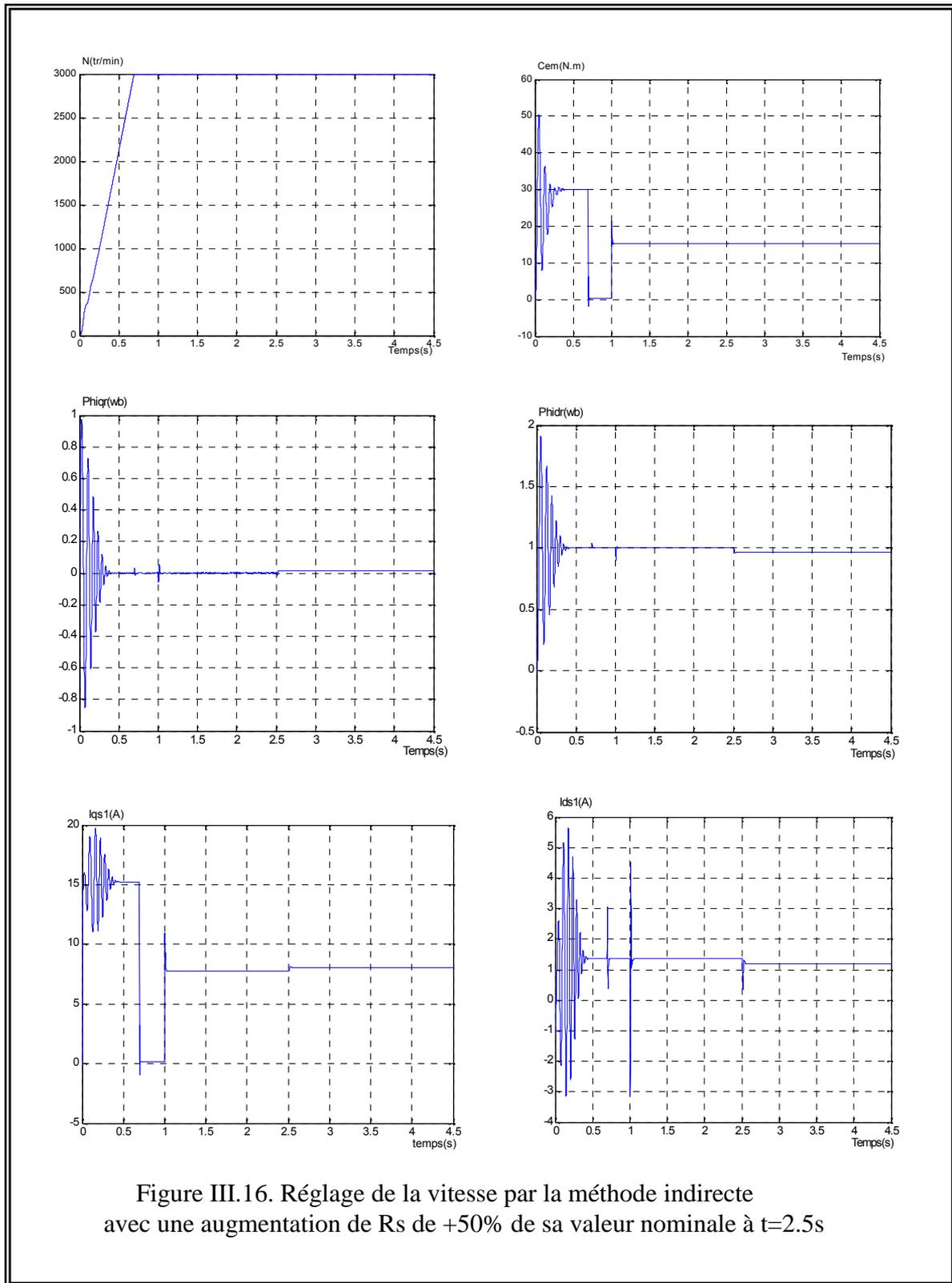


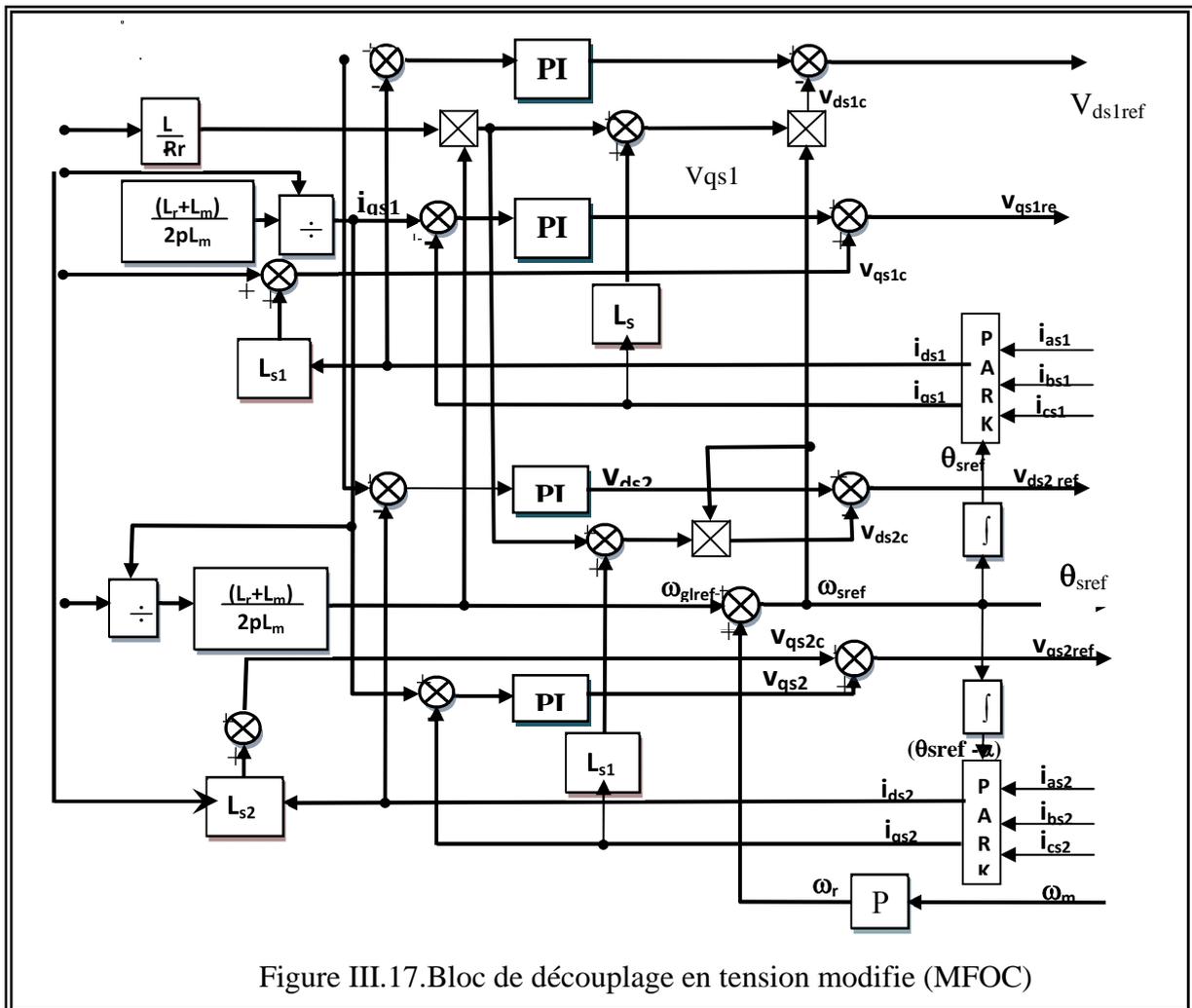
Figure III.15. Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec une inversion du sens de rotation à l'instant $t=2.5s$

La figure (III.16) représente les résultats de simulation avec l'augmentation de la résistance statoriques de 50% de sa valeur nominale à $t=2.5s$. Les résultats de simulation obtenus, montre bien que les réponses en vitesse et en couple suivent parfaitement leurs valeurs de références. À l'instant de variation de la résistance statorique on remarque que les flux sont affectés donc le découplage n'est pas toujours réalisé.



III.13. COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE AVEC REGLAGE DE LA VITESSE DE LA MASDE :

Pour la commande vectorielle directe, le module du flux rotorique sera contrôlé par contre-réaction. A cet effet, un estimateur du flux rotorique Φ_r est implémenté à partir des mesures de i_{ds} et i_{qs} et de la pulsation des courants rotoriques ω_r imposé à la machine [6]. Pour cette méthode on doit modifier le schéma de la figure (III.7) et nous le désignons par MFOC (modified, field, oriented control). Il est représenté comme suit :



Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure suivante :

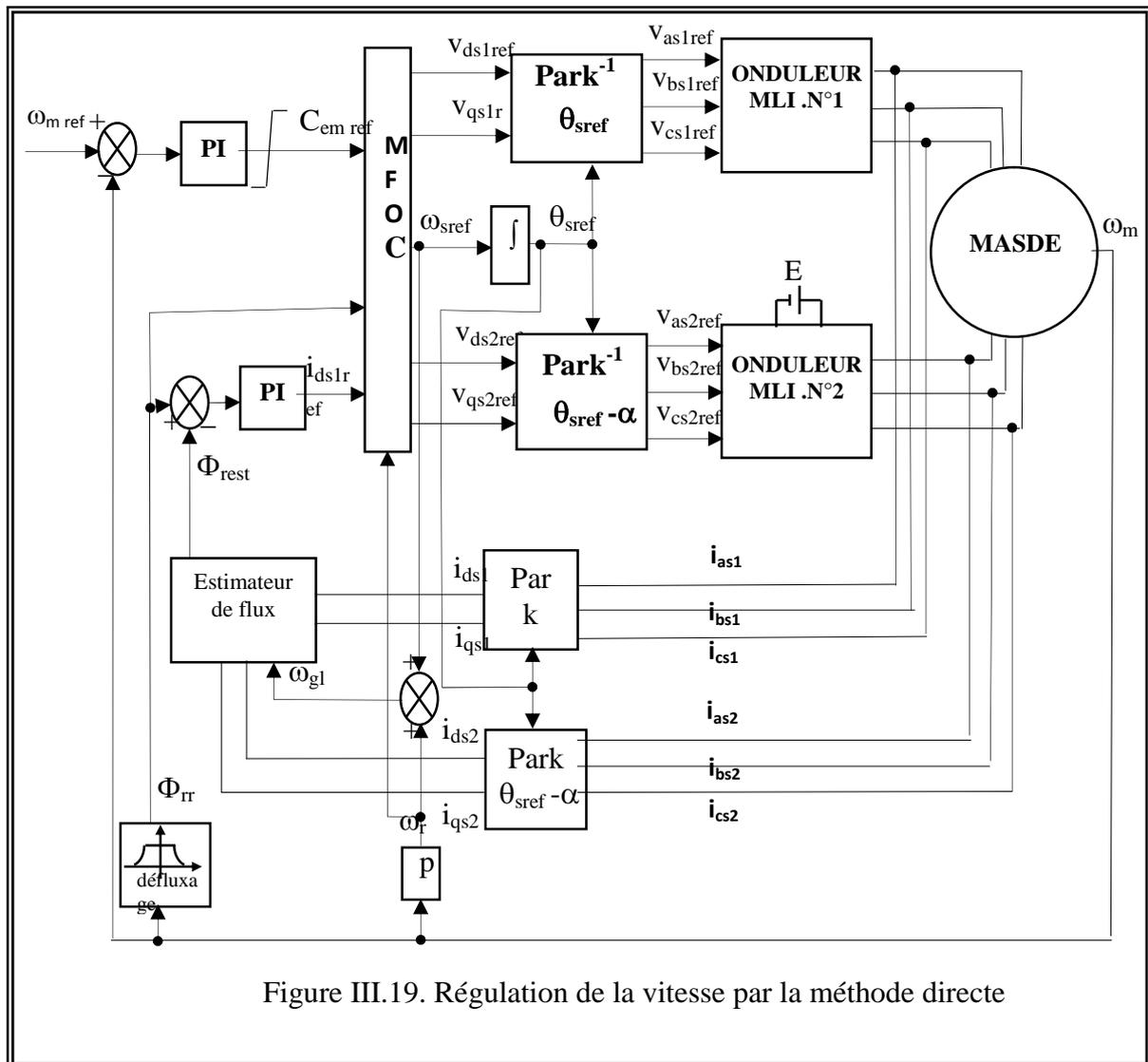


Figure III.19. Régulation de la vitesse par la méthode directe

III.13.1. Estimateur du flux :

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{ds1} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{ds1} + i_{ds2}) + \omega_{gl} i_{qs1} - \frac{R_r}{L_r + L_m} i_{ds1} \\ \frac{d}{dt} i_{qs1} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \omega_{gl} i_{ds1} - \frac{R_r}{L_r + L_m} i_{qs1} \end{cases} \quad (III.92)$$

Le module du flux rotorique est calculé par :

$$i_{rest} = \sqrt{i_{drest}^2 + i_{qrest}^2} \quad (III.93)$$

III.13.2. Régulateur du flux:

Le schéma de régulation du flux est réalisé en admettant que : $i_{ds1ref} = i_{ds2ref}$

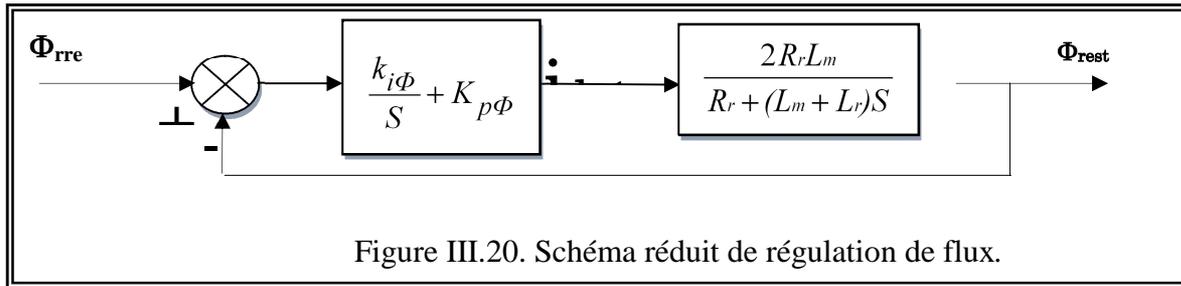


Figure III.20. Schéma réduit de régulation de flux.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_{rest}}{\Phi_{rref}} = \frac{(k_i + k_p S) 2R_r L_m}{(L_m + L_r) S^2 + (R_r + 2k_p R_r L_m) S + 2k_i R_r L_m} \quad (III.94)$$

Par principe d'imposition des pôles, on obtient :

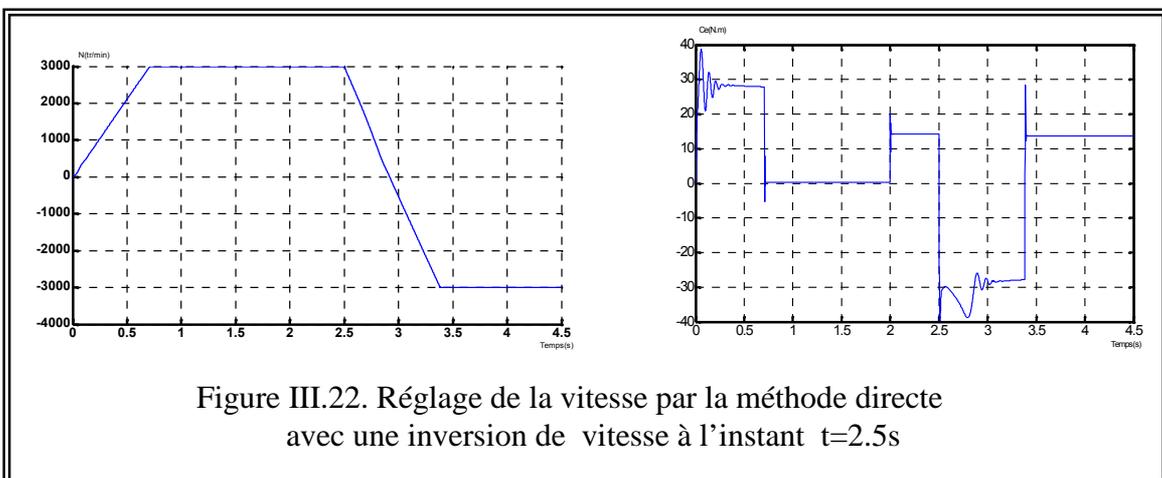
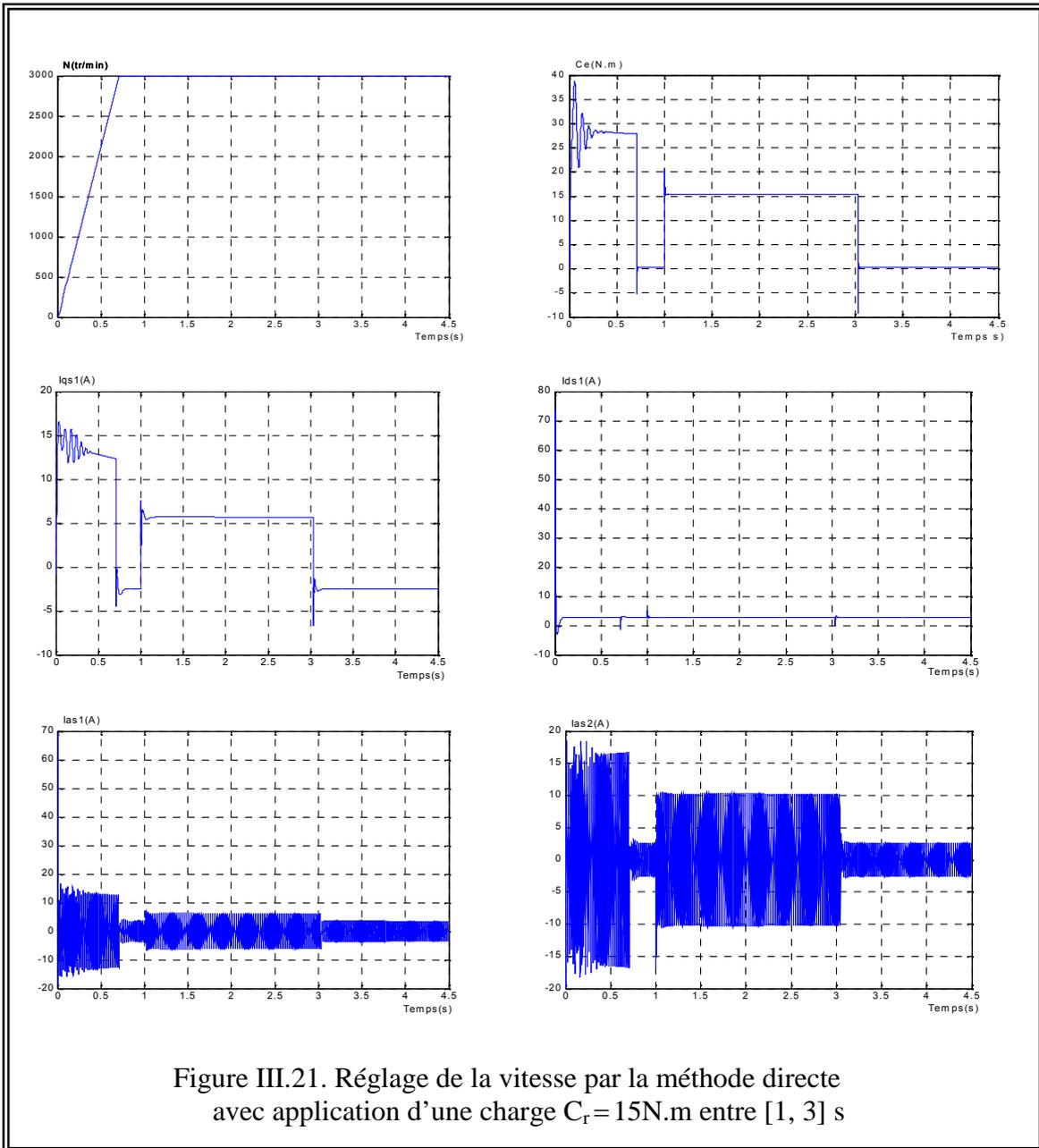
$$\begin{cases} k_p = 2(L_m + L_r) / (L_m + L_r) \\ k_i = 2(L_m + L_r) / R_r L_m \end{cases} \quad (III.95)$$

III.13.3. RESULTATS DE SIMULATION :

✓ **III.13.4. Résultats de simulation sans l'utilisation de l'onduleur aux deux alimentations:**

Les résultats de simulation (Figure III.21) représentent la réponse de la vitesse, courants statoriques, et couple électromagnétique, sous une charge nominale appliquée à $t = 1s$.

On constate que la vitesse atteint rapidement sa valeur de référence sans aucun dépassement, La réponse du couple présente une bonne performance, on remarque qu'au démarrage il atteint un pic de 40N.m alors que dans la méthode indirecte il arrive jusqu'à 60N.m.



La figure (III.22) représente le réglage de la vitesse avec l'inversion du sens de cette dernière de (3000 tr/min à -3000 tr/min) à $t=2.5s$. Les résultats de simulation obtenus montrent que la réponse en vitesse suit parfaitement sa valeur de référence et s'inverse au bout de 0.8s alors que par la méthode indirecte l'inversion de la vitesse est réalisée après 1.2 s pour se stabiliser à sa valeur de référence.

Pour la variation du couple, on remarque qu'il présente au démarrage un pic de 39N.m ; alors que par la méthode indirecte il arrive jusqu'au 50N.m. On remarque également qu'il atteint une valeur négative de -30N.m durant l'intervalle de l'inversion de vitesse, et oscille autour du couple de charge lorsque la vitesse atteint -3000 tr/mn.

✓ **III.13.5. Résultats de simulation avec l'utilisation de l'onduleur aux deux alimentations:**

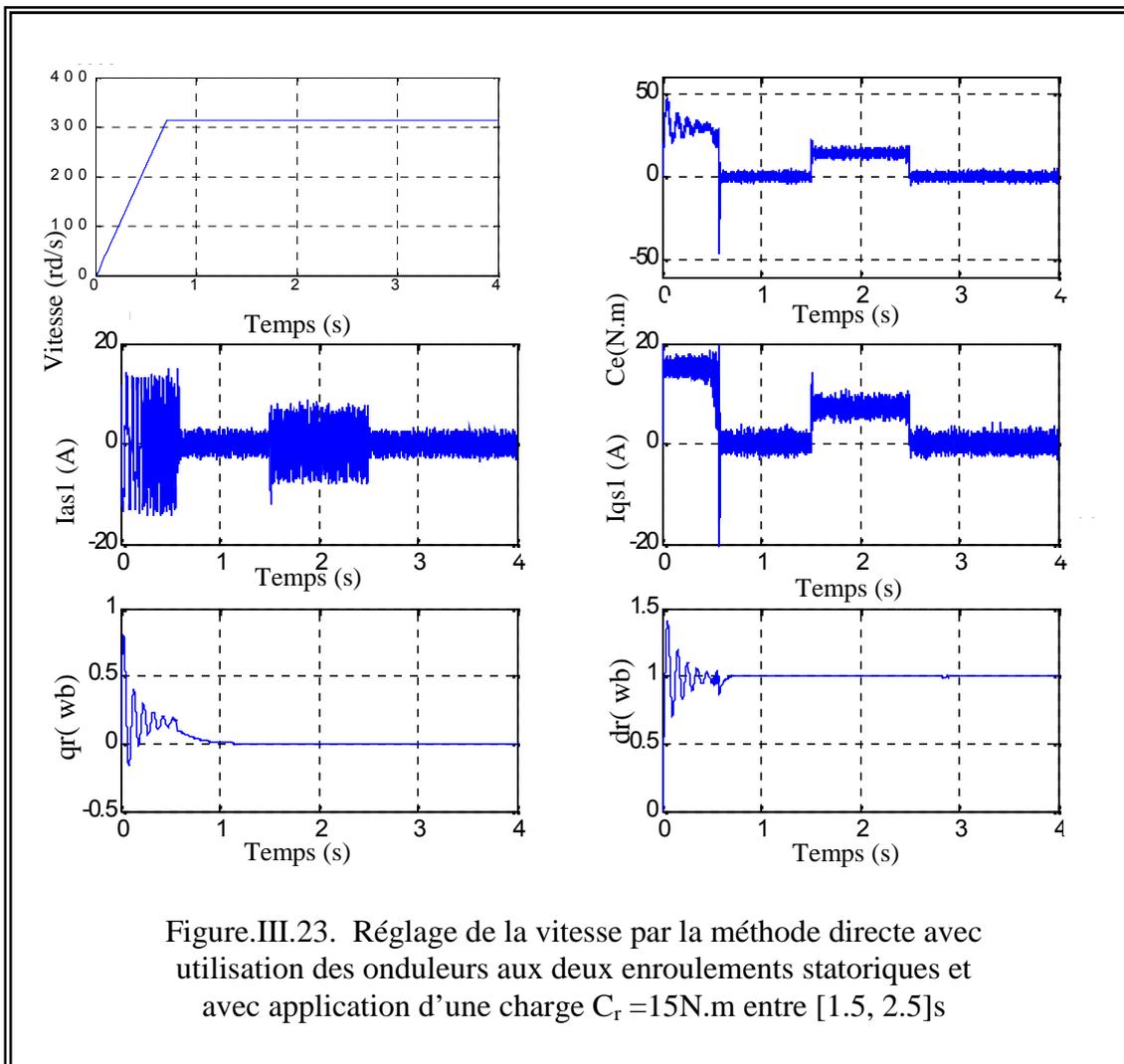
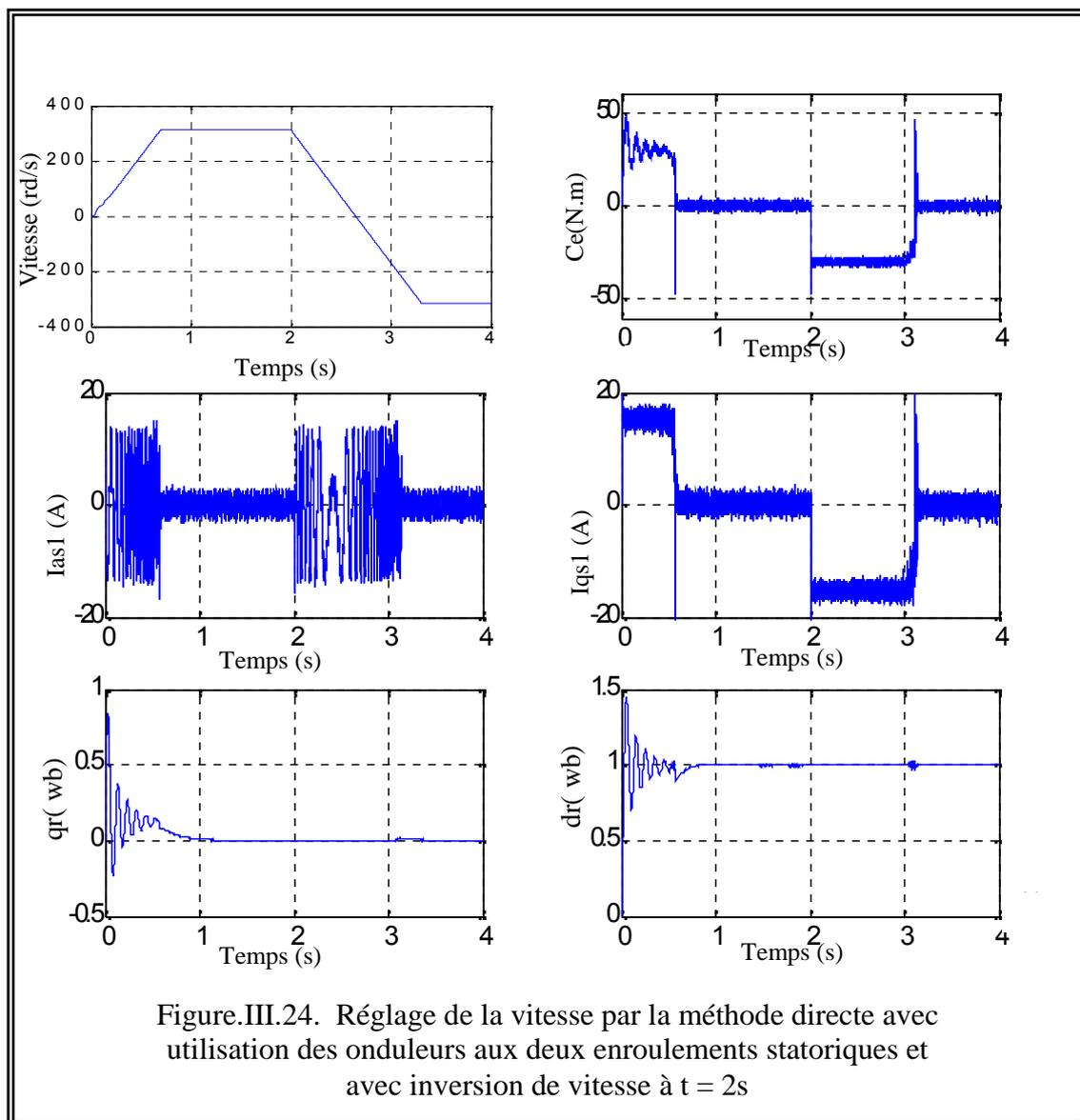


Figure.III.23. Réglage de la vitesse par la méthode directe avec utilisation des onduleurs aux deux enroulements statoriques et avec application d'une charge $C_r = 15N.m$ entre [1.5, 2.5]s

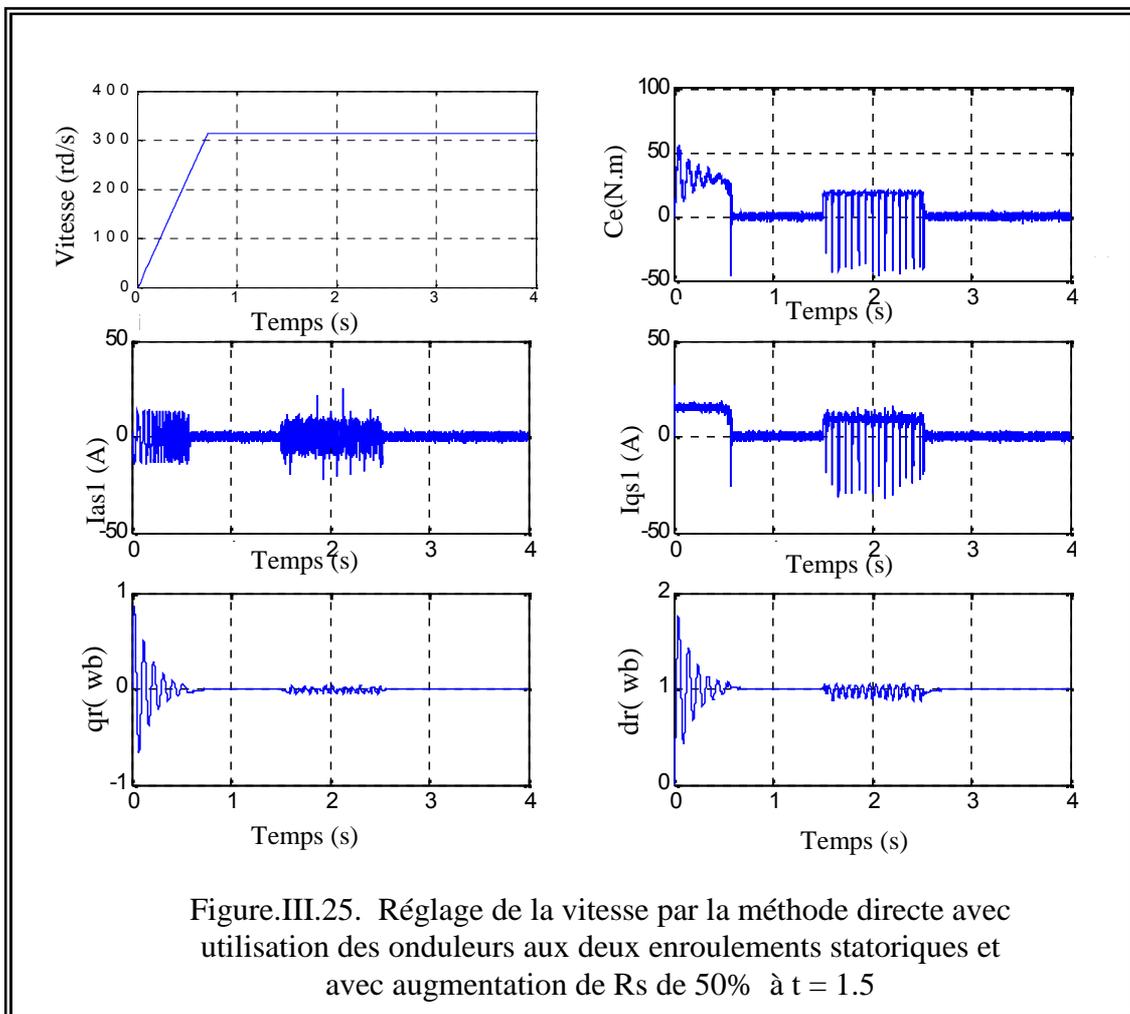
Les tests de simulation ont été effectués pour une perturbation de charge 15N.m appliquée entre 1.5 et 2.5 secondes.

La figure (III.23) illustre les résultats de simulation du réglage de la vitesse par la méthode directe et avec l'utilisation des deux onduleurs aux deux enroulements statoriques et sous une variation de charge après un démarrage à vide. La variation du charge est faite entre 1.5 et 2.5 s. On constate que la réponse de la vitesse, et du flux suivent les références appliquées sans dépassement. Le découplage entre le flux et le couple est maintenu, le couple électromagnétique rejoint après un régime transitoire la valeur qui compense le couple résistant. La variation du courant statorique suit la variation du couple de charge.



Pour montrer la robustesse de cette commande deux tests sont faites, le premier test concerne l'inversion du sens de rotation de la vitesse (figure III.24) et le deuxième concerne l'augmentation de la résistance statorique de 50% de sa valeur nominale (figure III.25)..

- Le premier test montre que la vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de 1.1s, Le couple électromagnétique est influé par cette inversion de vitesse où il devient négatif durant l'intervalle de l'inversion de vitesse et après la stabilité de la vitesse il oscille autour du couple de charge.
- Le deuxième test montre que la variation de la valeur de résistance statorique a une influence sur le comportement de la machine d'où les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par PI à cette variation de R_s et montre que le découplage est affecté.



III.14. CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présenté en premier lieu la modélisation de la machine asynchrone double étoile 'MASDE' dont les résultats obtenus montrent la validité du modèle. Nous avons présenté également la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile 'MASDE' alimentée par deux onduleurs et basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique.

Dans le cas de l'alimentation en tension, l'algorithme de commande, par orientation du flux rotorique prend en compte la dynamique du stator. Ce qui a pour conséquence une plus grande sensibilité de la commande aux variations des paramètres de la machine. Nous pouvons également conclure que les performances offertes par le moteur commandé vectoriellement ne seront meilleures que lors d'un réglage précis des différents régulateurs ; ceci ne peut se concevoir qu'avec la connaissance exacte des paramètres de la machine.

Dans la commande de la MASDE, on a appliqué deux méthodes : indirecte et directe, la première nécessite seulement la connaissance de la position de flux mais la deuxième le module et la position de flux, sont indispensables.

La régulation par la méthode directe présente des performances meilleures que celle présentées par la méthode indirecte en termes de temps de réponse et de rejet de perturbation.

L'inconvénient de la régulation par ces dernières méthodes est la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera la commande par la DTC, qui sera l'objet du chapitre suivant.

III.15. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES:

- [1] D. Hadiouche « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure ». Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy-I.2001.
- [2] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, «Steady and simulation of space vector PWM control of Double-Star Induction Motors », 2000 IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp 42-47.
- [3] D.Ramuz. « Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs ». Thèse de doctorat- UFR des sciences techniques et gestion de l'industrie- université de Franche-Comté.2000.
- [4] H.Amimeur. «Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement ». Thèse de magister. Université de Batna.2008.
- [5] E.Merabet. «Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile ».Thèse de magister. Université de Batna.2008.
- [6] Carlos Canudasde wit, « Commande des Moteur Asynchrones. Volume1, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, ». Paris, Hermès Science publications, 2000.

CHAPITRE 4

COMMANDE PAR DTC DE

LA MADA ET DE

LA MASDE

CHAPITRE 4

Commande par DTC de la MADA et MASDE

IV.1. INTRODUCTION :

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. En effet, les progrès de l'électronique numérique et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande inenvisageables il y a une dizaine d'années.

Ce qui était dévolu dans le passé aux machines à courant continu est maintenant l'apanage des moteurs à courants alternatifs. Actuellement le contrôle de vitesse des machines synchrones et asynchrones s'effectue par des commandes scalaires ou vectorielles. Dans ces approches, les algorithmes de commande reposent sur une modélisation de la machine à piloter en considérant l'onduleur comme un actuateur de tension n'altérant pas celles-ci.

La commande scalaire bien adapté à certains types de variateurs, ne permet pas d'obtenir des performances très élevées surtout dans les basses vitesses et forts couples.[1].

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine, provoquant des variations du flux liées à celles du couple.

Les commandes vectorielles ont fait l'objet de nombreuses études et donné lieu à de multiples applications industrielles comme la traction ferroviaire, le domaine des machines-outils et la robotique [2]. Cependant, bien qu'il donne des performances élevées, le control vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients [1] :

- ✓ La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas celle-ci (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.[3].
- ✓ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celle de la résistance rotorique, qui est délicate à identifier en cours de fonctionnement [3].

Grâce à son faible coût et sa simplicité de construction, conjugués aux techniques de variation de vitesse, la machine asynchrone s'impose de plus en plus dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable.

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) introduite en 1985 par TAKAHASHI [4,5] utilise une approche séduisante de part son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre.

Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche [5,6].

En effet, la commande DTC à partir de références externes, tels le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes classiques (vectorielles ou scalaires) les tensions à appliquer à la machine, mais recherche 'le meilleur' état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur.

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 sans l'utilisation des capteurs mécaniques. Dans la structure DTC, la machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension est un système dynamique hybride, dont la partie continue est la machine asynchrone et la partie discrète, l'onduleur de tension.[2]

Dans ce chapitre, nous proposons une commande par DTC des deux machines MADA et MASDE. Cette commande est ensuite simulée sur Matlab/Simulink.

IV.2. COMMANDE DIRECTE DU COUPLE :

La DTC applique un principe de commande à courant alternatif optimisé, dans lequel un onduleur commande directement les paramètres flux et couple du moteur. Il présente des avantages importants par rapport aux entraînements à courant continu, à commande par modulation de largeur d'impulsion et à la commande vectorielle, avec lesquels il se trouve en concurrence dans un grand nombre d'applications industrielles.[7]. Avec cette technique révolutionnaire de commande, l'orientation du flux est réalisée sans boucle de retour utilisant une modélisation du moteur pour calculer directement le couple.

Les variables de commande sont le flux magnétisant et le couple du moteur. Avec la DTC, on n'a pas besoin d'un modulateur, ni d'un tachymètre ou bien d'un encodeur de position pour assurer le retour d'information de la vitesse ou de position.

IV.2.1. Principe de la commande DTC :

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

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

Pour connaître l'état électromagnétique du moteur afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle approprié de la machine.

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant :[8]

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

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

Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés à leurs valeurs de référence pour déterminer les instants de commande des interrupteurs.

D'ordinaire on cherche à maintenir le flux constant.

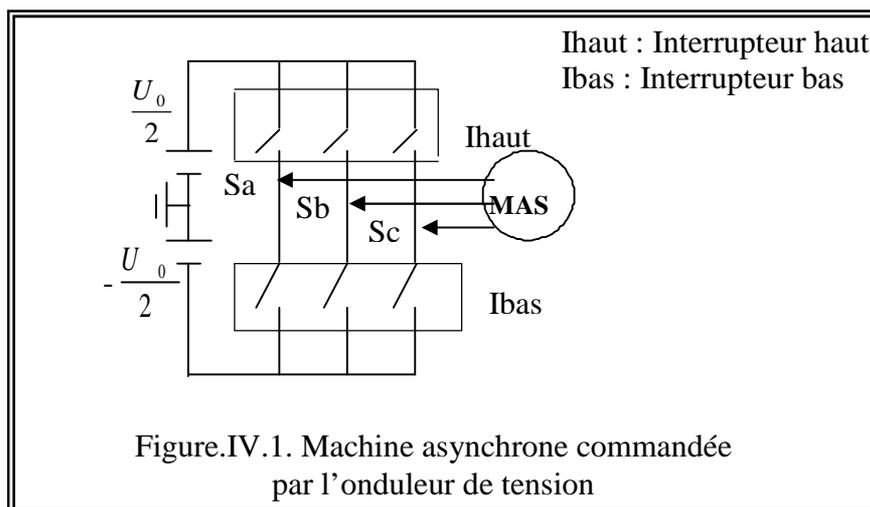
IV.3. FONCTIONNEMENT ET SEQUENCES D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE :

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

Le vecteur de la tension statorique \bar{V}_s peut s'écrire sous la forme : (voir annexe 3)

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

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

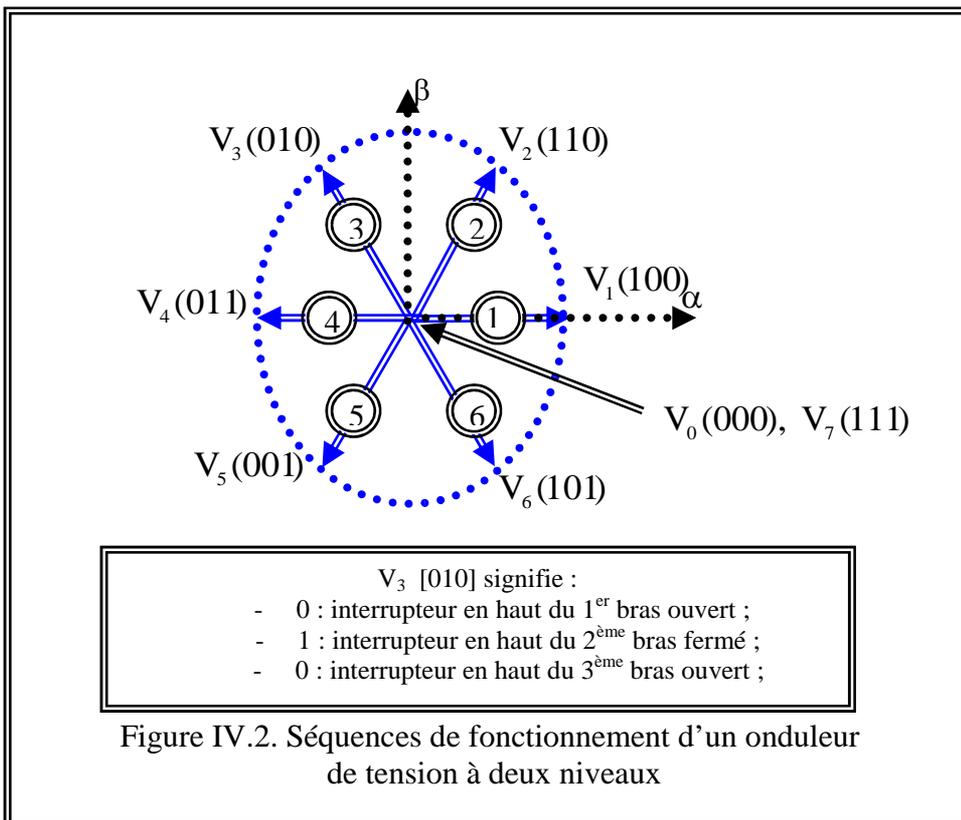


On cherchera donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration des interrupteurs. Comme nous disposons de 3 interrupteurs, il y a donc $2^3 = 8$ possibilités pour le vecteur V_s . 2 vecteurs (V_0 et V_7) correspondent au vecteur nul : $(S_a, S_b,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

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

$V_7(1, 1,1)$ est toujours à côté d'un vecteur pair; $V_2(1, 1,0)$; $V_4(0, 1,1)$; où $V_6(1, 0,1)$ donc une seule commutation. Dans chaque période de modulation, un bras ne commute pas deux fois.

La figure (IV.2) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs de tensions non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. On procède ainsi :



IV.3.1. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique:

IV.3.1.1. Principe de contrôle de flux statorique :

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

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

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

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

$$\phi_s(t) = \Phi_{s0} + V_s(t) - R_s \int I_s dt \quad (IV.4)$$

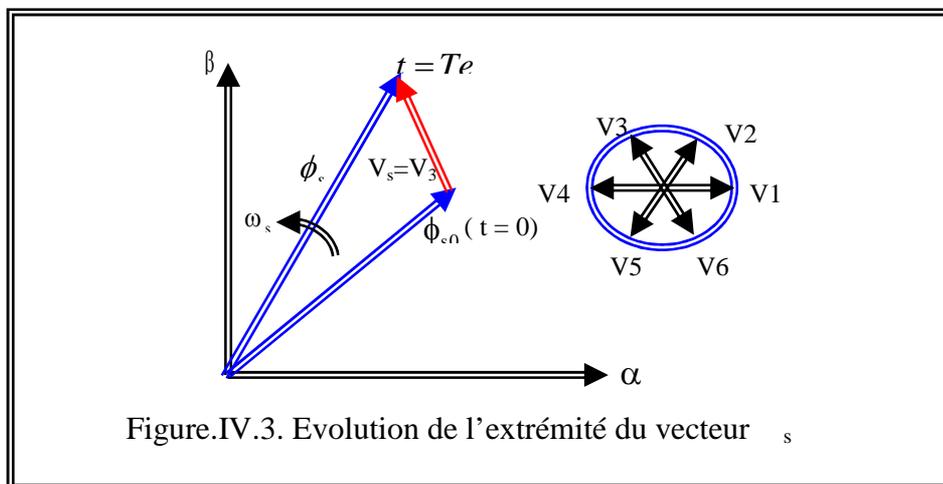
Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme ($R_s I_s$) est négligeable devant la tension V_s .

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$ correspondant à une période d'échantillonnage T_e les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixées, ainsi on peut écrire: [9],[10].

$$\phi_s(t) \approx \phi_{s0} + V_s T_e \quad (IV.5)$$

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

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



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

Le vecteur ϕ_s est maintenu entre deux valeurs ϕ_{smax} et ϕ_{smin} ; le passage de l'une à l'autre étant commandé par V_s . Si le vecteur de commande est l'un des vecteurs non nuls, ϕ_s évolue avec une vitesse constante proportionnelle à la tension de commande. Si l'on maintient ϕ_s à peu près constant, le couple ne dépend que du déphasage entre les deux flux. Pour répondre à une demande de variation rapide du couple, il suffit donc de modifier rapidement le déphasage entre les deux flux.

Par exemple quand ϕ_s atteint la valeur ϕ_{smax} , on déclenche le changement d'interrupteurs pour que la nouvelle valeur de V_s entraîne une diminution du module de ϕ_s . En même temps la nouvelle phase du vecteur V_s provoque le décalage I_s et ϕ_s dans le sens de rotation, fait augmenter le déphasage et le couple. Quand ϕ_s chutera à la valeur ϕ_{smin} , on commandera la commutation suivante.[7]

Il est possible de fonctionner avec un module de flux ϕ_s pratiquement constant ; pour cela il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Ceci n'est possible que si la période de contrôle est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante du flux des vecteurs tensions appliquées doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante [11].

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

En ce qui concerne le flux rotorique ϕ_r , on peut admettre que compte tenu de la forte constante du temps du rotor de la machine asynchrone, son amplitude ne varie pas durant un régime transitoire.[7], donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis de celle du flux statorique.

IV.3.1.2. Principe de contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante :[13]

$$C_e = k(\overline{\Phi_s} * \overline{\Phi_r'}) = k|\overline{\Phi_s}||\overline{\Phi_r'}|\sin(\gamma) \quad (IV.6)$$

Tels que $k = \frac{p}{l_q}$

Avec :

- $\overline{\Phi_s}$: représente le vecteur de flux statorique ;
- $\overline{\Phi_r'}$: représente le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- γ : représente l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

D'après cette expression, le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\Phi_s}$ et $\overline{\Phi_r'}$ et de leur position relative.

IV.3.1.3. Choix du vecteur de tension :

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux $\overline{\Phi}_s$ [7]. Le tableau (IV.1) montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{i+1} , V_{i+2} , V_{i-1} , V_{i-2} qui peuvent être appliqués dans la zone Z_i .

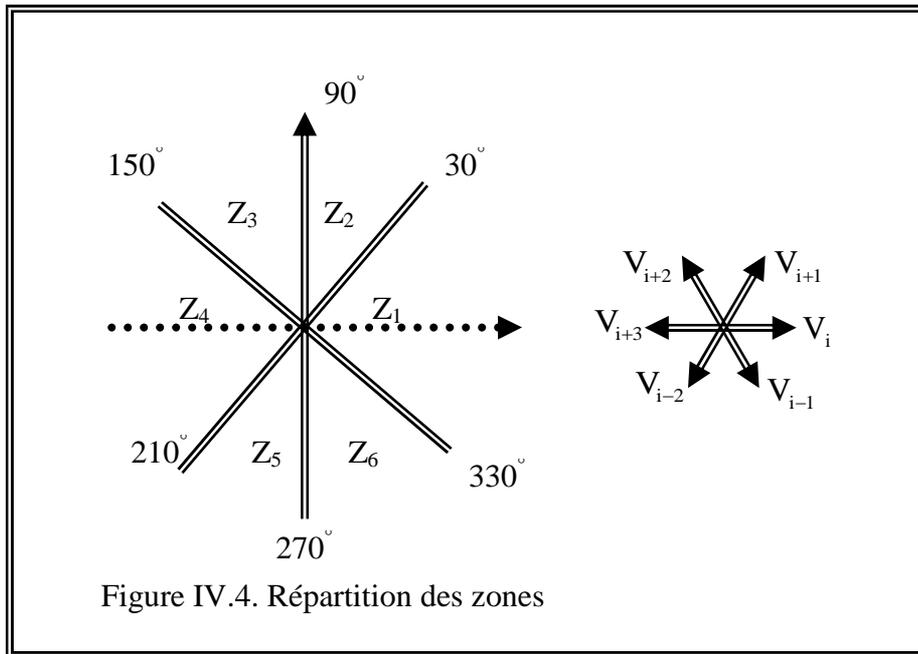
Lorsque le flux $\overline{\Phi}_s$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants: [12], [13], [14] , [15].

- Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux Φ_s croit et le couple C_{em} croit ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux Φ_s décroît et le couple C_{em} croit ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux Φ_s croit et le couple C_{em} décroît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux Φ_s décroît et le couple C_{em} décroît ;
- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux Φ_s reste inchangé.

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

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
Φ_s				
C_{em}				

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



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

En effet, en début de zone, les vecteurs $\overline{V_{i+1}}$ et $\overline{V_{i-2}}$ sont perpendiculaires à $\overline{\Phi_s}$, 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 $\overline{V_{i-1}}$ et $\overline{V_{i+2}}$, il correspond à des évolutions lente du couple et rapide de l'amplitude du flux Φ_s en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs $\overline{V_i}$ et $\overline{V_{i+3}}$ ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de Φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\overline{\Phi_s}$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

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

Un estimateur de $\overline{\Phi_s}$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

IV.3.2. ESTIMATEURS :

IV.3.2.1. Estimation du flux statorique :

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

A partir de l'équation :

$$\overline{\phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s) dt \quad (IV.7)$$

On obtient les composantes et du vecteur $\overline{\Phi}_s$:

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

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

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

Ces tensions sont exprimées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 , et des états de commande (S_a, S_b, S_c) [16], soit:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (IV.9)$$

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

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (IV.10)$$

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

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (IV.11)$$

L'angle α_s entre le référentielle statorique et le vecteur flux ϕ_s est égal à [15],[16].

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (IV.12)$$

IV.3.2.2. Estimation du couple électromagnétique :

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

$$C_{em} = p(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (IV.13)$$

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

IV.4. ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE.

IV.4.1. Le correcteur de flux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (IV.5).

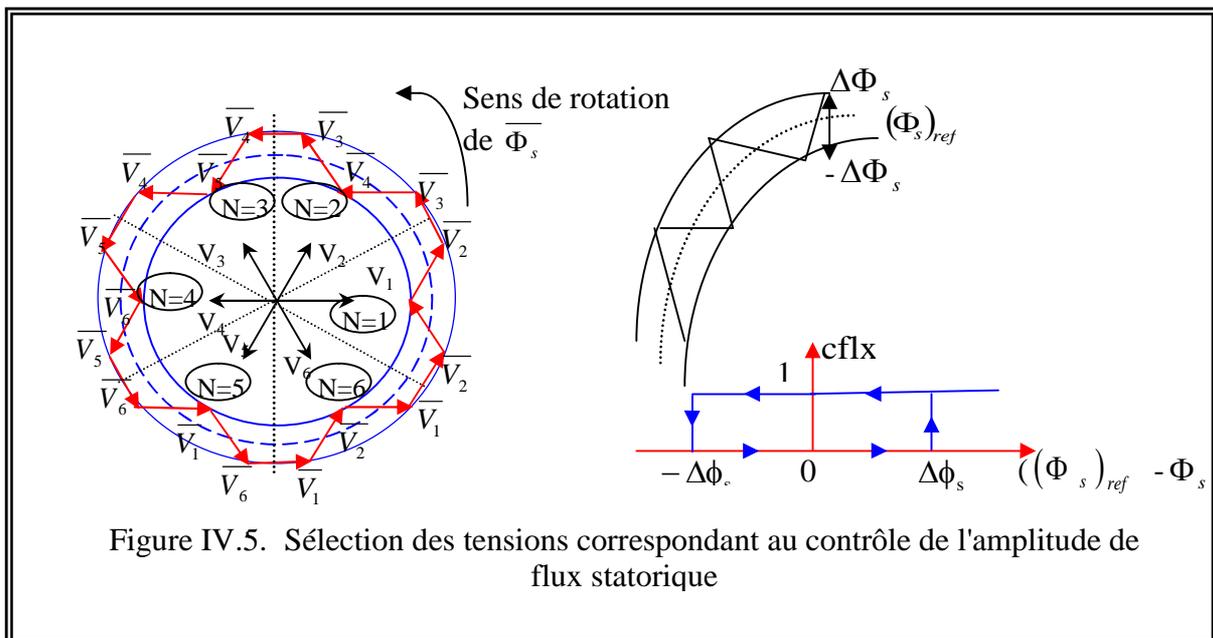
La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\Phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne *cflx* indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($cflx = 1$) ou diminuée ($cflx = 0$) de façon à maintenir :

$$\left| (\Phi_s)_{ref} - \Phi_s \right| \leq \Delta\Phi_s [16].$$

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

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



IV.4.2. Le correcteur de couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|C_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C$, avec C_{ref} la référence de couple et ΔC la bande d'hystérésis du correcteur.

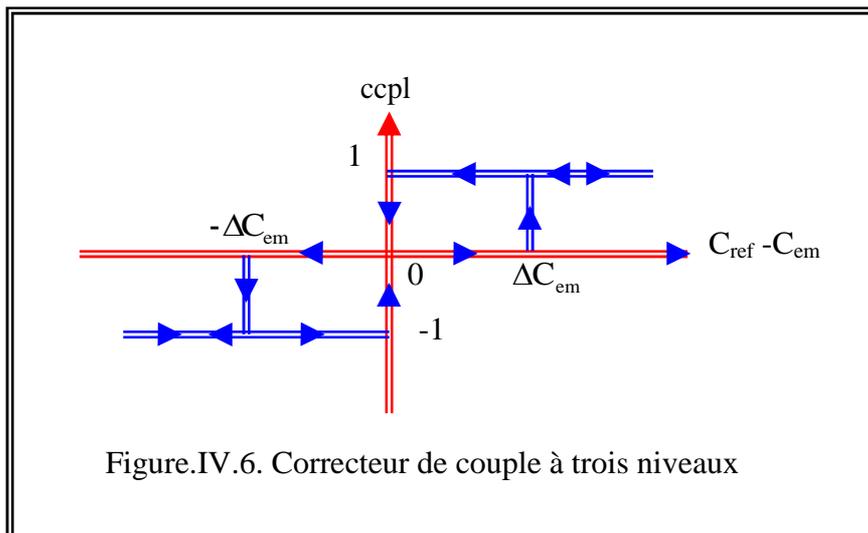
Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées :

IV.4.2.1. Le correcteur à trois niveaux :

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

La figure (IV.6) montre ce type de correcteur.



IV.4.2.2. Le correcteur à deux niveaux :

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

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

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.[15].

IV.5. ELABORATION DE LA TABLE DE COMMANDE :

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

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

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

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

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

IV.5.1. Structure générale du contrôle direct de couple :

La figure (IV-7) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du couple des machines asynchrones (MADA). C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_e est très petite vis-à-vis des constantes des temps de la machine. Le choix du vecteur \overline{V}_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e , de plus, on applique un filtrage sur les grandeurs statoriques de courants afin de limiter les bruits sur le signal de flux calculé et l'effet d'échantillonnage.[17]

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur \bar{V}_s sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière, en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension à MLI. En plus, avec l'utilisation de ce type de contrôle les exigences de régulateur du courant, régulateur PI de flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du système.[17].

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

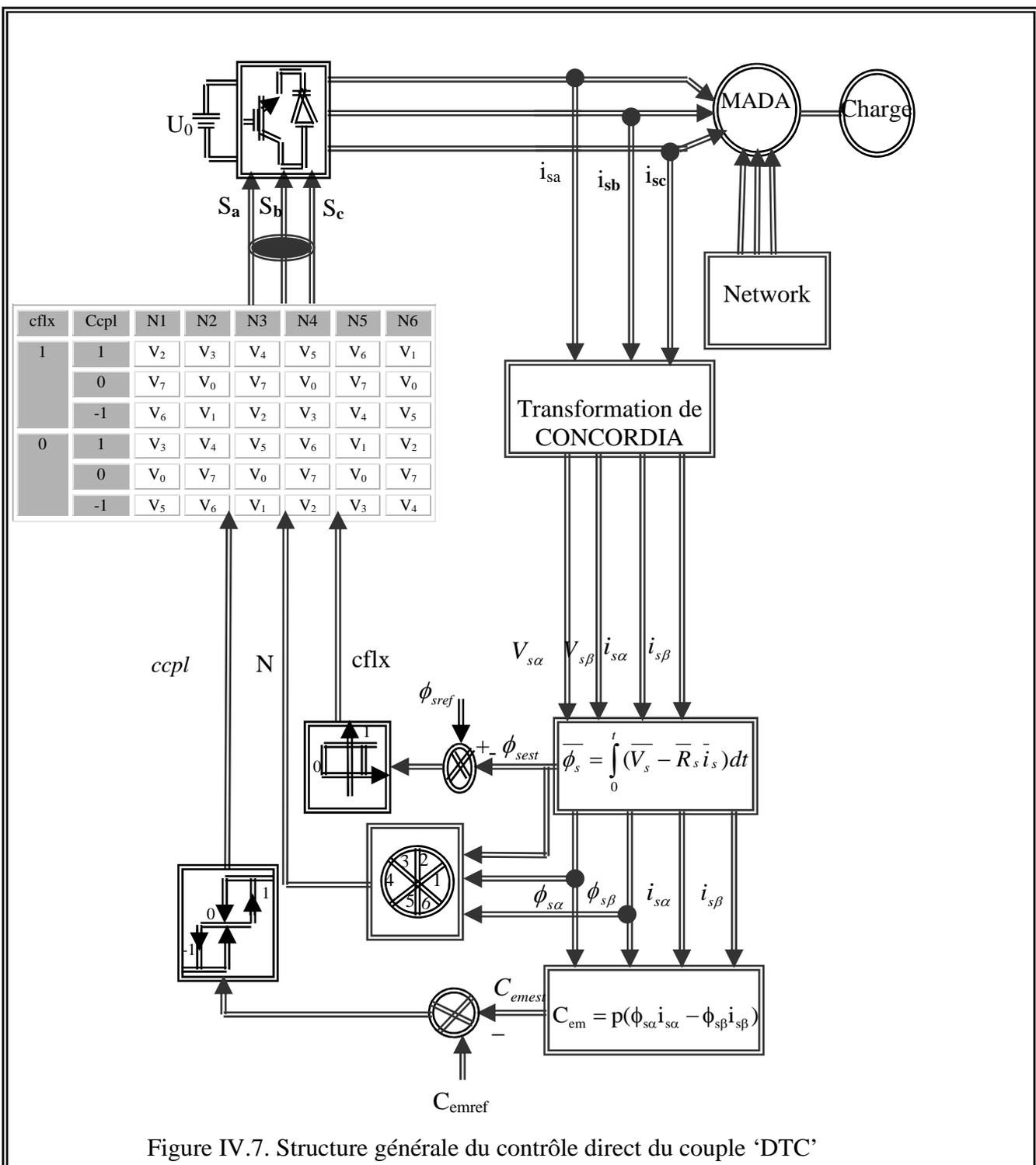


Figure IV.7. Structure générale du contrôle direct du couple 'DTC'

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

a- Boucle de commande du couple :

Cette partie du diagramme comprend :

- *les capteurs de courant et l'état des commutateurs :*

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

- *le modèle du moteur :*

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

- *le comparateur du couple et du flux :*

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

- *le sélecteur optimal de la commutation :*

Dans ce module il y a une table contenant la logique de commutation du convertisseur, en pratique la programmation de la logique de cette table se fait à l'aide d'un DSP (Digital signal Processor).[7]

b- Boucle de commande de la vitesse :

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

IV.6. RESULTATS DE SIMULATION :

IV.6.1. RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE PAR DTC DE LA MADA :

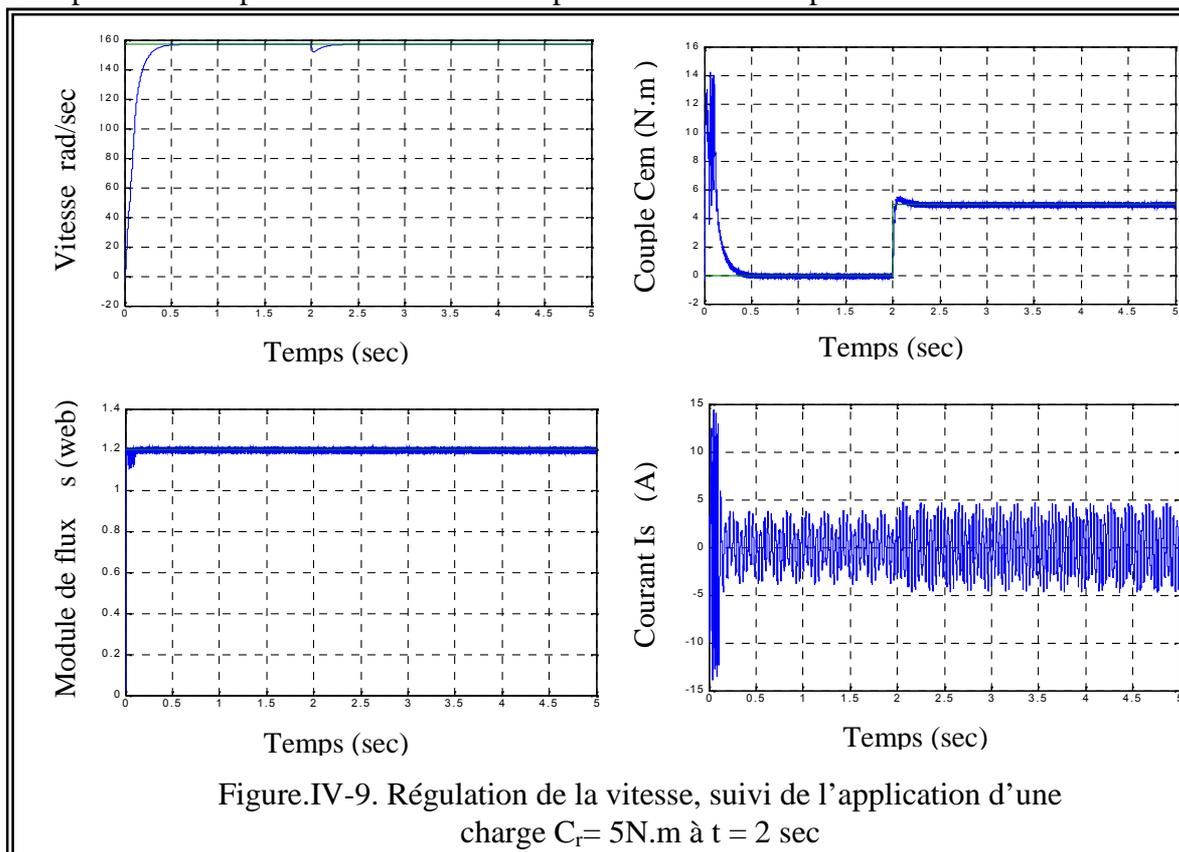
Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MADA alimenté par un onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande avec l'utilisation d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations sont récapitulés dans une annexe à la fin de ce mémoire.

La figure (IV-9) représente l'évolution des caractéristiques de la MADA avec la régulation de vitesse, suivi de l'application d'une charge $C_r = 5N.m$ à $t = 2$ sec, en imposant la vitesse de référence $N_{ref} = 157$ rad/sec. Celle-ci montre que :

Au démarrage et durant le fonctionnement à vide la vitesse rejoint sa valeur de consigne à $t = 0.5$ sec et sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint la valeur maximale de $14N.m$, par suite, au début du régime permanent il se stabilise à une grandeur proche de 0. Après l'application de la charge, la réponse de la vitesse présente une légère variation au moment de l'application de la charge, la commande rejete la perturbation.

La réponse en couple et le module de flux présente une bonne performance.



IV.6.1.1. TEST DE ROBUSTESSE :

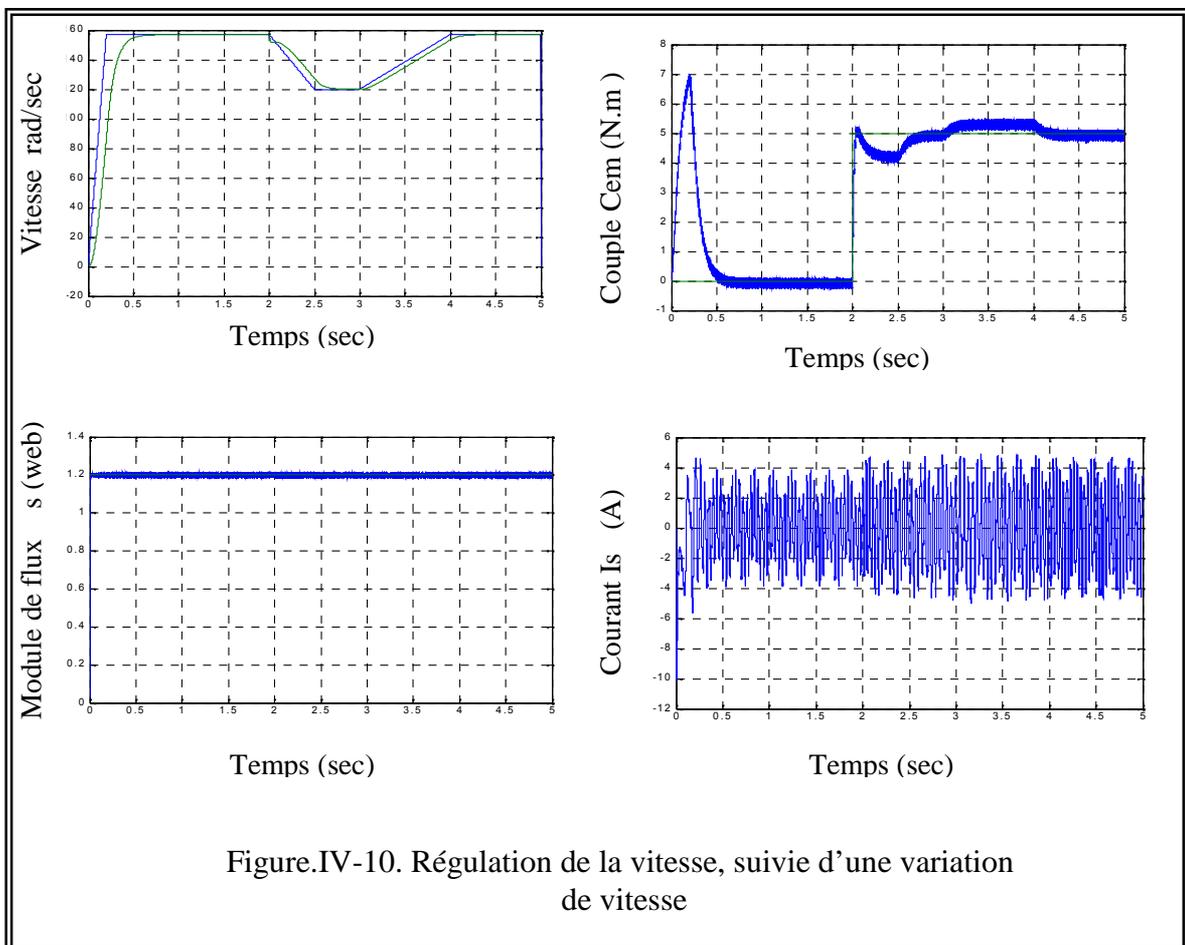
Afin de tester la robustesse de la commande par DTC, plusieurs tests sont effectués. (Variation de vitesse, variation de charge, variation de la résistance statorique de la machine).

1- Premier test : variation de vitesse :

La figure (IV.10) représente l'évolution des caractéristiques de la MADA, suivi d'une variation de vitesse à $t = 2$ sec de 157 rad/sec à 120 rad/sec.

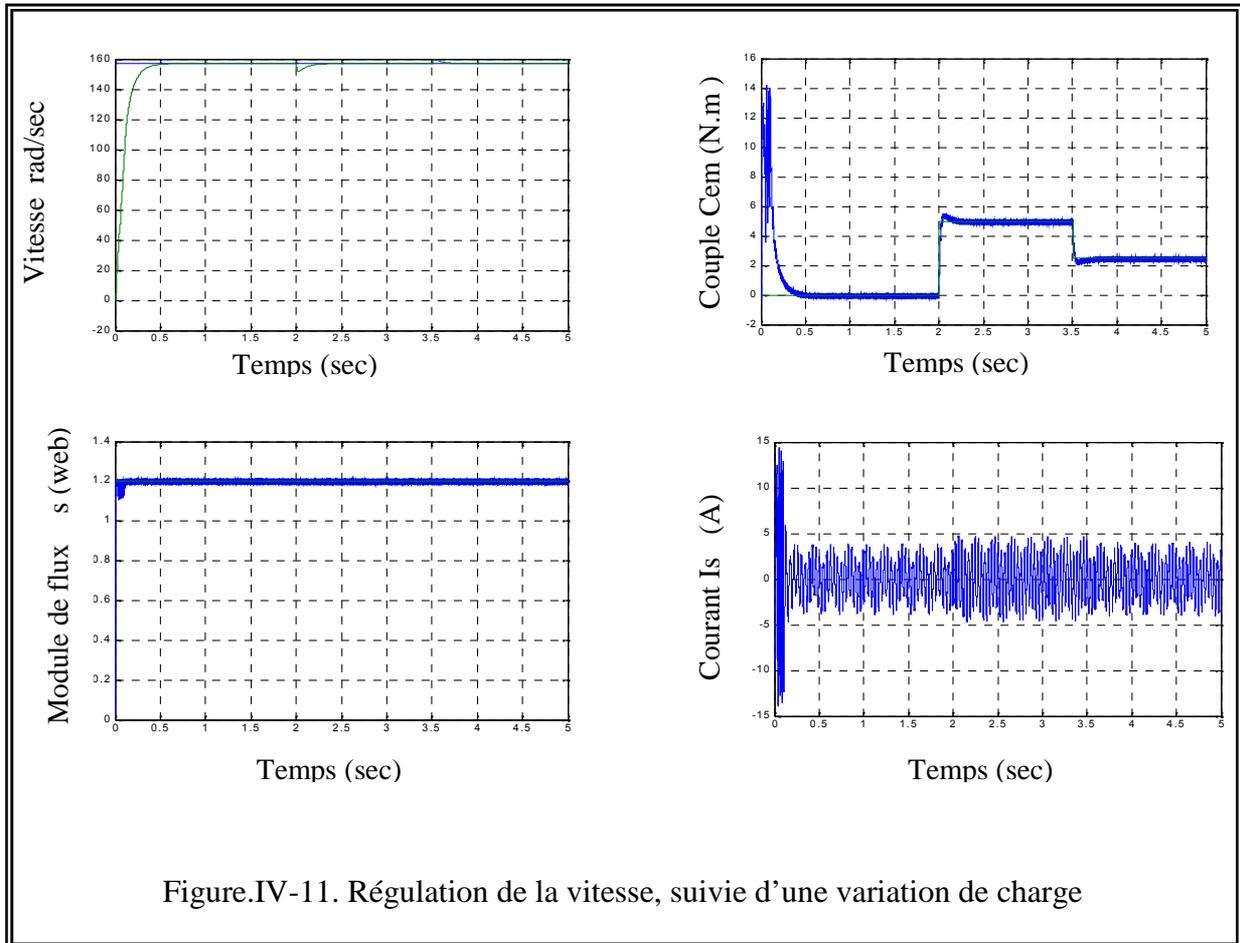
Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que :

La vitesse suit parfaitement sa consigne et se stabilise au bout de 0.5sec. Cette variation présente une influence sur les courants, le flux et le couple. Le couple subit un pic lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence.



2- Deuxième test : variation de charge :

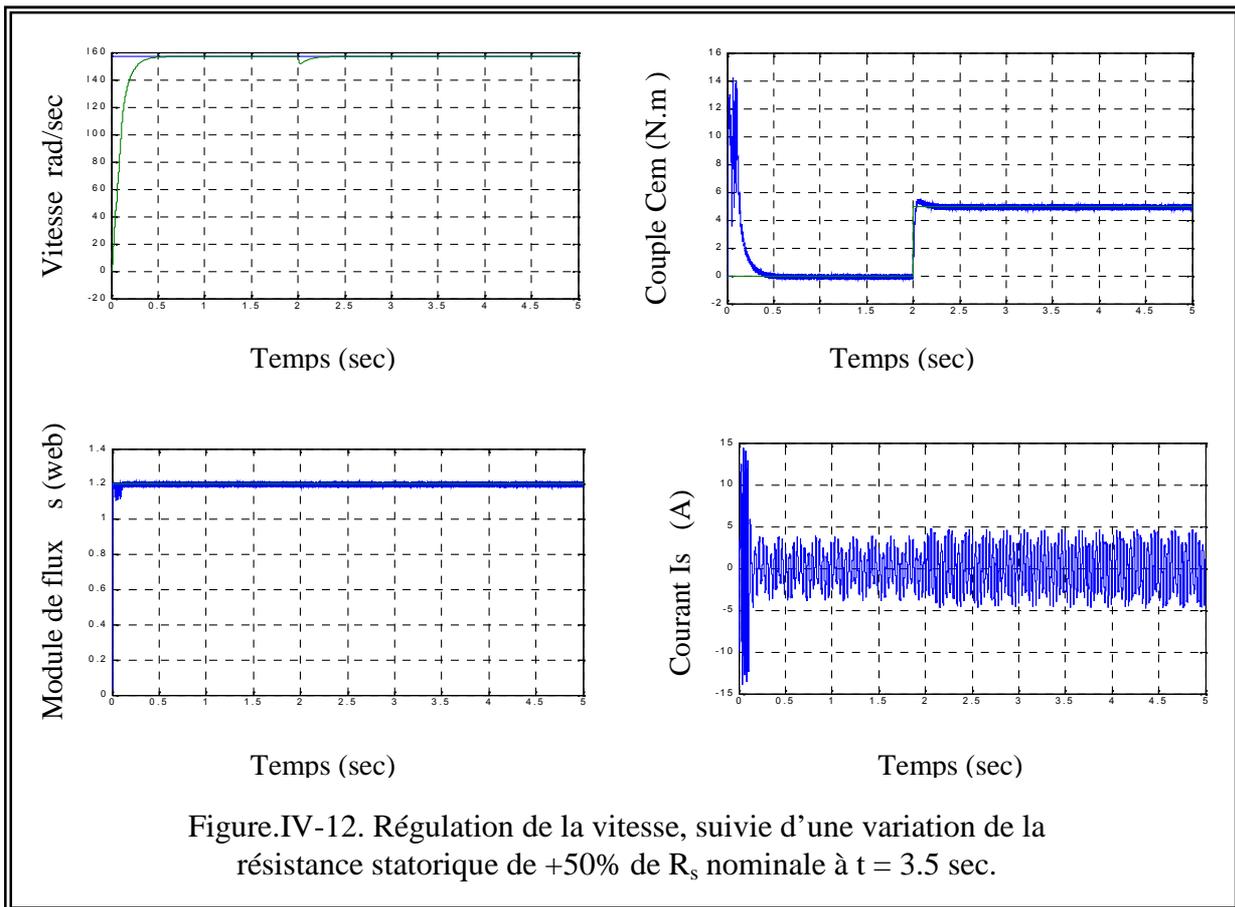
Dans ce test une diminution de la moitié de la charge nominale est appliquée à $t = 3.5 \text{ sec}$ ($C_r = 2.5\text{Nm}$). Les résultats obtenus montrent une bonne précision et une sensibilité moindre à l'application et à la variation de la charge. (Voir figure IV.11).



3- Troisième : variation de la résistance statorique de + 50% de sa valeur nominale :

La figure (IV-12) représente la réponse de la vitesse, du couple, du courant statorique et du flux avec une variation de la valeur de la résistance statorique de + 50% de sa valeur nominale à l'instant $t = 3.5 \text{ sec}$, avec l'application de la charge à $t = 2\text{sec}$, tout en imposant une vitesse de référence 157rad/sec .

Ces caractéristiques montrent, premièrement une légère variation au niveau de la vitesse due essentiellement à l'application de la charge, deuxièmement la stabilité au niveau de l'évolution du courant, du couple et de flux, donc on peut dire que la commande par DTC avec le correcteur PI est insensible à la variation de la résistance statorique.



IV.6.1.2. CONCLUSION :

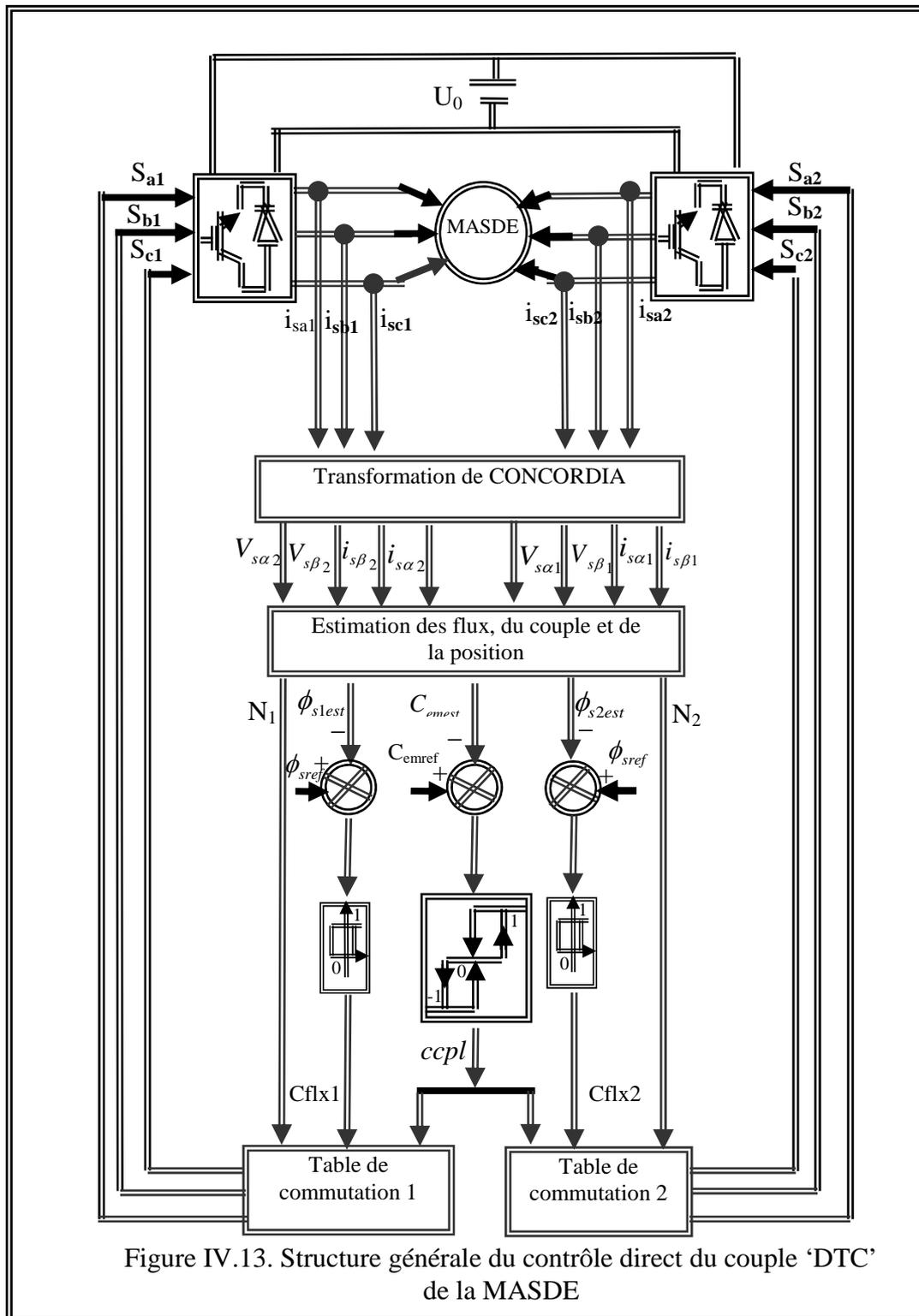
Dans cette première partie concernant la commande par DTC de la MADA, les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger de la qualité de la commande. La commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou d'oscillations transitoires. Elle présente également une robustesse contre les variations paramétriques comme la résistance statorique. Ces performances sont réalisées avec une structure simple sans capteur mécanique de la position du rotor.

Le choix d'un correcteur à hystérésis malgré sa simplicité est une solution bien adaptée pour la commande directe du couple. L'application de cette commande nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur le flux statorique et le couple. Cependant, une valeur élevée nécessite une unité de traitement rapide comme une DSP.

IV.6.2. APPLICATION DE LA DTC SUR LA MACHINE ASYNCHROME DOUBLE ETOILE :

La commande DTC a été appliquée à la commande de la MADA, on s'intéresse ici à l'appliquer à la commande de la MASDE.

L'ensemble des blocs formants la structure DTC ont été étudiés en détail précédemment. La structure générale de contrôle de la MASDE est représentée par la figure (IV.13).



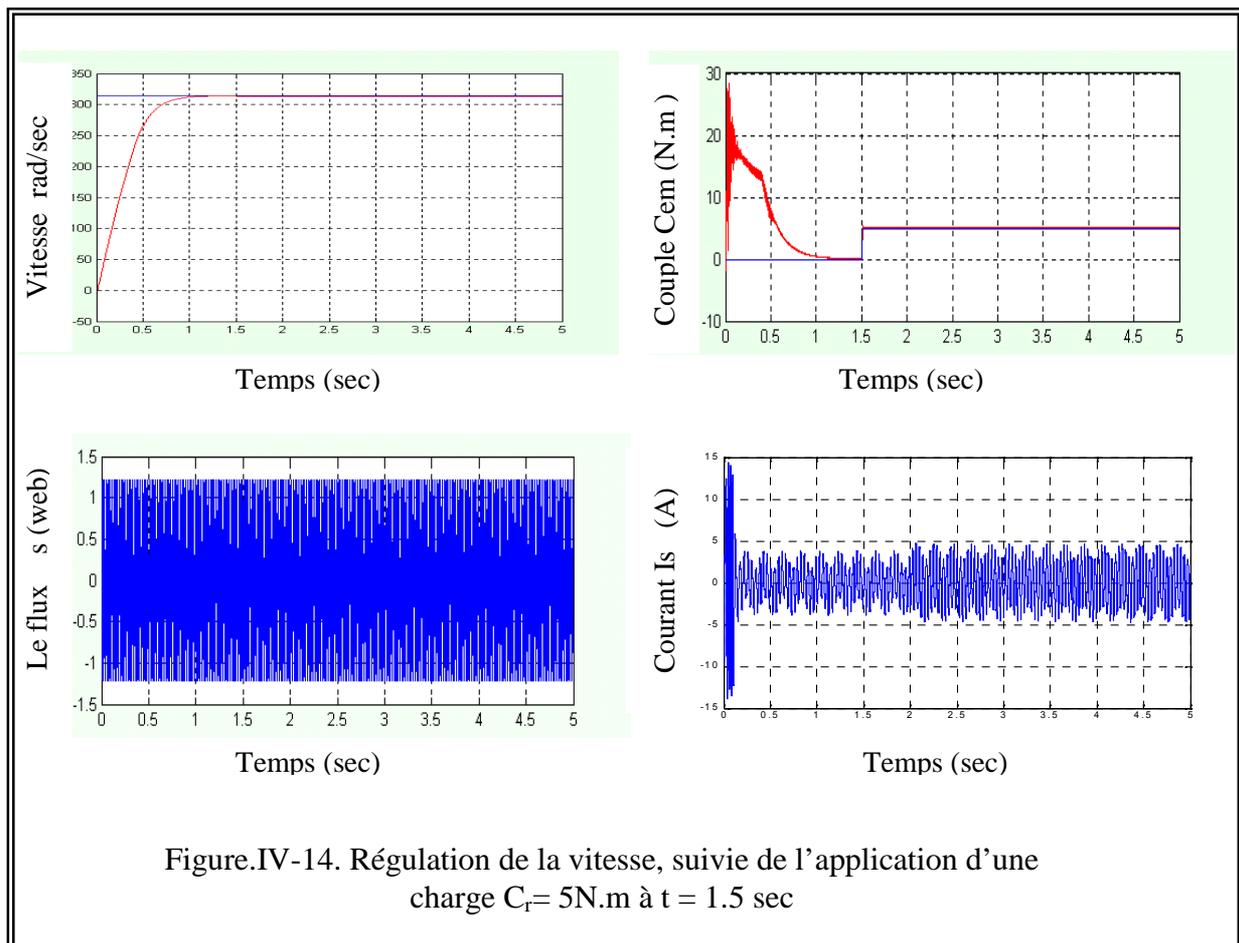
IV.6.2.1. RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE PAR DTC DE LA MASDE :

On présente dans ce qui suit des résultats de simulation de la régulation de vitesse de la MASDE.

La commande par DTC est appliquée à un modèle du MASDE. Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par deux onduleurs qui sont commandé par la technique DTC en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, et avec l'utilisation d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

La figure (IV.14) présente les réponses des systèmes à un échelon de vitesse de 314rad/sec, en présence d'une charge perturbatrice ($C_r=5N.m$), à partir de 1.5sec sous forme d'échelon, elle montre que la commande possède de bonnes performances dynamiques.

Le temps de réponse est de 1 sec. L'application de la perturbation n'affecte en rien la valeur de flux. Le couple moteur (C_{em}) au démarrage atteint (29 N.m).



IV.6.2.2. TEST DE ROBUSTESSE :

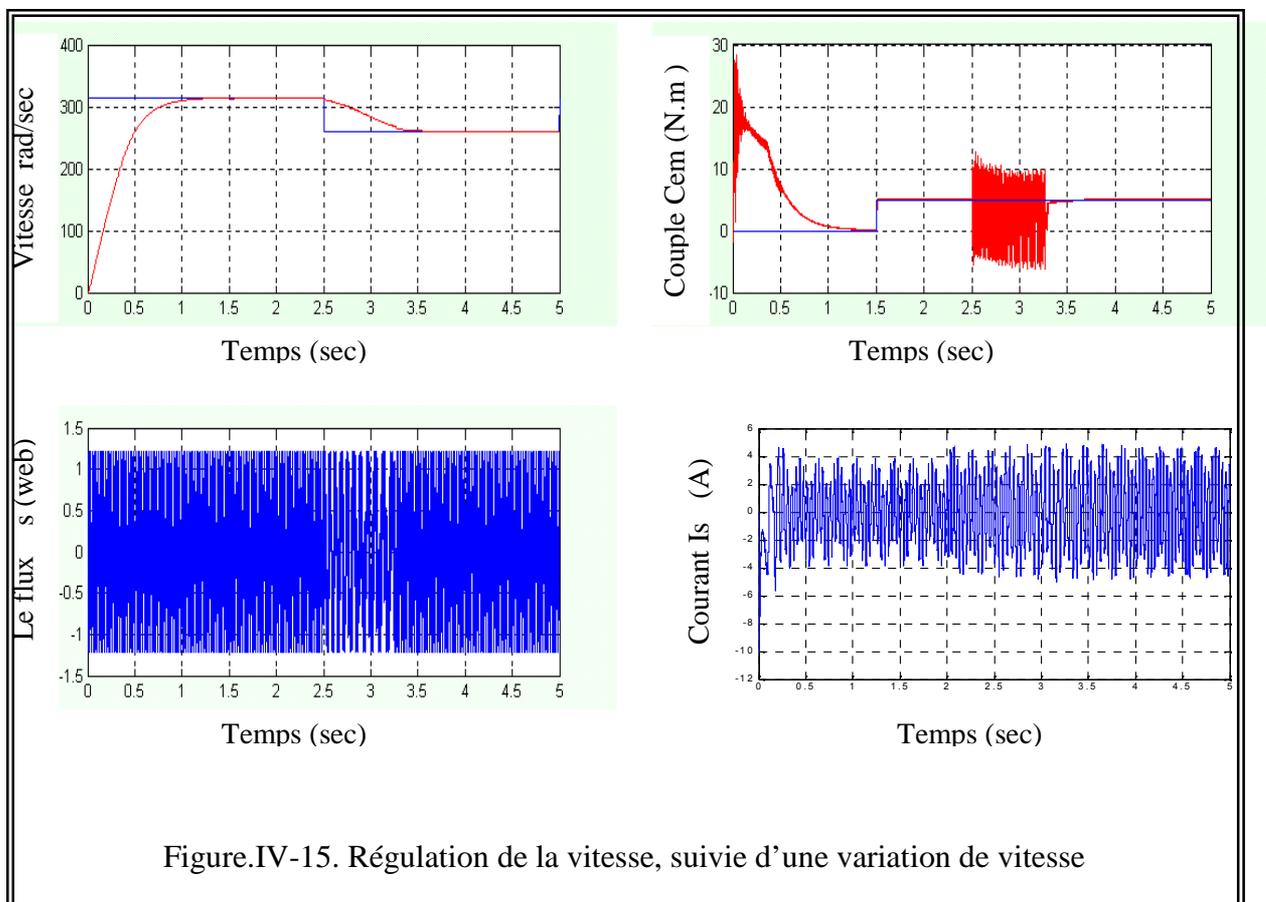
Pour bien juger cette commande, plusieurs tests sont effectués. (Variation de vitesse, variation de charge, variation de la résistance statorique de la machine).

1- Premier test : variation de vitesse :

La figure (IV.15) représente l'évolution des caractéristiques de la MADA, suivie d'une variation de vitesse à $t = 2.5$ sec de 314 rad/sec à 260 rad/sec.

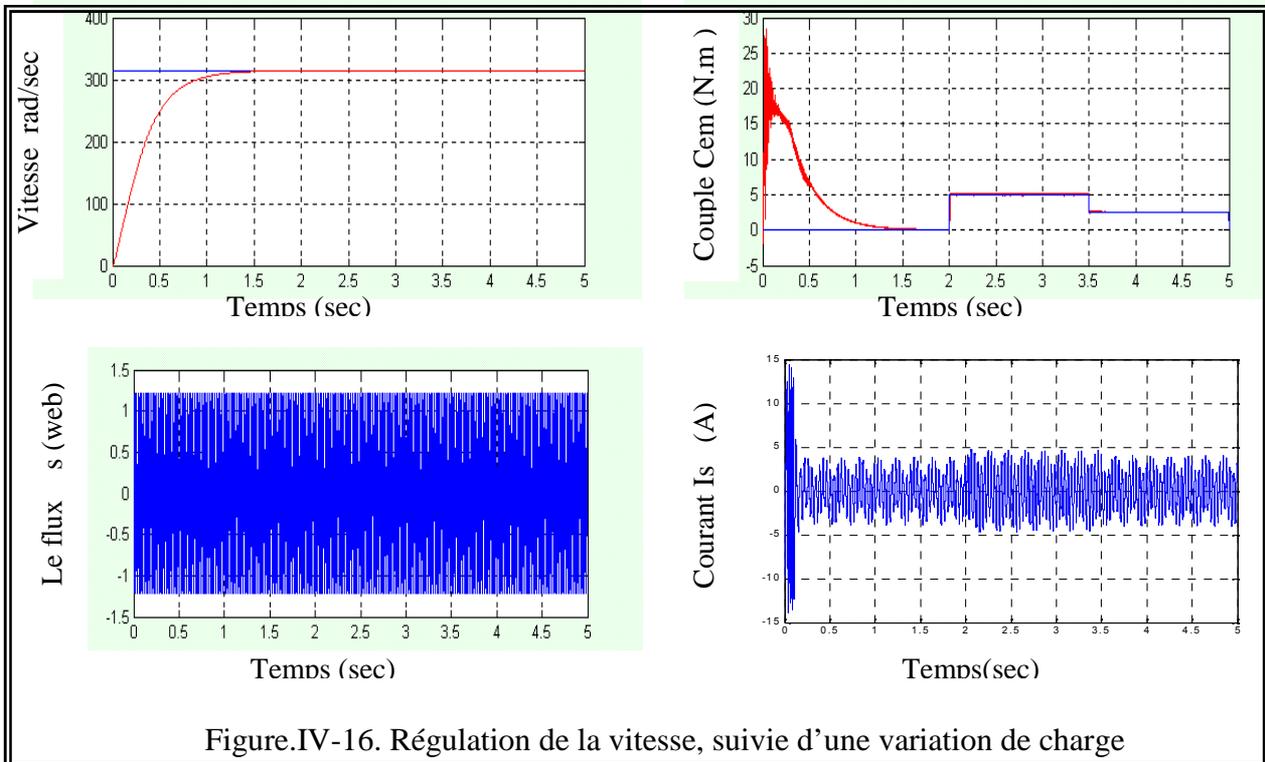
Les résultats de simulation obtenus montrent clairement que :

La vitesse suit parfaitement sa consigne et se stabilise au bout de 0.8sec. Cette variation présente une influence sur les courants, le flux et le couple. Le couple subit un pic lors du passage d'un mode à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence.



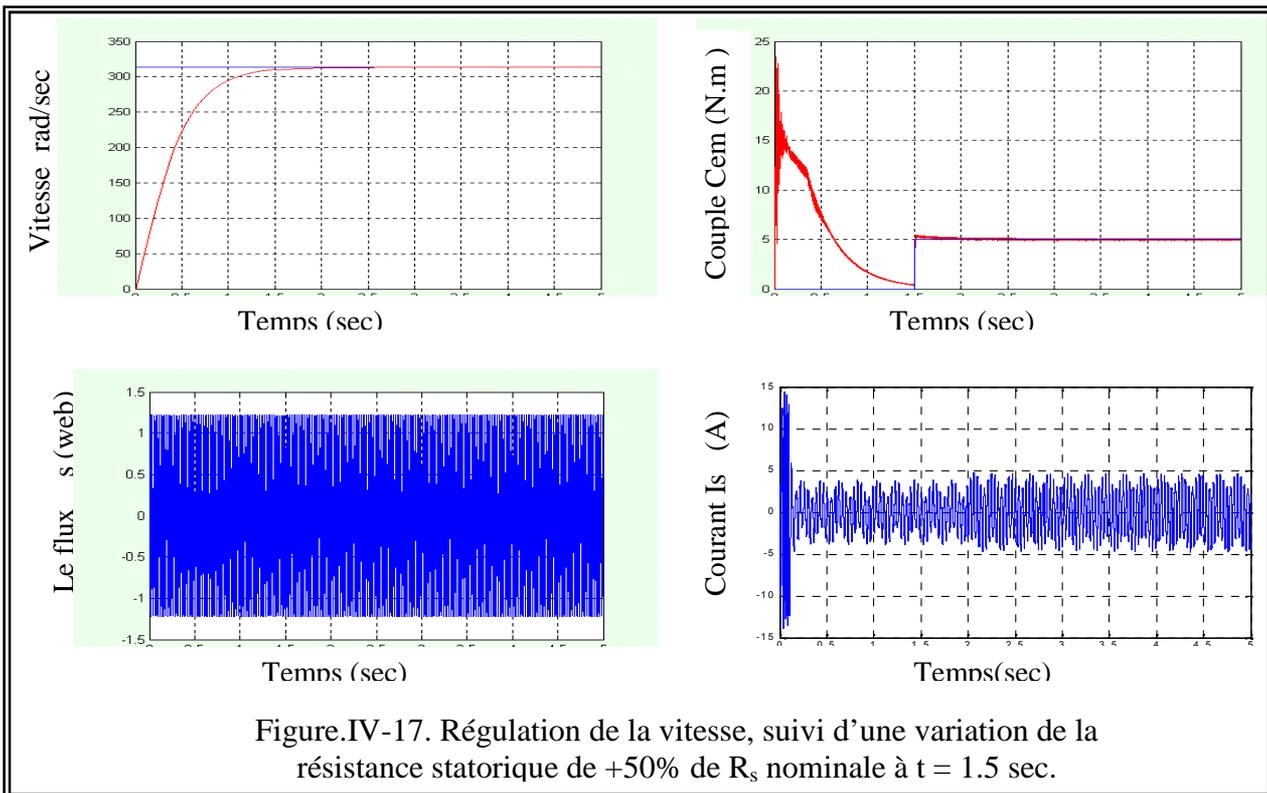
Deuxième test : variation de charge :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la charge ($C_r = 5\text{Nm}$ à 2.5 N.m) représentés par la figure IV.16 montrent que les grandeurs telles que le couple, la vitesse, le flux et le courant présentent une meilleure précision et une sensibilité moindre à la variation de la charge.



3- Troisième test : variation de la résistance statorique de + 50% de sa valeur nominale :

La vitesse de rotation étant fixée à 314 rad/sec et le couple résistant de 5N.m est appliqué à $t = 1\text{sec}$. D'après les résultats de simulation illustrés par la figure IV.17, on remarque qu'au moment de la variation de la résistance statorique de +50% de la résistance nominale ($t = 1.5\text{sec}$) dû à l'échauffement de la machine, une influence sur le couple , le courant et le flux apparait ; donc la commande de vitesse avec le correcteur PI est sensible à la variation de la résistance statorique.



IV.6.2.3. CONCLUSION :

Cette deuxième partie était consacrée à la commande par DTC de la MASDE. Des tests de robustesse de cette commande par variations de la vitesse, variation des paramètres de la machine et variation du couple résistant ont été présentés. Les résultats de simulation obtenus, montrent que le contrôle direct du couple avec un régulateur PI est considéré comme l'une des commandes robustes de la MASDE, où elle offre une meilleure dynamique et une bonne précision. Cependant, elle présente certaines oscillations au niveau du couple lors de la variation de la résistance statorique.

IV.7. ETUDE COMPARATIVE :

L'étude comparative concernant les deux machines, qui à part l'absence des contacts glissants et un rotor à cage qui sont des atouts pour la MASDE, montre que dans la commande vectorielle de la MADA, la réponse du système est meilleure que celle de la MASDE. Alors que à l'instant de l'application de la charge on remarque de faibles perturbations sur la MASDE par rapport à la MADA.

Concernant la commande par la DTC des deux machines, les résultats obtenus montrent que le fonctionnement de la MASDE est plus stable par rapport à la MADA, et où la réponse du couple électromagnétique ne présente pas de pulsations durant le fonctionnement de la machine, contrairement au fonctionnement de la MADA ; le couple présente des faibles oscillations.

Au cours de l'application de la charge, on constate également que cette opération est presque sans effet sur la MASDE par rapport à la MADA où le système accuse de petites déviations.

IV.8. CONCLUSION :

Dans ce dernier chapitre, on a présenté une étude sur la commande par le contrôle direct du couple 'DTC' de la machine asynchrone double alimentée 'MADA', et de la machine asynchrone double étoile 'MASDE' d'où les résultats de simulation sont présentés.

Une étude comparative entre la machine asynchrone à double alimentation 'MADA' et la machine asynchrone à double étoile 'MASDE' a été présentée.

Du côté construction la MADA est plus simple que la MASDE.

Pour l'application en générale la MADA est utilisée dans les applications de la vitesse variable tels que Textile, laminoirs...etc.

Alors que la MASDE est utilisée beaucoup plus dans les applications de puissances élevées comme les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins du ciment, ... etc.

Du point de vue cout, la MASDE est plus chère que la MADA et plus que le nombre de phases augmente plus son cout augmente également.

IV.9. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES:

- [1] B.Fornel. « Machines asynchrones ; commande par contrôle direct de couple ». Technique de l'ingénieur D3623, 2003.
- [2] H.Yantour, J.Saadi, A.Khoumsi. « Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC) ». 6eme conférence Francophone de Modélisation et Simulation- MOSIM'06- Rabat-Maroc.
- [3] R.Bojoi, F.Farna, G.Griva, F.Profumo and A. Tonkoni. « Direct torque control for dual three phase induction motor drives ». IEEE transactions on industry applications, vol.41, n°6, November/December 2005.
- [4] I. Takahashi and T. Noguchi. « A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor ». IEEE Trans. Ind. Electron., IE-22, Sept./Oct. 1986.
- [5] I. Takahashi, S.Asakawa. « Ultra-wide speed control of induction motor covered 10A6 range ». IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-25:227-232, 1987.
- [6] T.G. Habetler, D.M. Divan. « Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation », IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.
- [7] S. Sarray. « Étude et simulation d'une commande directe de couple pour l'entraînement électrique d'une machine asynchrone ». Thèse de maitrise en génie de la production automatisée M.ING doctorat Montréal / décembre 2000.
- [8] J. Bonal, G.Séguier. « Entraînements électriques à vitesse variable ». Volume 2, Lavoisier, 1998
- [9] T. Lameche. « Développement et Implémentation par Logique Floue d'une Commande DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Onduleur de Tension PWM ». Thèse de Magister, Université de Sétif, 2003.
- [10] J. Faiz, Mohammad Bagher, B. Charifian, A. Keyhani, and A. Bogda Poca « Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle ». IEEE , transactions on energy conversion. Vol. 18, n°.1, March.2003.
- [11] A. Derbane. « Contrôle Direct du Couple de la Machine Asynchrone à Aimants Permanents Basé Sur la Logique Floue ou les Réseaux de Neurones ». Thèse Magister, L'EMP, 2002.
- [12] Y.A.Chapuis. « Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique ». Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [13] M.F.Rahman, L. Zhong , and M.E.Haque. « Voltage switching Tables for DTC controlled Interior Permanent Magnet Motor ». Journal of electrical and electronics engineering, special Issue on power Engineering, Vol.20.No.1.pp.1-7, Australia, 2000.

- [14] M.Kadjoudj, C.Ghennai, C. Bouchareb, and N.Golea. « Variable band hysteresis controller for direct torque control of PMSM Drive ». In proceeding of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.
- [15] A. Elbacha, M. T. Lamchich, M. Cherkaoui and Y.Zidani. « Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone, système de régulation de vitesse avec anti-emballement ».Physical and Chiminal News (PCN). Morocco.October 2005.
- [16] K. Merouani, A. Kheloui. « Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par PC ». Conférence Internationale ICEE' 2000.
- [17] R. Zaimenddine. « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par des onduleurs multi-niveaux ». Thèse de Doctorat, Ecole nationale polytechnique.2007.

CONCLUSION

GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse expose la synthèse d'une commande vectorielle directe et indirecte des machines asynchrone à double Alimentation 'MADA' et asynchrone double étoile 'MASDE' basée sur l'orientation du flux, ainsi que l'application de la commande du contrôle direct du couple 'DTC'.

La modélisation de la MADA et sa commande vectoriellement ont été présentées. Dans cette approche nous avons appliqué les deux méthodes directe et indirecte. Les résultats obtenus montrent que la régulation par la méthode directe présente des performances meilleures que celles présentées par la méthode indirecte en termes de temps de réponse et de rejet de perturbation. Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine où le découplage est affecté.

Nous avons également modélisé et simulé la MASDE en association à deux onduleurs de tension commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI.

Nous nous sommes intéressés également à la commande vectorielle directe et indirecte de cette machine utilisant un réglage classique (régulateur PI) où les résultats obtenus montrent, comme dans le cas de la MADA, que la commande par la méthode directe présente des performances meilleures que celles présentées par la méthode indirecte. L'inconvénient majeur de la régulation par ces méthodes reste la sensibilité du régulateur PI aux variations paramétriques de la machine où le découplage est affecté. Donc cette commande ne contrôle pas de manière satisfaisante le fonctionnement de la MASDE lors des variations paramétriques de la machine.

Dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, la technique de la commande directe du couple a été appliquée pour les deux types de machines. Les résultats de simulation de la MADA obtenus dépassent largement celles obtenus par la commande vectorielle ; ces résultats nous ont permis de juger la qualité de la commande qui est caractérisée par l'absence de dépassement de consigne et par des faibles oscillations transitoires et des courts temps de réponse. Elle présente également une robustesse contre les variations paramétriques comme la résistance statorique. Ces performances sont réalisées avec une structure simple sans capteur mécanique de position.

Dans le cas de la commande par DTC de la MASDE, des tests de robustesse par variation de vitesse, variation des paramètres de la machine et variation du couple résistant ont été effectués. Les résultats de simulation montrent que celle-ci offre une meilleure dynamique et une bonne précision. Cependant, elle présente certaines oscillations au niveau du couple lors de la variation de la résistance statorique.

L'étude comparative des deux machines (MADA et MASDE) a montré que le fonctionnement de la MASDE est plus stable et plus précis.

Cependant du point de vue coût, la MASDE est restée plus chère.

Comme perspectives, on propose :

- de tester, sur un banc expérimental, la validité des algorithmes proposés dans ce travail ;
- d'utiliser des onduleurs multi niveaux pour augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés ;
- d'alimenter les machines par des convertisseurs matriciels ;
- d'introduire le calcul des correcteurs par l'approche H_{∞} ;
- d'appliquer d'autres techniques de commande, telles que : la commande adaptative, les algorithmes génétiques, les réseaux de neurones, linéarisation par le retour d'état etc.
- d'étudier les machines en régimes dégradé.

ANNEXES

- A.1. Paramètres de la machine asynchrone à double alimentation 'MADA'.
- A.2. Paramètres de la machine asynchrone à double étoile 'MASDE'.
- A.3. Description de l'onduleur triphasé.

ANNEXE 1

1. PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION 'MADA'

➤ Tension statorique nominale	$V_s=220V$
➤ Tension rotorique nominale	$V_r=12V$
➤ Nombre de paires de pôles	$p=2$
➤ Résistance statorique	$R_s=10 \Omega$
➤ Résistance rotorique	$R_r=6.3\Omega$
➤ Inductance statorique	$L_s=0,4642H$
➤ Inductance rotorique	$L_r=0,4612 H$
➤ Inductance mutuelle	$M=0,42.12H$
➤ Moment d'inertie	$J=0,02kg. m^2$
➤ Coefficient de frottement	$f=0$
➤ Fréquence nominale	$f=50Hz$
➤ La vitesse nominale	$N=1500tr/min$

ANNEXE 2

2. PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ETOILE 'MASDE'

➤ Puissance nominale	$P_n=4,5\text{kW}$
➤ Tension nominale	$V_n=220\text{V}$
➤ Courant nominale	$I_n=6,5\text{A}$
➤ Nombre de paires de pôles	$p=1$
➤ Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1}=3,72\Omega$
➤ Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2}=3,72\Omega$
➤ Résistance rotorique	$R_r=2,12\Omega$
➤ Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1}=0,022\text{H}$
➤ Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2}=0,022\text{H}$
➤ Inductance rotorique	$L_r=0,006\text{H}$
➤ Inductance mutuelle	$L_m=0,3672\text{H}$
➤ Moment d'inertie	$J=0,662\text{kg. m}^2$
➤ Coefficient de frottement	$f_r=0,001\text{Nms/rd}$
➤ Fréquence nominale	$f=50\text{Hz}$
➤ La vitesse nominale	$N=3000\text{tr/min}$

ANNEXE 3

3.1. Description de l'onduleur triphasé :

La Fig.(3.1) montre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension classique alimentant une charge triphasée supposée équilibrée, connectée en étoile et sans retour de neutre. La commande de chaque demi-pont est décalée par rapport à celle du demi-pont qui suit en conduction par un tiers de période.

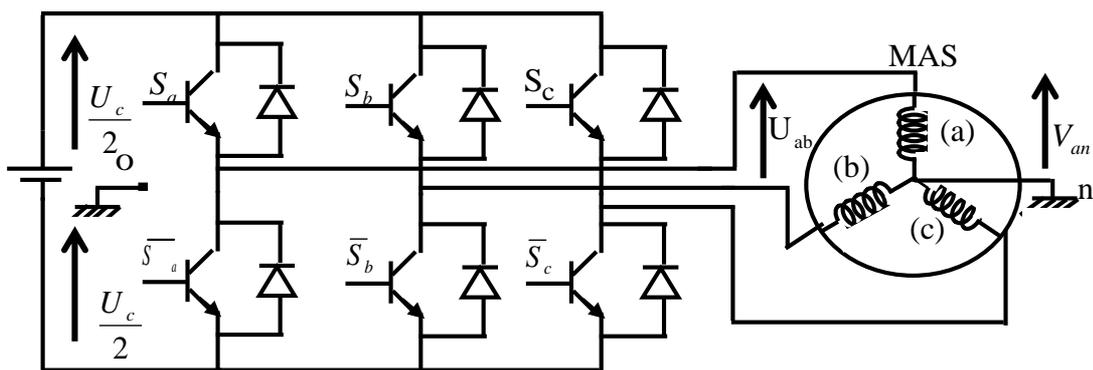


Fig.(3.1) Onduleur triphasé en pont et sa charge.

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

Telles que:

$S_i=1$: interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

$S_i=0$: interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

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

$$\begin{cases} V_{an} = V_{n1} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = V_{n2} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = V_{n3} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (3.1)$$

avec :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (3.2)$$

Ce qui nous permettons d'écrire :

$$\begin{cases} V_a = V_{n1} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_b = V_{n2} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_c = V_{n3} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (3.3)$$

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

$$V_{co} = \begin{cases} \frac{U_c}{2} & \text{si } S_3 \text{ est fermé} \\ -\frac{U_c}{2} & \text{si } \bar{S}_3 \text{ est fermé} \end{cases} \quad V_{bo} = \begin{cases} \frac{U_c}{2} & \text{si } S_2 \text{ est fermé} \\ -\frac{U_c}{2} & \text{si } \bar{S}_2 \text{ est fermé} \end{cases} \quad V_{ao} = \begin{cases} \frac{U_c}{2} & \text{si } S_1 \text{ est fermé} \\ -\frac{U_c}{2} & \text{si } \bar{S}_1 \text{ est fermé} \end{cases}$$

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

$$V_{io} = S_i U_c - \frac{U_c}{2} \quad (3.4)$$

Soit en utilisant la forme vectorielle des tensions on a :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{ao} + aV_{bo} + a^2V_{co}) \quad (3.5)$$

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

On voit que :

$$V_{so} = V_a + V_b + V_c ; \quad V_s = V_{so}$$

Avec :

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

V_s : C'est le vecteur tension par rapport au neutre de la machine.

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

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}U_c (S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (3.6)$$

Et:

$$V_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_c e^{j(k-1)\pi} & \text{pour } K = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{pour } K = 0 \text{ et } 7 \end{cases} \quad (3.7)$$

Dans le cas où la charge est un moteur asynchrone symétrique les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (3.8)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_c \\ V_{bn} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_c \\ V_{cn} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_c \end{cases} \quad (3.9)$$

La représentation vectorielle de cette équation peut être exprimée par :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (3.10)$$

- إن الآلة ثلاثية الطور الغير متزامنة ذات التغذية عن طريق موج لتوتر الكهربائي هي نظام ذو عدة محاسن. بين هذه التشكيلة للآلة و موج التوتر تبقى محدودة الاستعمال و الاستطاعة. و لضمان محرك كهربائي للاستطاعات الكبيرة هناك حل يعتمد على المحركات متعددة الأطوار ذات تغذية عن طريق موج للتوتر. في هذه المذكرة نستعرض حلول جديدة للسرعة المتغيرة و الاستطاعات الكبيرة منها الماكنة ذات ازدواجية التغذية و الآلة الغير متزامنة ثنائية النجمة. كما نقدم في هذه المذكرة دراسة عن التحكم بتوجيه التدفق و التحكم المباشر للعزم. التحكم المباشر للعزم يقدم ايجابيات اكثر بالمقارنة مع التحكم بتوجيه التدفق. هذه التقنية تسمح بحساب مقادير التحكم اللذان يمثلان تدفق الساكن و العزم الكهرومغناطيسي ابتداء من قياس لتيارات الساكن بدون استعمال جهاز رصد ميكانيكي. النتائج المتحصل عليها بتطبيق التحكم المباشر للعزم على الآلتين تظهر القدرات الديناميكية العالية بدون جهاز رصد ميكانيكي. كلمات مفتاحيه- لة لا تزامنية مضاعفة التغذية, الآلة لا تزامنية ثنائية النجمة, التحكم بتوجيه التدفق, التحكم المباشر للعزم , موج لتوتر كهربائي متعدد المستويات.

Résumé - La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation. Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, il existe une solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. Des nouvelles solutions pour la vitesse variable et les grandes puissances sont proposées dans ce mémoire. Elles nécessitent une machine à double alimentation MADA et la machine à double étoile MASDE.

Cette thèse présente une étude de la commande vectorielle par orientation du flux et la commande directe du couple des deux types de machines : Machine Asynchrone à Double Alimentation 'MADA' et Machine Asynchrone à Double Etoile 'MASDE'.

Le contrôle direct du couple, cette structure 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 sans l'utilisation des capteurs mécaniques.

Des simulations sont effectuées pour valider chaque commande. Les résultats obtenus de la commande par DTC des deux machines se traduisent par de meilleures performances dynamiques du couple et du flux sans le recours à un capteur mécanique.

Mots clés : Machine asynchrone à double alimentation, Machine asynchrone à double étoile, Commande par orientation du flux, Contrôle direct du couple, Commande sans capteurs, Onduleurs multiniveaux.

Abstract- The Induction machine fed by a three phase inverter is a system of training possessing numerous advantages. This group converter-machine remains however restricted to the lower limit of the range of the strong powers (until some MW), because of the electric constraints undergone by semiconductors and of their weak frequency of switching. To assure an electric motorization for applications of strong power, it exists a solution consists in applying the segmentation at the level of the group converter-machine, by using multiphase machines fed by an inverter having so many arms as phases. New solutions for the variable speed and major powers are proposed in this report. They require a double feed induction machine and a double star induction machine.

This thesis presents a study of the field oriented control and a direct torque control of both types of machines: Double feed Induction Machine and Double Star Induction Machine.

The direct torque control, this structure 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 without the use of the mechanical sensors.

Simulation results are carried out to validate the proposed control. The results obtained with DTC structure of the two machines show superior performances over the FOC without need to any mechanical sensor.

Key- Word- Double feed Induction Machine, Double Star Induction Machine, Field Oriented Control (FOC), Direct Torque Control (DTC) , Sensorless Vector Control, Multi-Level Inverter.