

REPUBLIQUE ALGERRIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA FACULTE
DES HYDROCARBURES ET DE LA CHIMIE



Département : *Automatisation des Procédés Industriels et Electrification*

LABORATOIRE DE RECHERCHE SUR L'ELECTRIFICATION
DES ENTREPRISES INDUSTRIELLES
(LREEI)

MEMOIRE

PRESENTE PAR :

Mr. RACHID AZAIZIA

EN VUE DE L'OBTENTION DU TITRE DE
MAGISTER EN GENIE ELECTRIQUE
OPTION : *Equipements Electriques Industriels*

THEME

**ETUDE ET COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE
ALIMENTATION ALIMENTEE PAR UN CONVERTISSEUR MULTINIVEAUX**

Membres du Jury :

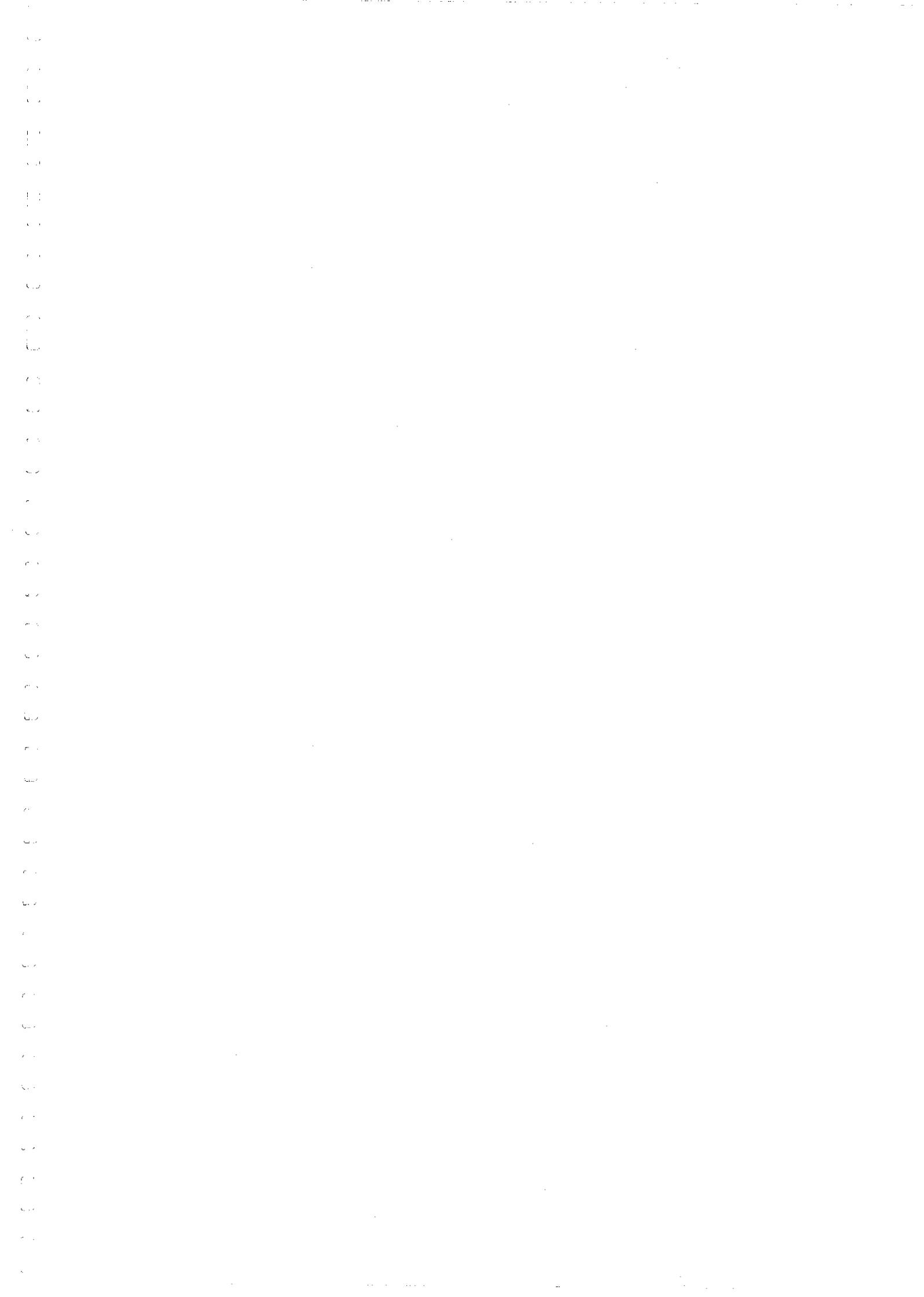
KHELASSI	Abdelmadjid	Maître de Conférences	UMBB	Président
BERKOUK	El Madjid	Professeur	ENP	Rapporteur
HABI	Idir	Maître de Conférences	UMBB	Examineur
OUAHDI	Driss	Maître de Conférences	UMBB	Examineur
FEKHAR	Hassane	Charge de Cours	UMBB	Examineur
ZERROUG	Abdelkrim	Charge de Cours	UMBB	Invité

BOUMERDES 2008

Dédicace

A toute ma famille, pour son soutien moral,

Je dédie ce modeste travail...



Remerciements

Je tiens à exprimer ici ma sincère et profonde gratitude à Mr Berkouk, Professeur à l'ENP et directeur du mémoire pour ses qualités scientifiques et humaines qui ont été pour moi une vraie source de motivation.

J'adresse mes sincères remerciements à Mr Zarroug, Chargé de cours à l'UMBB, pour son aide précieuse et fraternelle.

Mes remerciements vont également à :

Mr Khelassi, Maître de conférences à l'UMBB, pour avoir accepté de présider le jury.

Mr Habi, Maître de conférences à l'UMBB,

Mr OUAHDI, Maître de Conférences,

Mr FEKHAR, Chargé de cours à l'UMBB,

Pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'examiner et de juger ce travail.

ملخص:

تهدف هذه المذكرة إلى دراسة محرك لا تزامني ثلاثي الطور، ذو عضو دوار ملفوف، و آلي التحكم الشعاعي غير المباشر له حيث تتم تغذية العضو الدوار بواسطة موج ذي ثلاث مستويات . من أجل هذا، عرضنا أولاً لما قد خص به هذا المحرك من قبل باحثين في هذا المضمار، ثم إنتقلنا بعد ذلك إلى إعطاء نموذج رياضي للمحرك. اتبعناه بمحاكاة، وبما أن تغذية المحرك تتم عبر موج ذي ثلاث مستويات، فقد قمنا كذلك بإعطاء نموذج الرياضي و طرق التحكم فيه. أما فيما يتعلق بالتفكيك بين التدفق والعزم ، فقد استعملنا التحكم الشعاعي الذي يوجه فيه التدفق وفق العضو الدوار. و بينت نتائج المحاكاة أن الفصل بين التدفق و العزم قد تم فعلاً. كما تعرضنا لمشكلة عدم إستقرار التوتر بين الخاصين بمدخل المموج عند تغذيته بمقوم ذي ثلاثة مستويات ، و لهذا الغرض إقترحنا معدلات للتحكم الخطي والتي اعطت نتائج جيدة، يخص التحكم في القيمة المتوسطة لتوتري مدخل المموج.

كلمات مفتاحية: محرك لا تزامني ، مقوم ، موج ، ثلاث مستويات ، التحكم الشعاعي.

Résumé :

Ce mémoire porte sur l'étude et la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) ; alimentée au rotor par un onduleur triphasé à trois niveaux.

Pour ce faire, nous avons d'abord dressé un état de l'art de la machine étudiée, puis nous avons présenté son modèle mathématique que nous avons simulé en utilisant MATLAB. L'alimentation de la MADA est assurée par un onduleur triphasé à trois niveaux pour lequel nous avons donné son modèle de connaissance ainsi que sa stratégie de commande. Le problème de découplage entre le flux et le couple a été également étudié. Les résultats de simulation montrent que l'objectif assigné a été atteint.

L'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur montre que les tensions U_{c1} et U_{c2} suivent bien la référence U_{cref} .

Mots Clé : MADA, Onduleur triphasé à trois niveaux, commande vectorielle, asservissement, bus continu, U_{c1} et U_{c2} .

Abstract :

In this work, a study of a vector control of a doubly fed induction machine (DFIM), by a three phase-three level converter connected to a rotor has been undertaken.

For this purpose, a state of the art of the studied machine has been carried out. A mathematical model of the machine is then presented using MATLAB.

The DFIM which is fed by a three phase-three level PWM converter has been modeled and its control approach has been given.

Also, the problem of decoupling between the flux and the torque has been treated. The simulation results show that the assigned objective has been reached.

Furthermore, the feed back input inverter voltage control shows that the input voltage U_{c1} and U_{c2} of the converter follow the reference voltage U_{cref} .

Keywords: DFIM, three phase-three level converter, vector control, feed back, DC bus.

Sommaire

SOMMAIRE

Notations	1
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Etat de l'art	
Introduction.....	5
I Etat de l'art.....	5
I.1.Présentation de quelques études faites dans le domaine de la MADA.....	5
I.2.Stabilité et modélisation de la MADA.....	6
I.3 .Formes d'onde des signaux d'une MADA.....	7
I.4.Stratégies de commande.....	8
Conclusion.....	12
Chapitre II : Modélisation de la MADA	
Introduction.....	15
II.1.Modélisation de la MADA.....	15
II.2. Equations Electriques de la machine.....	16
II.3. Equations magnétiques.....	16
II.4.Equation mécanique de la machine.....	17
II.5.Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan (dq).....	18
II.5.1 La Transformation de Park.....	18
II.5.2 Relations entre les flux et les courants.....	19
II.6.Choix du référentiel dq.....	20
II.6.1.Référentiel lié au stator.....	20
II.6.2.Référentiel lié au rotor.....	20
II.6.3.Référentiel lié au champ tournant.....	20
II.6 .4.Mise sous forme d'équations d'état.....	21
II.6.5.Simulation et interprétation des résultats.....	22
• Régime à vide.....	22
• Régime en charge.....	24
Conclusion.....	27

Chapitre III : Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure N.P.C

Introduction.....	28
III.1. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure N.P.C.....	29
III.1.1. Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux N.P.C.....	29
III.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	30
III.1.3. Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	31
III.1.4. Cellule de commutation multi-tripôle.....	32
III.2. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux.....	32
III.2.1. Commandabilité des convertisseurs statiques.....	32
III.2.2. Commande complémentaire des onduleurs à trois niveaux.....	33
III.2.3. Fonction de connexion des interrupteurs.....	33
III.2.4. Fonction de connexion des demi-bras.....	34
III.2.5. Fonctions de conversion.....	34
III.2.6. Expression des courants d'entrée i_{d1} , i_{d2}	36
III.3. Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	37
III.3.1. Commande par hystérésis en courant.....	37
III.3.2. Principe de la commande.....	38
III.3.3. Algorithme de commande.....	38
III.3.4. La stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires triangulaires.....	38
III.3.4.1. Principe de la commande.....	38
III.3.4.2. Algorithme de la commande.....	39
III.5. Conduite de la MADA alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandée par la stratégie triangulo-sinusoïdale.....	42
Conclusion.....	44

Chapitre IV : Commande vectorielle de la MADA

Introduction.....	45
IV.1 .Principe du contrôle vectoriel à flux orienté.....	47
IV.2 .Méthodes d'orientation du flux.....	47
IV.3. Commande vectorielle de la MADA.....	48
IV.3.1. Modèle de la machine dans le repère de Park.....	49
IV.3.2. Puissances active et réactive rotoriques.....	49
IV.3.3. Structure d'une alimentation en tension par orientation du flux.....	51
IV.3.4. Structure du bloc de découplage.....	52
IV.3.5 .Calcul des paramètres des régulateurs.....	53

IV-4.simulation et interprétation	53
IV.5.Commande vectorielle de la MADA alimentée par deux convertisseurs.....	56
IV.5.1.Structure d'une double alimentation en tension par orientation du flux.....	58
IV.5.2.Calcul des paramètres des régulateurs de courants.....	58
IV-5.4 Simulation.....	60
Conclusion.....	63
	64

**Chapitre V : Cascade Redresseur N.P.C à trois niveaux à M. L. I- Onduleur N.P.C
à trois niveaux**

Introduction.....	67
V.1. Redresseur triphasé à trois niveaux	67
V.1.1. Modélisation du redresseur.....	67
V.1.2.Structure générale d'un redresseur de courant triphasé à MLI.....	67
V.1.3 .Modèle de connaissance.....	67
V.1.4.Commande par hystérésis en courant appliquée au redresseur.....	68
V .1.5. Commandabilité du redresseur.....	69
V.1.6.Commande par hystérésis en courant.....	70
V.2. Cascade redresseur N.P.C à trois niveaux- Onduleur N.P.C à trois niveaux.....	70
V.2.1. Structure de la cascade.....	73
V.2.1.Modélisation du filtre intermédiaire de la cascade.....	73
V.2.2 .Commande de la MADA alimentée par deux convertisseurs	73
V.2.3 Simulation	75
V.3.Asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux	76
V.3.1.Modélisation du redresseur à M.L.I à trois niveaux en vue de sa commande.....	76
V.3.2.Modélisation de la boucle de courant	77
V.4 .Réglage linéaire.....	77
V.4.1.Dimensionnement des régulateurs de courant.....	78
V.4.2. Dimensionnement du régulateur de tension.....	78
V.4.3.simulation	78
Conclusion.....	79
Conclusion Générale.....	80

Annexes

Bibliographie

NOTATIONS

MADA	Machine Asynchrone Double Alimentation.
NPC	Point Neutre clamping.(Neutral Point Clamping)
F.O.C	Commande à Flux Orienté.
s,r	Indices correspondant respectivement aux enroulements statoriques .et rotoriques .
A_r,B_r,C_r,	Phases rotoriques
d,q	Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant .
θ	Angle entre l'axe de la phase du premier enroulement statorique et l'axe du rotor.
θ_s	Angle entre l'axe de la première phase de l'enroulement statorique et l'axe d .
θ_r	Angle entre l'axe de la première phase du rotor et l'axe d .
g	Le glissement.
V_{abc,s}	Tensions des trois phases de l'enroulement statorique.
i_{abc,s}	Courants des trois phases de l'enroulement statorique.
i_{ABC,r}	Courants des trois phases de rotoriques.
L_s,L_r	Inductances de fuite respectivement de l'enroulement statorique et du rotor.
M_s,M_r	Inductances de fuite mutuelle
C_{em}	Couple électromagnétique.
f_r	Coefficient de frottement.
C_r	Couple résistant.
J	Moment d'inertie.
P	Nombres de paires de pôles.
V_{dq,s}	Tensions de l'enroulement statorique dans le système d'axes d,q .
i_{dq,s}	Courants de l'enroulement statorique dans le système d'axes d,q .
i_{dq,r}	Courants rotorique dans le système d'axes d,q .
φ_{dq,s}	Flux de l'enroulement statorique dans le système d'axes d,q .
φ_{dq,r}	Flux rotorique dans le système d'axes d, q .
φ_r	Flux rotorique résultant.
P(θ_s)	Matrice de PARK correspondant à l'enroulement statorique.
P(θ_r)	Matrice de PARK correspondant à l'enroulement rotorique.
M	Point milieu fictif de l'onduleur trois niveaux.
V_{KM}	Différence de potentiel entre le bras K et le point fictif M de 'onduleur

P_r	Puissance active rotorique.
Q_r	Puissance réactive rotorique.
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
f_p	Fréquence de la porteuse.
f	Fréquence.
U_{pm}	Tension maximale de la porteuse.
$V_{ref1,2,3}$	Tensions de référence.
$i_{ref1,2,3}$	Courants de référence.
V_e	Valeur efficace de la tension du réseau.
S	Opérateur de Laplace.
Ω_{rn}	Vitesse nominale de la machine.
U_C	Tensions d'entrée d'un niveau de l'onduleur.
K_p, K_i	Constantes du régulateur PI (Proportionnelle –intégrale).
K	Numéro du bras de l'onduleur ($K=1,2,3$).
U_{C1}, U_{C2}	Tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux.
$id_{1ond}, id_{2ond}, id_{0ond}$	Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux.
C_1, C_2	Capacité du filtre intermédiaire de l'onduleur à trois niveaux.
$id_{1red}, id_{2red}, id_{3red}$	Courants redressés.
$V_{res1,2,3}$	Tensions des trois phases du réseau.
$i_{res1,2,3}$	Courants des trois phases du réseau.
P_{res}	Puissance du réseau.
P_{Jr}	Pertes joules rotoriques.
$\cos \varphi$	Facteur de puissance.
V_A, V_B, V_C	Tensions d'entrée du redresseur.
I_e	La valeur efficace du courant de référence.
ω_r, ω_s	Pulsations électriques respectivement du rotor et du stator.
R	Résistance du réseau.
L	Inductance du réseau.
Δ_i	Bande d'hystérésis en courant.
σ	Coefficient de dispersion magnétique.

Introduction générale

Introduction générale

Le secteur industriel fait largement appel aux entraînements électriques à vitesse variable. Ces entraînements exigent de plus en plus de hautes performances, une fiabilité accrue et un coût réduit.

Les machines à courant continu, caractérisées par une grande souplesse de fonctionnement et ne nécessitant qu'un équipement électronique de faible importance, répondent en partie à ces exigences. Cependant, la présence du système balais- collecteur les pénalise. Elles ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute l'entretien que nécessite le collecteur.

Ces contraintes ont donc orienté la recherche dans le domaine de la vitesse variable vers les machines à courant alternatif, et plus particulièrement vers les machines asynchrones. Celles-ci ont en effet de nombreux avantages:

- Elles sont de construction relativement simple, supportent les surcharges, n'exigent pas d'entretien permanent et leur prix à l'achat est acceptable.
- L'absence du collecteur leur confère une grande fiabilité et une vitesse de rotation plus élevée.

Néanmoins, l'inconvénient de cette catégorie de machines réside dans la complexité de leur fonctionnement, car elles se comportent comme des systèmes multi variables, non linéaires et fortement couplés, d'où la difficulté de leur commande.

Grâce aux progrès réalisés dans les domaines des semi-conducteurs, notamment l'apparition de nouveaux composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture, tels que les GTO (Gate Turn Off) et les IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), de l'informatique et le développement du contrôle vectoriel, les problèmes inhérents aux commandes de ces machines ont été résolus, rendant ainsi les machines à courant continu de moins en moins utilisées.

Dans la gamme des machines à courant alternatif, la variation de la vitesse peut s'obtenir en utilisant soit la machine asynchrone à cage, soit celle à rotor bobiné

La machine à cage, lorsqu'elle est directement connectée au réseau, sa vitesse de rotation reste pratiquement constante et proche de la vitesse de synchronisme [37] Cette restriction entraîne une efficacité réduite dans les domaines exigeant une vitesse variable.

Une solution rendant possible la variation de la vitesse de cette machine consiste à insérer un convertisseur à M.L.I entre la machine et le réseau. Le dispositif ainsi obtenu peut alors fonctionner à vitesse variable, car quelle que soit la vitesse de rotation de la machine, la tension est redressée et un onduleur connecté côté réseau est chargé d'assurer la cohérence entre la fréquence du réseau et celle délivrée par le dispositif. Cependant, le convertisseur utilisé doit être dimensionné pour faire transiter la totalité de la puissance nominale (la machine étant supposée fonctionner en génératrice). Conséquence: ce convertisseur serait coûteux, encombrant et il pourra être source de pollution harmonique.

Pour le cas de la machine à rotor bobiné, employée également comme génératrice, la puissance de glissement (gP_t) qui sera injectée au réseau, ne représente qu'une faible fraction de la puissance nominale, et de ce fait le convertisseur à M.L.I utilisé dans ce cas sera de taille réduite et d'un faible coût.

Par ailleurs, la puissance (gP_t) qui, dans le cas de la machine à cage, sera perdue sous forme de chaleur par effet Joule, est récupérée dans le cas de la MADA et renvoyée au réseau, cela a pour effet d'améliorer le rendement du système.

Partant de ce constat, on a choisi de traiter le thème suivant:

« Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux ».

Ce mémoire comporte cinq chapitres:

- Le premier chapitre, baptisé ETAT DE L'ART sur la MADA recense quelques articles ayant retenu notre attention et qui sont en rapport direct avec notre sujet.
- Le deuxième chapitre présente une modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné en vue d'une commande vectorielle.
- Le chapitre trois relatif à l'onduleur triphasé à structure N.P.C, destiné à alimenter la MADA, est subdivisé en deux parties:
 - la première développe le modèle de connaissance de l'onduleur triphasé;
 - la deuxième étudie la stratégie de commande à M.L.I Triangulo-Sinusoidale. Les performances de cette stratégie sont analysées en se basant sur l'indice de modulation et le facteur de réglage.
- Le chapitre quatre a pour but l'étude de la commande vectorielle de la MADA. On y analyse le problème de découplage entre le flux et le couple par la méthode indirecte, en passant par deux phases:
 - La première consiste à étudier une commande vectorielle par orientation du flux rotorique. le stator de la machine est connecté directement au réseau, tandis que le rotor est alimenté par un convertisseur.
 - La deuxième, vise à étudier une commande vectorielle par orientation du flux rotorique où le stator est relié à un convertisseur parfait, tandis que le rotor est relié à un onduleur réel.
- Le cinquième chapitre développe l'étude de la cascade constituée de:
Redresseur triphasé à trois niveaux –onduleur triphasé à trois niveaux-MADA.
Ainsi, l'on présente dans un premier temps la structure du redresseur de courant à M.L.I, le modèle du filtre intermédiaire, puis la cascade où l'on examine le problème de l'asservissement des tensions U_{c1} et U_{c2} de l'entrée de l'onduleur.

On termine ce mémoire par une conclusion générale et quelques perspectives.

Chapitre I

Etat de l'art sur la MADA

Etat de l'art

Résumé :

Ce chapitre dresse un état de l'art sur la MADA .Il permet ainsi de mettre en évidence l'évolution qu'a connue cette machine aussi bien dans sa morphologie que dans sa commande rendue facile depuis que des progrès tangibles ont été réalisés dans divers domaines tels que : les matériaux d'électrotechnique, l'informatique et la commande vectorielle.

Etat de l'art

Etat de l'art	3
Introduction.....	5
I Etat de l'art.....	5
I.1.Présentation de quelques études faites dans le domaine de la MADA.....	5
I.2.Stabilité et modélisation de la MADA.....	6
I.3 .Formes d'onde des signaux d'une MADA.....	7
I.4.Stratégies de commande.....	8
Conclusion.....	12

Introduction

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) a fait l'objet de vastes recherches dans les laboratoires d'électrotechnique, et dans le but d'apporter un éclairage permettant au lecteur de mieux connaître les étapes franchies qui ont marqué son évolution et les domaines où elle est utilisée, on a fait une sorte de recensement de certains articles sur la MADA, articles qui sont en rapport direct avec le sujet traité.

A cet effet, la bibliographie relative à l'état de l'art sur la MADA sera structurée de la manière suivante:

- Evolution qu'a connue la machine dans son architecture;
- Articles traitant de sa modélisation et sa simulation;
- Etudes sur la forme des signaux, ainsi que celles relatives à la stratégie de commande;
- Conclusion sur l'état de l'art sur la MADA.

I Etat de l'art:

I.1.Présentation de quelques études faites dans le domaine de la MADA :

On trouve dans [25] un recensement de certains articles parus sur la MADA, classés suivant leur architecture. Dans chacune de ces classes, les auteurs rappellent les équations fondamentales et les principales applications. On y distingue les classes suivantes :

a-MADA simple (Single Doubly Fed induction Machine)

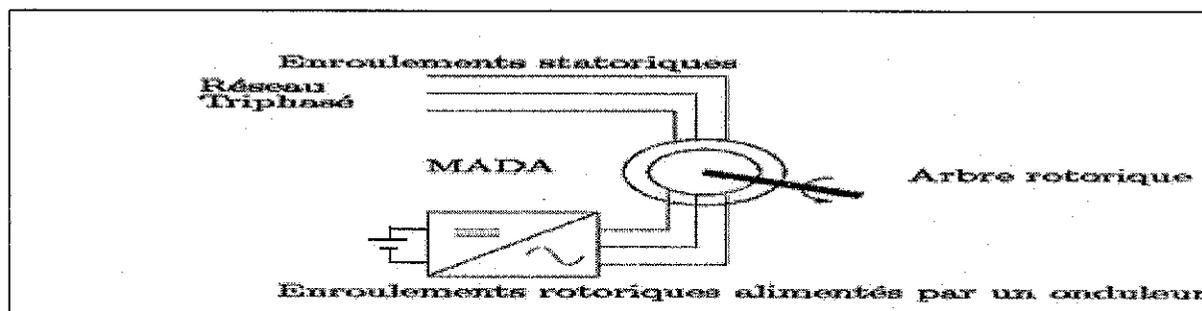


Figure I.1.MADA simple

Les enroulements statoriques sont connectés au réseau, tandis que le rotor est relié à son propre onduleur.

b- MADA en cascade (Cascade Doubly Fed induction Machine)

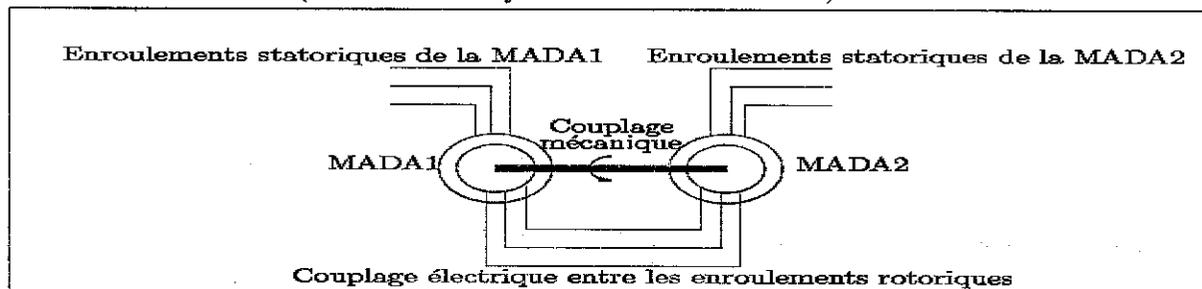


Figure I.2.MADA en cascade

La MADA en cascade est constituée de deux MADAS ayant leurs enroulements statoriques connectés au réseau et leurs enroulements rotoriques connectés entre eux. De plus, les deux machines sont couplées mécaniquement.

c -MADA cascadée à un repère (single frame cascade machine)

Il s'agit de deux machines à cage dont l'axe rotorique est identique. Les barres rotoriques sont croisées entre les deux machines.

Une machine a son stator relié au réseau, l'autre à un onduleur.

d- MADA sans balais (Brushless Doubly Fed induction Machine)

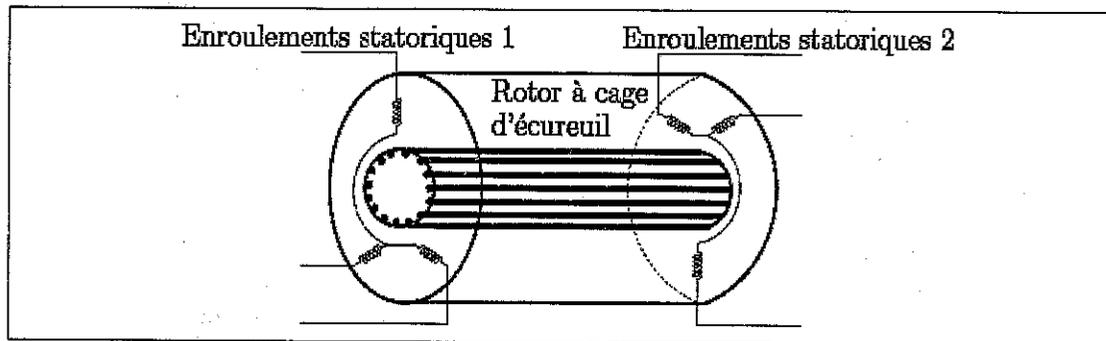


Figure I.3.MADA sans balais

C'est une machine très proche de la précédente, sauf que cette fois-ci les deux enroulements statoriques appartiennent à un circuit magnétique commun. Le rotor est commun et à cage d'écureuil.

e- MADA à réluctance (Doubly Fed Reluctance Machine)

C'est une machine utilisant le principe d'un rotor de moteur à réluctance variable

f- MADA TANDEM (TANDEM induction Machine)

C'est une machine possédant un rotor à cage et deux enroulements statoriques: l'un est fixe, l'autre peut être tournant.

Ainsi, l'on constate que sous la même dénomination, plusieurs configurations et constructions de MADA sont possibles.

I.2 Modélisation et stabilité de la MADA

Dans l'article de J. POSA [38] on trouve une étude sur le dimensionnement et la modélisation de la MADA sans balais. Cette machine est en fait composée de deux enroulements statoriques indépendants et d'un rotor spécial. Le premier enroulement statorique est dit enroulement de puissance. Il est directement connecté au réseau, l'autre dit enroulement de commande. Il est piloté par un onduleur. L'intérêt d'une telle machine est qu'elle assure un fonctionnement à très basse vitesse, permettant ainsi d'envisager la suppression des réducteurs mécaniques. Elle nécessite une maintenance plus facile, car dépourvue du système "bagues- balais" [45] dont les deux articles sont très proches, présentent une étude sur la stabilité de la MADA, basée sur des simulations. La machine a des enroulements statoriques reliés au réseau, tandis que ses enroulements rotoriques sont connectés à un onduleur.

La stratégie de commande retenue est celle du champ orienté. Les auteurs introduisent un courant magnétisant directement proportionnel au flux d'entrefer. Le repère tournant est aligné sur le flux d'entrefer. Les résultats de simulation donnés par les auteurs présentent des oscillations de flux lors des variations de la charge. Ce flux se met à osciller fortement, notamment en mode moteur. Ils décident ensuite de rajouter une compensation d'oscillation du flux basée sur une estimation de ce dernier. Les simulations effectuées par la suite montrent une nette amélioration de la réponse du flux et celle du couple. Les auteurs pensent ainsi pouvoir améliorer la stabilité du générateur basée sur la MADA utilisée dans des applications visant l'éolien.

M. HELLER [23] voit en la MADA la solution du futur pour les industries de pompage. Il propose d'évaluer la stabilité d'une MADA en utilisant la méthode des petites variations autour d'un point de fonctionnement. Pour ce faire, il considère une MADA dont le stator est connecté au réseau et le rotor relié à un onduleur. Le contrôle est assuré par l'orientation du flux statorique. Le mode de fonctionnement retenu est un fonctionnement moteur. La méthode des petites variations lui permet de tracer le lieu des pôles de son système. Il présente ensuite des résultats expérimentaux réalisés sur une machine de 33KW. M.KELBER [27] reprend cette étude et la prolonge en ajoutant une partie sur la commande du système.

L'article de A.MASMOUDI [33] étudie les échanges d'énergie dans une MADA. L'auteur considère une MADA dans le cas le plus général, c'est à dire qu'elle possède deux alimentations variables et indépendantes, l'une au stator, l'autre au rotor. Il se place du point de vue de cet échange énergétique dans l'entrefer. Il dresse un bilan de l'échange énergétique entre les enroulements statoriques ou rotoriques pour un fonctionnement en moteur, en générateur ou en frein. L'auteur propose une étude sur la stabilité en analysant les valeurs propres de la matrice dynamique découlant de sa modélisation en fonction des variations des paramètres électriques.

A.TOUMI [41] étudie la stabilité d'une MADA notamment pour des applications éoliennes. Après avoir établi un modèle mathématique de la MADA, il emploie la méthode des petites variations pour linéariser le modèle. Ensuite, il applique le critère de Routh afin d'obtenir des courbes de variations des coefficients. Dans cet article, l'auteur étudie l'influence et l'inertie du rapport des tensions statoriques et rotoriques.

I.3 .Formes d'onde des signaux d'une MADA

On regroupe dans cette section les études qui traitent de la qualité des signaux d'une MADA. Là aussi, toutes les configurations de la MADA peuvent être concernées.

A.DITTRICH [16] propose dans son article de contribuer à l'amélioration des signaux délivrés par une MADA en compensant les harmoniques de courant. L'auteur de l'article s'intéresse à une MADA dont chaque côté est connecté à un onduleur de tension. L'application visée par son étude est l'éolien. Un onduleur contrôle la tension du bus continu, tandis que l'autre, placé au rotor, assure le contrôle de la puissance active. Il part de l'idée que le facteur de puissance est fondamental pour le développement de l'exploitation de l'énergie éolienne. Il fait une étude théorique de la réduction des harmoniques des courants principaux par la méthode de compensation des harmoniques dus à des effets secondaires. Il constate par exemple, que des harmoniques de courant apparaissent à cause des oscillations du flux statorique. Les mesures réalisées prouvant l'efficacité d'une telle méthode peuvent aussi être consultées. Les essais expérimentaux ont été réalisés en laboratoire sur un système utilisant une machine de 4KW.

R.GHEYSENS [20] s'intéresse, lui, à une MADA fonctionnant en générateur ayant ses enroulements statoriques connectés au réseau tandis que ses enroulements rotoriques sont reliés à un cycloconvertisseur. L'auteur se propose de comparer l'influence d'une alimentation en tension ou en courant sur le comportement de la MADA. Ensuite, il présente les résultats d'une implantation en logique rapide pour une alimentation en courant. Dans son étude de l'influence du choix de l'alimentation, il introduit la notion de trois couples: un couple asynchrone statorique, un couple asynchrone rotorique et un dernier couple dû à l'insertion des deux sources: alimentation en tension du stator, et tension ou courant du rotor. La stratégie de contrôle est occultée. Une série de résultats expérimentaux sur une machine de 4.5KW est donnée.

M.YAMAMOTO [46] étudie une MADA dont le stator est relié au réseau, tandis que le rotor est connecté à un onduleur indépendant. Il utilise la méthode du champ orienté appliquée au flux d'entrefer et propose de contrôler la puissance active et réactive statoriques indépendamment de façon stable. Les applications visées par cette étude sont l'hydroélectricité et l'éolien. Dans cette étude, l'auteur affirme que des harmoniques de courant, dus à l'alimentation du rotor, sont transmis au stator; ce qui a pour conséquence de changer la fréquence des signaux de ce dernier. L'analyse harmonique des courants statoriques le confirme. Une étude expérimentale des courants est proposée afin d'étayer cette affirmation. Les réponses temporelles des courants peuvent être consultées. Bien entendu, toutes ces études font appel à des stratégies de commande qui sont sous-jacentes. Elles sont placées dans cette catégorie, car on a pensé que le point essentiel de ces études est leurs conclusions qui découlent d'une analyse d'un signal.

I.4.Stratégies de commande:

Cette catégorie d'études est la plus intéressante pour illustrer notre travail. Comme on est appelé à développer une stratégie de commande, on présente ci-après quelques études qui seront en rapport avec le sujet traité:

D.ARSUDIS [3] étudie une MADA dont le stator est relié au réseau triphasé et le rotor à un onduleur de tension à GTO, lui-même alimenté par un redresseur de tension. Dans cet article, l'auteur propose l'étude de la MADA en tant que générateur à vitesse variable. Il propose de contrôler les puissances active et réactive statoriques à la fois en régime permanent et transitoire. La méthode de contrôle est celle du champ orienté. L'auteur introduit un courant magnétisant statorique; l'orientation du champ est ensuite choisie de façon à caler la rotation du repère sur ce courant magnétisant ainsi défini. Les courbes expérimentales présentent les puissances active et réactive. Ces résultats attestent des performances du contrôle proposé. Les courbes expérimentales ont été obtenues sur une machine de 22KW.

J.BENDL [6] étudie le contrôle d'une MADA dont le stator est relié au réseau et le rotor à un onduleur indépendant. Il vise des applications destinées à la génération d'électricité à travers l'hydraulique ou l'éolien. L'auteur propose dans cette étude une nouvelle stratégie permettant un contrôle indépendant des séquences positives et négatives des courants statoriques. Cela a pour conséquence une immunité accrue du facteur de puissance face aux perturbations du réseau et un contrôle plus flexible pour chacun des trois courants. Seuls des résultats de simulation des courants, tensions et puissances statoriques et rotoriques sont donnés. Ils attestent des bonnes performances du contrôle adopté.

D.FORCHETTI [19] considère une MADA dont le stator est relié au réseau et le rotor à un onduleur. L'étude porte sur un fonctionnement générateur de la MADA. L'auteur propose

un contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux statorique. Les deux variables de contrôle sont les deux courants rotoriques (direct et en quadrature). Les variables de sortie sont la fréquence et l'amplitude de la tension statorique. Des résultats expérimentaux sont ensuite présentés et commentés. Les tests expérimentaux ont été réalisés sur une machine de 5,5KW.

W.HOFMANN [26] fait une étude des variables de la MADA dont les enroulements statoriques sont connectés au réseau, tandis que les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleur. Il propose une application éolienne et par conséquent une courbe de couple mécanique disponible en fonction de la vitesse. Il part de l'hypothèse que sa machine est pilotée par un contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux statorique. La simulation des variations des courants, des pertes et des flux. Il démontre que son contrôle, qui doit minimiser les pertes, est performant.

B.HOPFENSBERGER [25] propose l'étude d'une MADA dont les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé. Le rotor est alimenté par un onduleur. Il se place dans le cas d'un fonctionnement en mode moteur et vise des applications nécessitant une variation de la vitesse de rotation. Il adopte une stratégie de contrôle de type champ orienté. L'orientation du repère est choisie suivant le flux statorique. Il propose ensuite de montrer quelques résultats expérimentaux avec et sans capteur de position. Il est particulièrement intéressant de constater que l'auteur propose deux façons de déterminer l'angle de rotation du repère tournant :

- La première est basée sur la mesure et l'expression des courants statoriques dans un repère tournant.
- La deuxième nécessite la mesure des puissances active et réactive statoriques.

Le même auteur propose l'étude de deux machines asynchrones à rotor bobiné dont les axes rotoriques sont couplés à la fois mécaniquement et électriquement entre eux (principe de la cascade hypo ou hyper synchrone). Dans cet article, l'auteur explore une façon de contrôler ce système en essayant de satisfaire les principes généraux du contrôle vectoriel : référence de couple, de vitesse, de puissance active et réactive. Les résultats expérimentaux peuvent être consultés. Il s'agit des courbes expérimentales des variations de vitesse, des courants et les puissances active et réactive statoriques.

Dans un autre article, l'auteur reprend l'étude précédente, mais en appliquant cette fois-ci la théorie du champ orienté au flux commun rotorique, alors que dans l'étude précédente il avait choisi un flux statorique. Là aussi, des résultats expérimentaux sont présentés. Il s'agit des courbes expérimentales de variation de vitesse, des courants et des puissances active et réactive statoriques.

D.LECOCQ [29] présente des résultats de simulation d'une MADA dont le stator et le rotor sont connectés à des onduleurs indépendants. Il propose d'adopter la théorie du champ orienté appliqué au flux statorique. Il choisit d'imposer la vitesse, le flux, le facteur de puissance et le glissement. Il prétend pouvoir les contrôler à la fois en régime permanent et transitoire.

F.BETIN [8] explique comment procéder à un contrôle indirecte du flux du même système. Il part du principe que la MADA offre quatre degrés de liberté : le flux, le couple, la fréquence rotorique et le facteur de puissance. Il choisit alors le flux d'entrefer et introduit un courant magnétisant, celui-ci est proportionnel au flux d'entrefer. Ensuite, il formule les trois

autres relations liant les courants avec une des grandeurs à contrôler .Il définit quatre régulateurs de courants à mettre en œuvre. Des résultats expérimentaux sont présentés:il s'agit des réponses du flux statorique, de vitesse, des tensions, des courants statoriques.

M.MACHMOUM [31] propose une étude des performances d'une MADA en régime permanent .Son étude s'inscrit dans le cadre des applications à vitesse variable, que le fonctionnement soit en moteur ou en générateur .Il s'agit d'une MADA dont le stator est relié au réseau et le rotor à un cycloconvertisseur considéré comme une source de courant. Pour la stratégie de commande, l'auteur choisit d'aligner l'axe d de son repère tournant avec le courant rotorique .Il désire contrôler les courants rotoriques et l'angle de déphasage de la tension statorique par rapport à son repère, il le nomme angle de charge . L'expression analytique du couple peut alors être scindée en deux parties:une partie due au courant rotorique et l'autre due à l'interaction entre les alimentations statoriques et rotoriques. Des résultats expérimentaux qui présentent les réponses du courant rotorique en fonction de l'angle de décalage en régime permanent permettant de conclure qu'une alimentation en courant est préférable pour le contrôle de la MADA.

Dans une autre étude,l'auteur s'intéresse à une alimentation en tension au rotor .Le modèle ainsi obtenu est d'une utilisation simple et minimise le nombre de paramètres ayant une influence sur l'état de la MADA en régime permanent par rapport à une alimentation en tension .Cette fois,le repère tournant est associé au vecteur tension statorique .Une analyse de l'expression analytique du couple en régime permanent permet de constater que le couple dépend de trois paramètres:le glissement,le ratio entre les amplitudes statoriques et rotoriques et le déphasage entre les deux sources de tension .Des résultats de simulation sont présentés. Il s'agit des courbes de variation du couple, des courants statoriques et rotoriques en fonction des différentes valeurs que peuvent avoir les paramètres définis : le rapport des tensions, l'angle de déphasage entre le vecteur tension statorique et le vecteur tension rotorique.

L.MOREL [34] étudie une MADA dont le stator est relié au réseau et le rotor à un onduleur .Il affirme qu'une telle disposition permet de dimensionner la puissance du convertisseur utilisé au rotor à 20% de la puissance mécanique maximale. Il propose d'effectuer un contrôle de type champ orienté.

Afin d'obtenir un moteur ou un générateur à vitesses variable, il propose de passer par trois phases différentes pour amener la vitesse du moteur de zéro à sa vitesse nominale:

Mode I: on démarre le moteur avec les enroulements statoriques en court-circuit;

Mode II: on connecte le stator sur le réseau,

Mode III: la MADA est alimentée à tension et à fréquence fixes au stator et par un convertisseur au rotor. Le fonctionnement du système durant les différents modes est démontré avec validation par des résultats expérimentaux .Il s'agit des réponses en vitesse de la MADA, des courbes de réponse des courants et des tensions rotoriques.

G.PODDAR [36] considère une MADA dont le stator et le rotor sont connectés à des onduleurs indépendants. Le fonctionnement moteur est d'abord envisagé .Il propose de contrôler deux courants statoriques avec la méthode du champ orienté ,tandis qu'une loi statique (V/f) sera implantée au rotor permettant ainsi de contrôler le flux et la pulsation rotorique .Il présente également une nouvelle loi de fréquence permettant une indépendance de la réponse du système vis-à-vis des variations paramétriques .Il conclut en démontrant que

le double de la puissance nominale du moteur est atteint pour une vitesse de rotation de la machine valant le double de la vitesse nominale. Des résultats expérimentaux sont présentés. Nous pourrions ainsi consulter les courbes de réponse des flux statoriques, des courants statoriques et rotoriques ainsi que la vitesse pour différents couples de charge.

D.RAMUZ [39] présente une étude de la MADA dont les enroulements statoriques et rotoriques sont alimentés par deux onduleurs indépendants.

L'auteur propose d'utiliser cette configuration pour un fonctionnement moteur dans des applications telles que la traction électrique ou la première transformation de l'acier.

Afin de contrôler sa MADA, l'auteur utilise un contrôle vectoriel à orientation de flux. Dans un premier temps, il présente des résultats expérimentaux avec un contrôle basé sur un repère tournant lié au flux statoriques ; dans un deuxième temps, le contrôle est basé sur une orientation du repère suivant le flux d'entrefer. Les résultats présentés sont : la vitesse, les courants statoriques et rotoriques. Ces résultats sont effectués sur une machine de 1.5KW.

A.SAPIN [40] utilise un onduleur à trois niveaux du côté rotor de la MADA dont les enroulements statoriques sont reliés au réseau. L'onduleur multi niveaux (N.P.C) va piloter la machine en vue de l'application aux usines de pompage et d'extraction. Les principaux avantages que présente l'auteur pour valider sa proposition sont :

- La réduction du nombre de transformateurs à utiliser;
- L'utilisation d'un onduleur à trois niveaux avec un facteur de puissance unitaire.

Les résultats de simulation des régimes transitoires montrant les courants, les tensions, le couple et la vitesse confirment ses conclusions.

S.WANG [45] présente les résultats de simulation d'une MADA dont les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé. Le bobinage rotorique est alimenté par un onduleur en tension. L'auteur envisage d'appliquer les résultats de son étude à un fonctionnement moteur ou générateur à vitesse variable. La stratégie de contrôle retenue pour cette étude est du type champ orienté. Le repère tournant étant orienté suivant le flux d'entrefer. Un courant magnétisant à contrôler est ainsi introduit. L'auteur propose une méthode de compensation des oscillations de flux permettant d'améliorer les performances dynamiques du système. Il définit une relation liant la dérivée du flux d'entrefer au courant rotorique d'axe "d".

Il constate que la dynamique de ce courant influence la dynamique du flux. Il propose donc d'agir là-dessus afin de compenser les oscillations du flux.

Conclusion:

Au terme de ce survol effectué dans le domaine de l'ÉTAT DE L'ART sur la MADA, l'on constate l'intérêt grandissant accordé par les divers auteurs à cette machine, où chacun a essayé de l'étudier sous un aspect particulier. L'on remarque également que la majorité des sujets traités ont concerné un fonctionnement générateur avec une visée sur les applications éoliennes.

Ce foisonnement d'articles sur la MADA montre, si besoin est, que les machines à courant alternatif sont en passe d'inaugurer une ère nouvelle dans le domaine des grandes puissances, en particulier dans le domaine de l'éolien.

Chapitre II

Modélisation de la MADA

Modélisation de la MADA

Résumé :

Ce chapitre présente les concepts d'électrotechniques relatifs à la machine asynchrone à rotor bobiné. Il développe également son modèle mathématique dans les repères (a,b,c) et (dq). La conduite de la machine, utilisée en mode moteur, est mise en évidence grâce à la simulation du modèle de la MADA écrit dans le repère de Park et traduit en un système équations d'état.

Modélisation de la MADA

Modélisation de la MADA.....	13
Introduction.....	15
II.1.Modélisation de la MADA.....	15
II.2. Equations électriques de la machine.....	16
II.3. Equations magnétiques.....	16
II.4.Equation mécanique de la machine.....	17
II.5.Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan (dq).....	18
II.5.1 La Transformation de Park.....	18
II.5.2 Relations entre les flux et les courants.....	19
II.6.Choix du référentiel d,q.....	20
II.6.1.Référentiel lié au stator.....	20
II.6.2.Référentiel lié au rotor.....	20
II.6.3.Référentiel lié au champ tournant.....	21
II.6.4.Mise sous forme d'équations d'état.....	21
II.6.5.Simulation et interprétation des résultats.....	22
• Régime à vide.....	22
• Régime en charge.....	24
Conclusion.....	27

Introduction

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui d'une machine triphasée classique (asynchrone à cage ou synchrone), constitué le plus souvent de tôles magnétiques munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. (Voir figure.II.1).

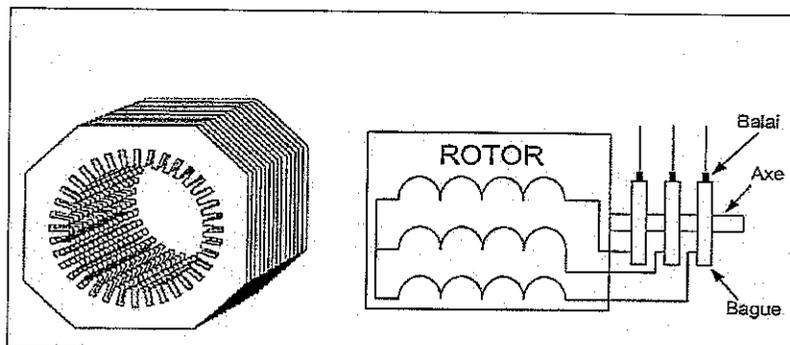


Figure II.1. Structure du stator et des contacts rotoriques de la MADA.

L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches, mais il est constitué de trois bobinages connectés en étoile et dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne. En fonctionnement moteur, le premier intérêt de la machine asynchrone à rotor bobiné est de pouvoir modifier les caractéristiques du bobinage rotorique de la machine, notamment en y connectant des rhéostats afin de limiter le courant lors du démarrage, augmenter le couple durant cette phase; ainsi que de pouvoir élargir la plage de variation de la vitesse.

La machine asynchrone à double alimentation est aussi couramment appelée «machine généralisée», car sa structure permet de considérer son comportement physique de façon analogue à une machine synchrone à la différence près que le rotor n'est plus une roue polaire alimentée en courant continu ou un aimant permanent, mais il est constitué d'un bobinage triphasé alimenté en alternatif. Ce fonctionnement peut être, éventuellement, résumé par le terme de: machine synchrone à excitation alternative [37].

II.1. Modélisation de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec les répartitions de ses enroulements et sa géométrie propre, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes afin de pouvoir élaborer un modèle simple [13].

- La machine est symétrique et à entrefer constant.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et parfaitement feuilleté; il en résulte que les pertes fer et par hystérésis sont négligeables et que seuls les enroulements sont parcourus par des courants.
- La f.m.m créée dans une phase au stator et au rotor, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.
- L'influence de l'effet de la température n'est pas prise en compte, il en résulte que tous les coefficients d'inductances propres sont constants et les coefficients d'inductances mutuelles sont fonction de la position de leurs axes magnétiques.

II.2. Equations électriques de la machine

En tenant compte des hypothèses ci-dessus, le modèle de la MADA comporte :

Trois équations statoriques et trois équations rotoriques :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \end{cases} \quad (II.1)$$

Avec $[V_r] \neq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

$$[V_s] = [v_{as}, v_{bs}, v_{cs}]^t \quad (II.2)$$

$$[V_r] = [v_{ar}, v_{br}, v_{cr}]^t \quad (II.3)$$

$$[I_s] = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]^t \quad (II.4)$$

$$[I_r] = [i_{ar}, i_{br}, i_{cr}]^t \quad (II.5)$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

Où R_s et R_r sont respectivement les résistances statoriques et rotoriques.

II.3. Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques et rotoriques s'écrivent:

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (II.8)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Où l_s, l_r sont respectivement les inductances principales de fuite statoriques et rotoriques. M_s, M_r : sont respectivement les inductances mutuelles statoriques et rotoriques.

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

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

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

En injectant (I.8) dans (II.1), on obtient le système suivant:

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}][I_s]) \end{cases} \quad (II.12)$$

II.4.Equation mécanique de la machine

Le couple électromagnétique peut être obtenu à partir de l'expression de la co-énergie ou à l'aide d'un bilan de puissances :

$$C_{em} = P[I_s]^t \cdot \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}][I_r]) \quad (II.13)$$

L'équation dynamique est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \cdot \Omega_r \tag{II.14}$$

Ainsi, le fonctionnement de la machine est régi par un système de sept équations. C'est un système non linéaire, car dépendant de $L(\theta)$, et sa résolution analytique dans le repère (abc) est très difficile. Ce problème se simplifie en adoptant une transformation qui permet le passage d'un système triphasé à un système biphasé équivalent.

II.5. Modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan (dq)

II.5.1 La Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - biphasée, suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (abc) vers le repère ($\alpha\beta$), puis vers le repère (dq). Le repère ($\alpha\beta$) est toujours fixe par rapport au repère (abc); par contre le repère (dq) est mobile; il forme avec le repère fixe ($\alpha\beta$) un angle, appelé angle de la transformation de Park ou angle de Park. [4].

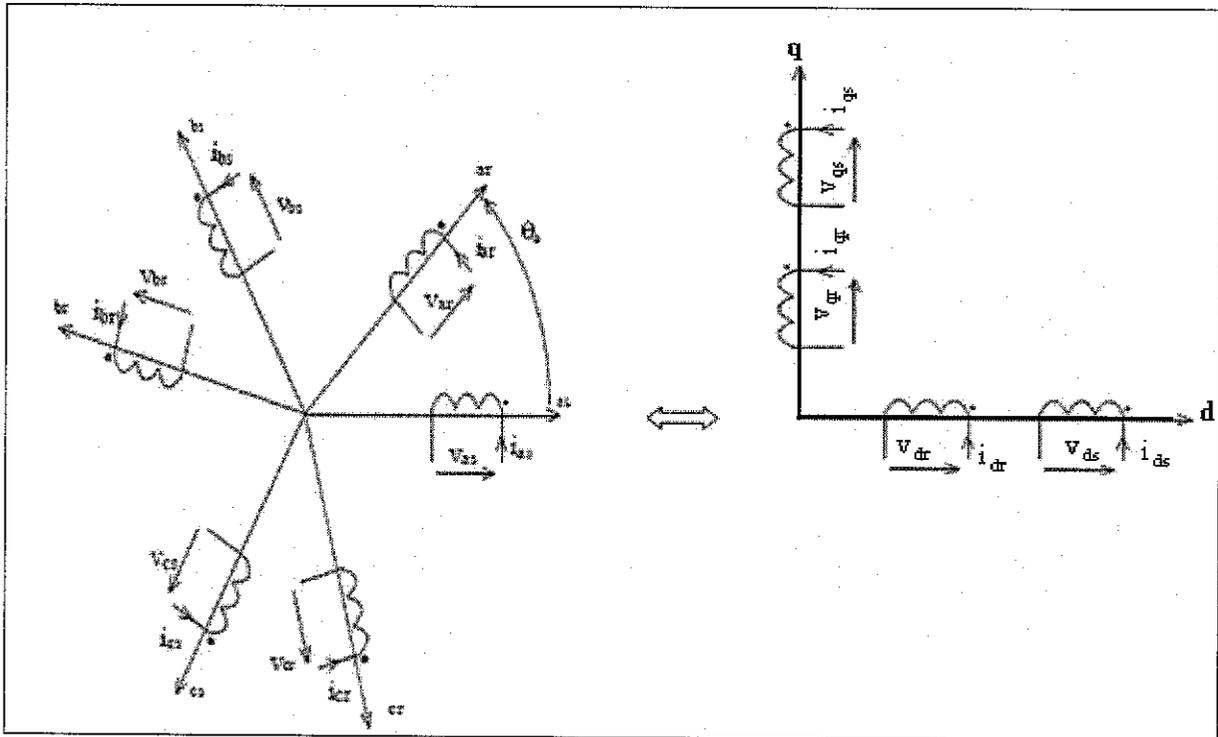


Figure II.2. Passage du triphasé au biphasé.

Ainsi, la transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques triphasés en des enroulements statoriques et rotoriques biphasés orthogonaux, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système précédent.

La matrice de transformation de Park est définie comme suit :

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

Cette matrice permet le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes biphasées; avec X_{abc} peut être : un vecteur tension, courant ou flux.

Ainsi, les grandeurs statoriques et rotoriques sont transformées comme suit :

- Tensions :

$$\begin{cases} [v_{sdq}] = [P(\theta_s)] [v_{sabc}] \\ [v_{rdq}] = [P(\theta_s - \theta)] [v_{rABC}] \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

- Courants :

$$\begin{cases} [i_{sdq}] = [P(\theta_s)] [i_{sabc}] \\ [i_{rdq}] = [P(\theta_s - \theta)] [i_{rABC}] \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

- Flux

$$\begin{cases} [\phi_{sdq}] = [P(\theta_s)] [\phi_{sabc}] \\ [\phi_{rdq}] = [P(\theta_s - \theta)] [\phi_{rABC}] \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

II.5.2 Relations entre les flux et les courants

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

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

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

$M = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{rs}$: Mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Les équations aux tensions statoriques et rotoriques, écrites dans le repère de Park, sont données par les systèmes ci-dessous :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Avec : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$, $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$, $\theta_s = \theta + \theta_r$

II.6.Choix du référentiel dq

Jusqu'ici, on a exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère dq faisant un angle θ_s avec le stator et un angle θ_r avec le rotor ,mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre.

Il existe trois choix importants : on peut fixer le référentiel (dq) :

- au stator ;
- au rotor ;
- au champ tournant.

II.6.1.Référentiel lié au stator

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad (\text{II.22})$$

Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

II.6.2.Référentiel lié au rotor

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (\text{II.23})$$

Ce référentiel est intéressant quand on étudie des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante.

II.6.3. Référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel est caractérisé par $\omega = \omega_s$. Dans ce repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont connues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors de l'étude de la commande d'une machine.

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

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (II.24)$$

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (II.25)$$

Avec

II.6 .4. Mise sous forme d'équations d'état

On met le système (II.24) sous forme d'un système d'équations d'état :

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

Avec X : vecteur d'état
 U : vecteur d'entrée
 Y : vecteur de sortie

Le choix du vecteur X se fait de plusieurs façons. Dans notre cas, on choisit :

$X = (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \Omega_r)^t$, et les grandeurs V_{dr} et V_{qr} comme variables de commande.

Après transformations des flux et courants, on aboutit au système suivant

$$\begin{cases}
 \frac{d\phi_{ds}}{dt} = -\alpha_s \cdot \phi_{ds} + \omega_s \cdot \phi_{qs} + \alpha_s \cdot M \cdot i_{dr} + v_{ds} \\
 \frac{d\phi_{qs}}{dt} = -\alpha_s \cdot \phi_{qs} - \omega_s \cdot \phi_{ds} + \alpha_s \cdot M \cdot i_{qr} + v_{qs} \\
 \frac{di_{dr}}{dt} = -\gamma_r \cdot i_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot i_{qr} + \alpha_s \cdot \beta \cdot \phi_{ds} - \beta \cdot p \cdot \omega \cdot \phi_{qs} - \beta \cdot v_{ds} + \frac{1}{\sigma_r} \cdot v_{dr} \\
 \frac{di_{qr}}{dt} = -\gamma_r \cdot i_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \cdot i_{dr} + \alpha_s \cdot \beta \cdot \phi_{qs} + \beta \cdot p \cdot \omega \cdot \phi_{ds} - \beta \cdot v_{qs} + \frac{1}{\sigma_r} \cdot v_{qr} \\
 \frac{d\Omega_r}{dt} = \left[\frac{pM}{JL_r} (\phi_{qs} \cdot i_{dr} - \phi_{ds} \cdot i_{qr}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_r}{J} \Omega_r \right]
 \end{cases} \quad (II-26)$$

On rappelle que :

$$\begin{cases}
 \alpha_s = \frac{R_s}{L_s} \\
 \sigma_r = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right) \\
 \gamma_r = - \left(\frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s M^2}{\sigma_r L_s^2} \right)
 \end{cases} \quad \beta = \frac{M}{\sigma_r L_s}$$

II.6.5.Simulation et interprétation des résultats

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

Le stator de la machine étant alimenté à partir du réseau avec le rotor en court circuit ; c'est-à-dire que la machine fonctionne en moteur.

On envisage deux régimes de fonctionnement : à vide et encharge.

• **Régime à vide:**

a/Evolution des flux statoriques

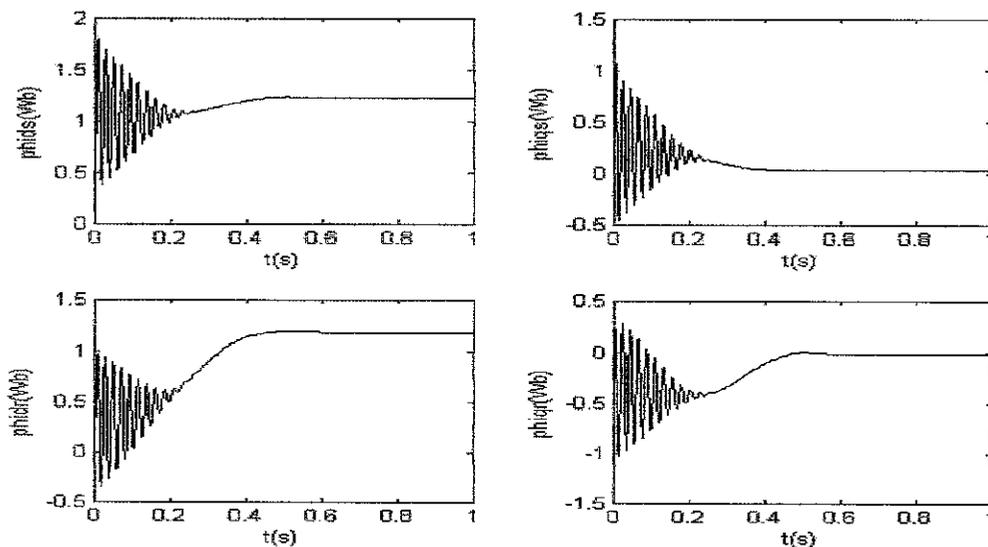


Figure II.3.Flux statoriques et rotoriques en marche à vide.

L'examen des courbes représentant l'évolution des flux statoriques (ϕ_{ds} et ϕ_{qs}) montre que ces flux atteignent respectivement durant la phase transitoire des valeurs avoisinant les (1.8wb) et (1.2wb), puis tendent (resp.) Vers (1.2wb) et (0.6wb) au bout d'un temps $t=0.2s$.

Les flux rotoriques (ϕ_{dr} et ϕ_{qr}) prennent respectivement les valeurs (1.3wb) et (0.4wb) en régime transitoire, ensuite tendent vers : (0.6wb) et (-0.4wb).

b/ Evolution des courants statoriques (I_{ds} , I_{qs}) et (I_{dr} et I_{qr}) :

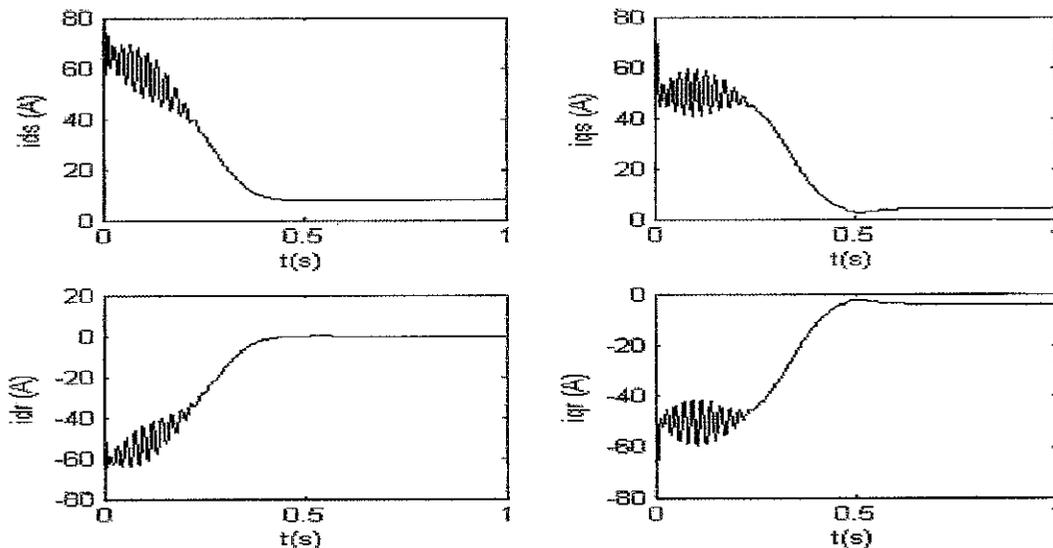


Figure II.4. Courants statoriques et rotoriques à vide

Pendant la phase de démarrage, les courants statoriques sont fortement oscillatoires ; leurs valeurs dépassent (65A.) De telles valeurs peuvent causer la destruction de la machine par sur échauffement en cas de démarrages répétés. En régime permanent, ces courants tendent vers des valeurs proches de (8A).

Les courants rotoriques, eux, prennent des valeurs négatives d'amplitude égale à (60A), puis tendent vers zéro à $t=0.5s$.

c/ Evolution du couple et de la vitesse de rotation :

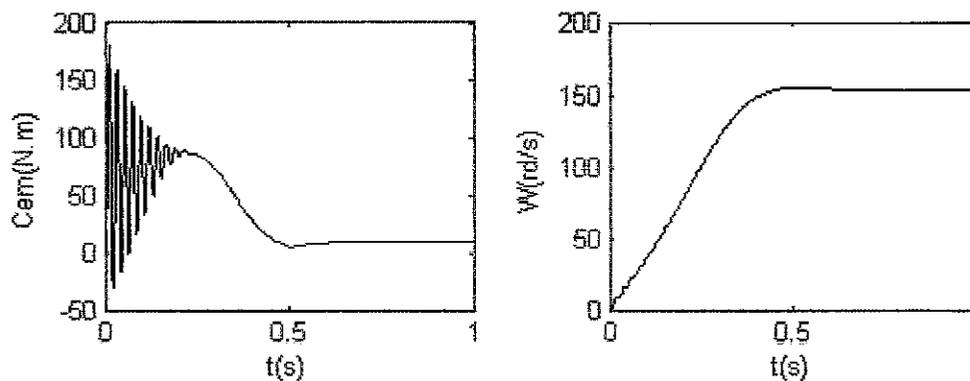


Figure II.5. Couple et vitesse de rotation à vide

La courbe représentant les variations du couple électromagnétique montre que pendant la phase de démarrage, l'amplitude du couple atteint une valeur voisine de (150N.m), puis se stabilise à sa valeur nominale (26N.m).

La vitesse de rotation, W , passe de zéro à (157rad/s) au bout d'un temps $t=0.4s$, ensuite, elle reste constante.

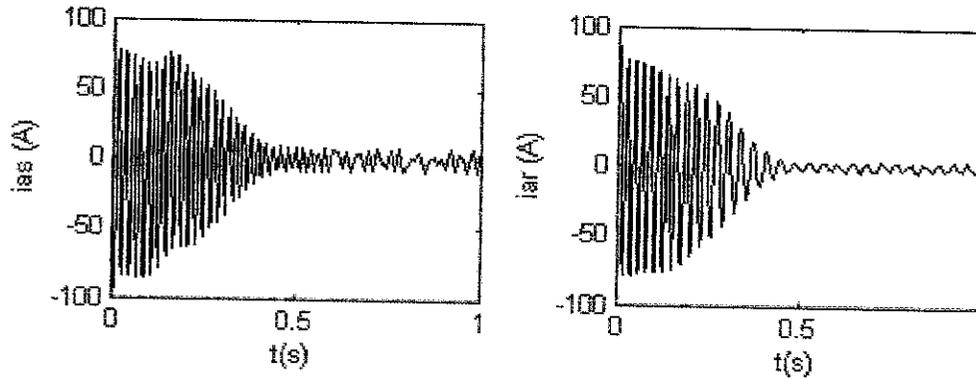


Figure II.6. Courants statorique et rotorique

On remarque que ces courants atteignent des amplitudes importantes durant le régime transitoire, puis se stabilisent autour d'une valeur proche de zéro.

• Régime en charge:

a/Evolution des flux statoriques et rotoriques :

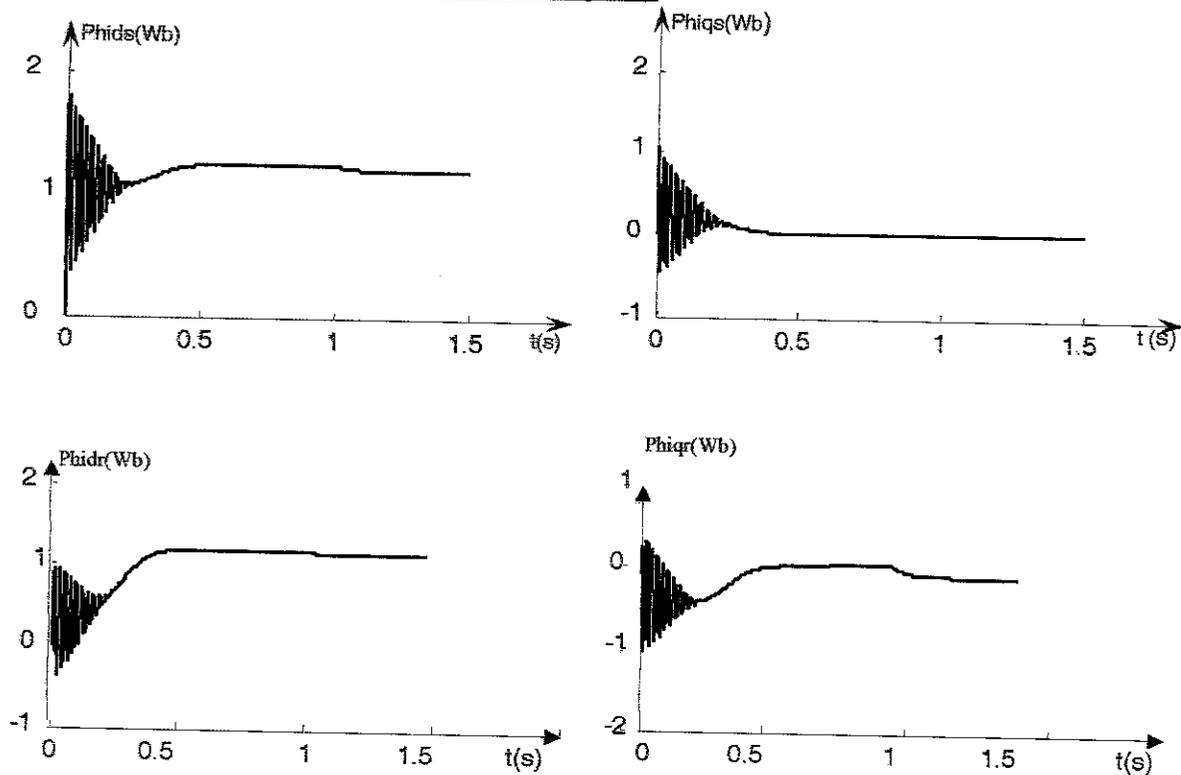


Figure II.7. Flux statoriques et rotoriques en charge

L'analyse des courbes représentant les flux statoriques et rotoriques en charge fait ressortir les remarques suivantes : pendant le régime à vide, les flux en question entrent en régime permanent au bout d'un temps $t=0.5s$. En charge, ces flux se stabilisent au-delà d'un temps $t=1s$.

b/ Evolution des courants statoriques (I_{ds} , I_{qs}) et (I_{dr} et I_{qr})

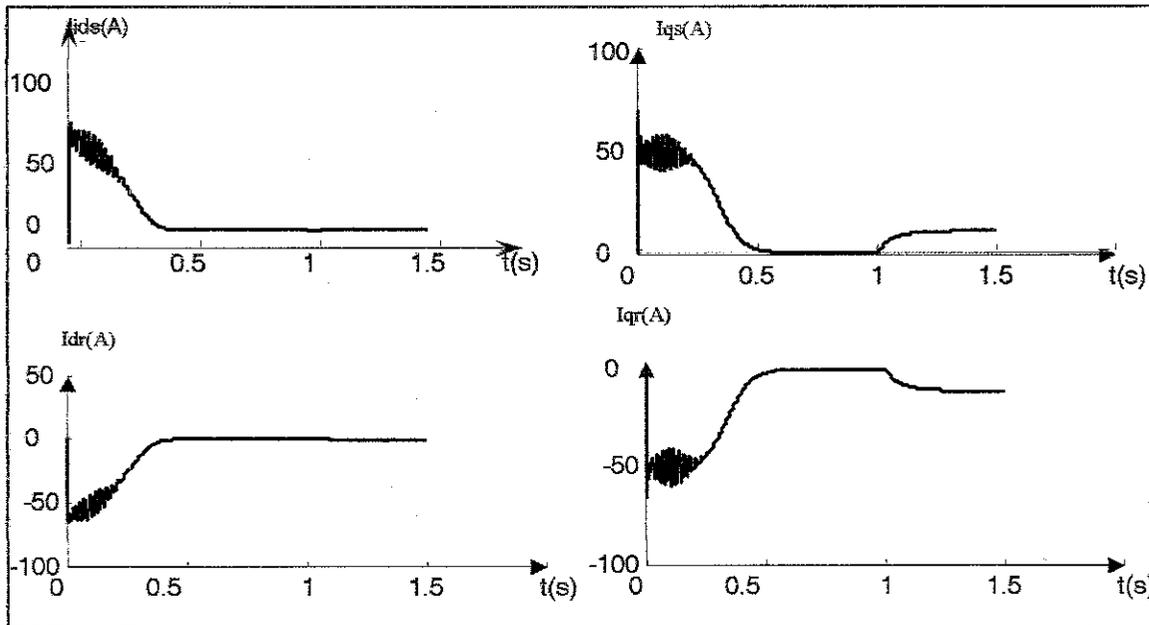


Figure II.8. Comportement de la MADA en charge

En observant les caractéristiques des courants statoriques, on constate que ces courants passent par trois phases : phase transitoire durant laquelle l'amplitude de ces courants dépasse (50A), puis diminuent jusqu'à une valeur proche de zéro ; ensuite après application d'un charge, ils augmentent.

Quant aux courants rotoriques, leur amplitude lors de la phase transitoire est négative. Tendent vers zéro, entre 0.5s et 1s puis deviennent à nouveau négatifs.

c/ Evolution du couple et de la vitesse de rotation :

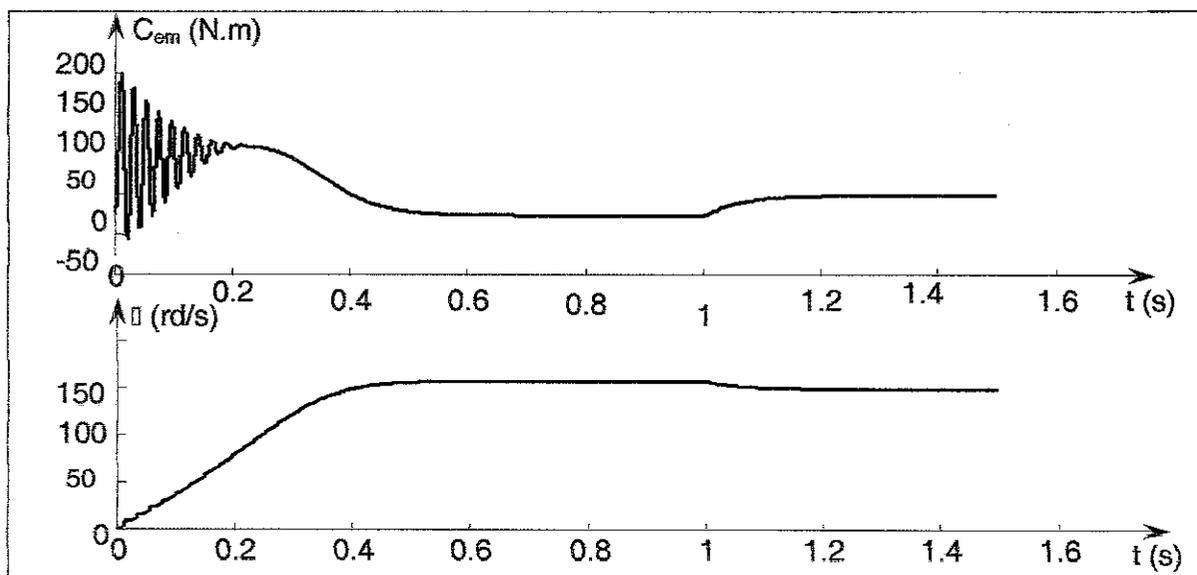


Figure II.9. Couple et vitesse de rotation en charge

L'analyse des courbes représentant les flux statoriques et rotoriques en charge fait ressortir les remarques suivantes : pendant le régime à vide, les flux en question entrent en régime permanent au bout d'un temps $t=0.5s$. En charge, ces flux se stabilisent au-delà d'un temps $t=1s$.

b/Evolution des courants statoriques (I_{ds} , I_{qs}) et (I_{dr} et I_{qr})

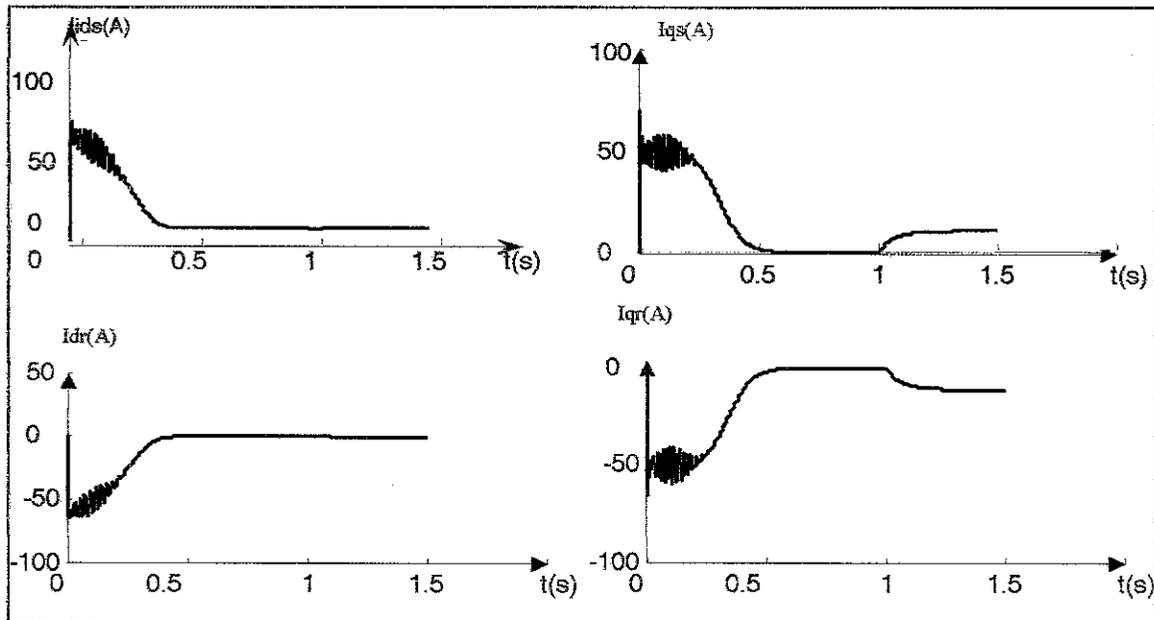


Figure II.8. Comportement de la MADA en charge

En observant les caractéristiques des courants statoriques, on constate que ces courants passent par trois phases : phase transitoire durant laquelle l'amplitude de ces courants dépasse (50A), puis diminuent jusqu'à une valeur proche de zéro ; ensuite après application d'une charge, ils augmentent.

Quant aux courants rotoriques, leur amplitude lors de la phase transitoire est négative. Tendent vers zéro, entre 0.5s et 1s puis deviennent à nouveau négatifs.

c/ Evolution du couple et de la vitesse de rotation :

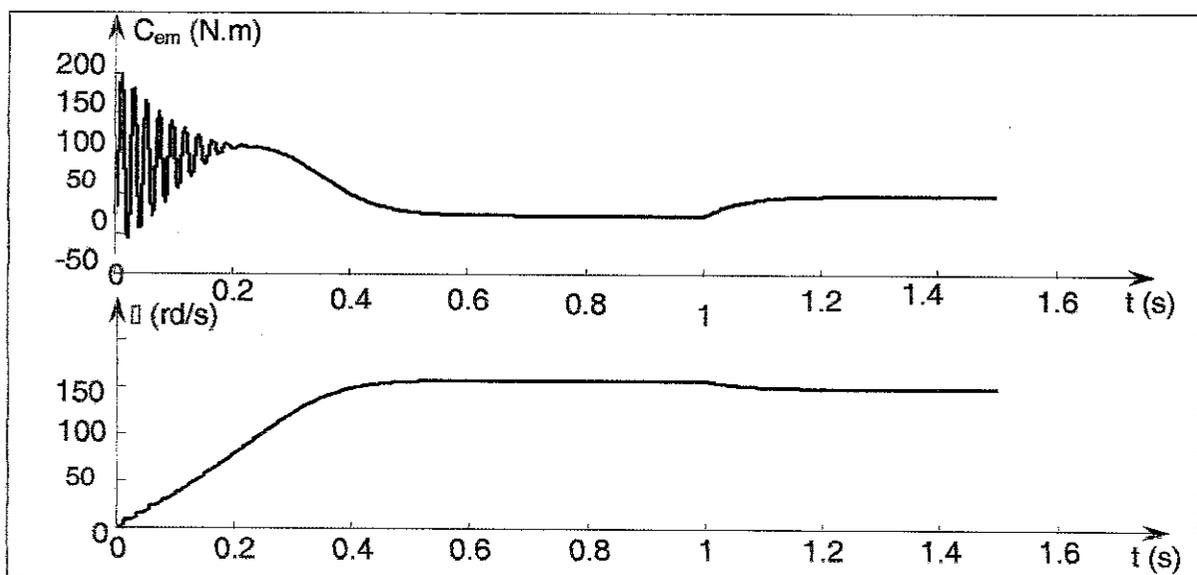


Figure II.9. Couple et vitesse de rotation en charge

En appliquant un couple résistant ($C_r=26.5\text{N.m}$), on observe que le couple électromagnétique tend à augmenter afin de compenser le couple résistant.

On remarque également que la vitesse de rotation diminue légèrement.

Les flux ϕ_{ids} et ϕ_{iqs} augmentent, eux aussi, suite à l'application du couple résistant. Cela met en évidence le couplage existant entre le flux et le couple.

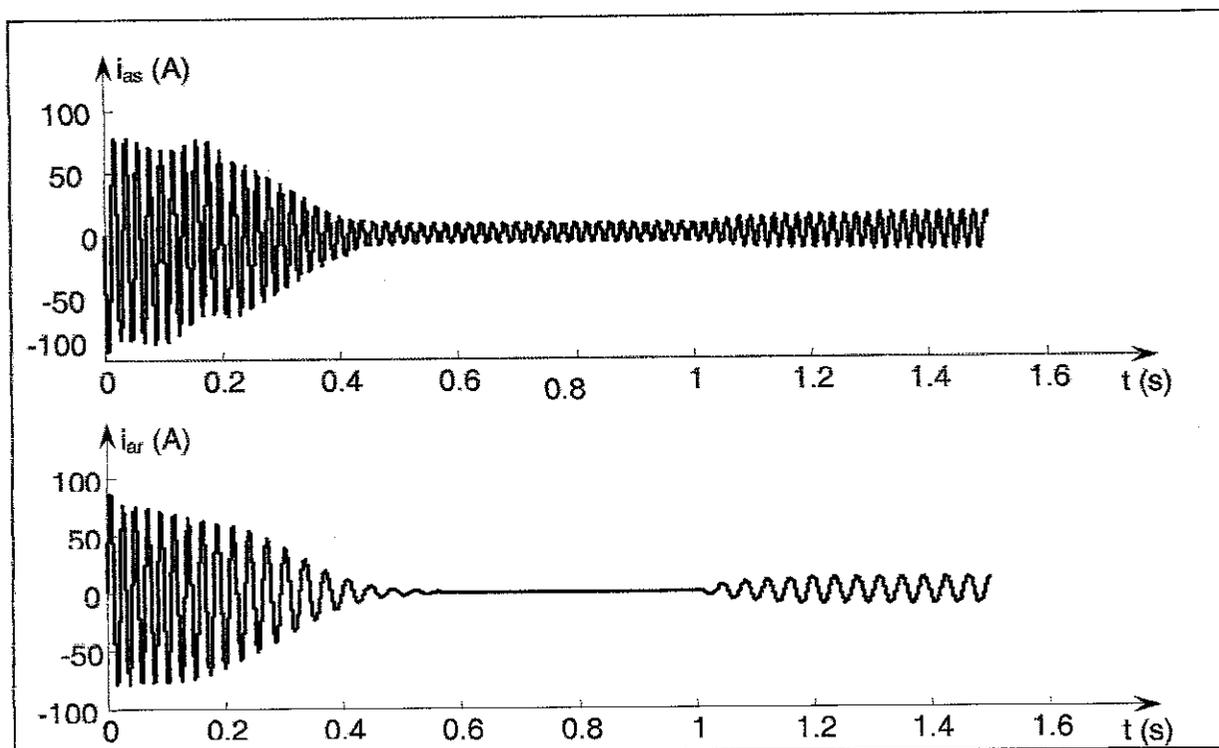


Figure II.10. Conduite des courants statorique et rotorique

Les courbes ci- dessus illustrent les régimes dynamique et permanent

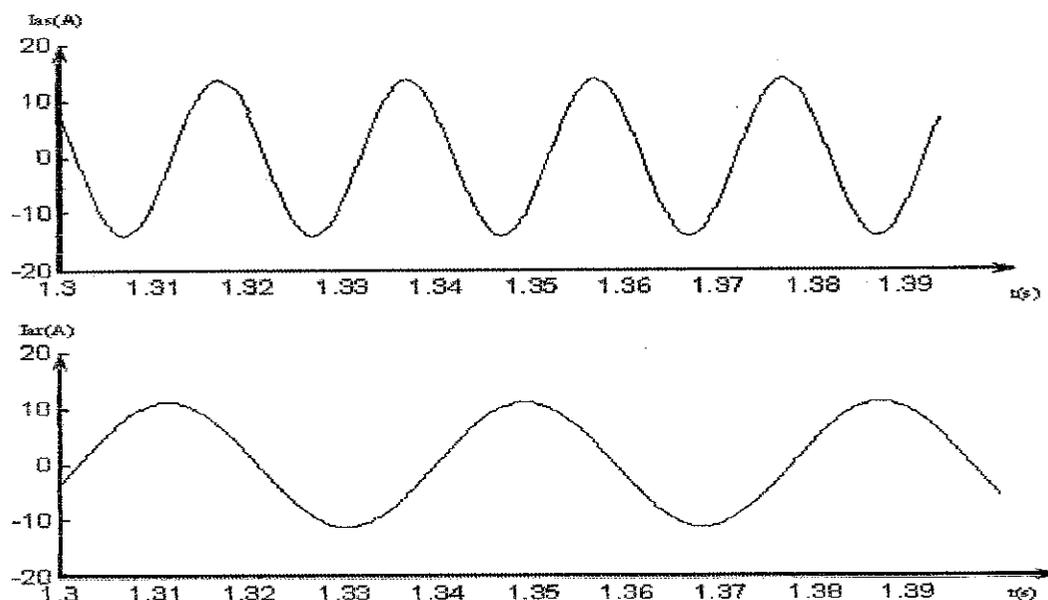


Figure II.11. Courants statorique et rotorique en régime permanent.

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a rappelé la structure de la MADA, ainsi que son modèle mathématique dans le repère naturel (a, b, c). Ce modèle est non linéaire et fortement couplé. Pour contourner cette difficulté, on a fait appel à la transformation de Park

. Le modèle dynamique de la machine écrit dans le repère de Park puis traduit sous forme d'équations d'état, a été simulé. Les résultats de simulation sont satisfaisants.

On remarque également que le modèle de la machine met évidence le couplage indésirable existant entre les axes d et q. L'élimination de ce couplage passe par la commande vectorielle à flux orienté ; cela sera étudié dans le chapitre IV.

L'alimentation de la machine sera assurée par un onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C, qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III: Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Résumé :

Ce chapitre se propose d'étudier l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC, destiné à alimenter le rotor de la MADA. Il se scinde en deux parties :

Dans la première, on a présenté le modèle de connaissance de cet onduleur sans a priori sur la commande ;

Dans la deuxième, on a étudié les stratégies de commande de l'onduleur et simulé l'ensemble Onduleur - MADA.

Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Introduction.....	28
III.1. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure N.P.C.....	29
III.1.1. Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux N.P.C.....	29
III.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	30
III.1.3. Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	31
III.1.4. Cellule de commutation multi-tripôle.....	32
III.2. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux.....	32
III.2.1. Commandabilité des convertisseurs statiques.....	32
III.2.2. Commande complémentaire des onduleurs à trois niveaux.....	33
III.2.3. Fonction de connexion des interrupteurs.....	33
III.2.4. Fonction de connexion des demi-bras.....	34
III.2.5. Fonctions de conversion.....	34
III.2.6. Expression des courants d'entrée i_{d1} , i_{d2}	36
III.3. Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	37
III.3.1. Commande par hystérésis en courant.....	37
III.3.2. Principe de la commande.....	38
III.3.3. Algorithme de commande.....	38
III.3.4. La stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires triangulaires.....	38
III.3.4.1. Principe de la commande.....	38
III.3.4.2. Algorithme de la commande.....	39
III.4. Conduite de la MADA alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandée par la stratégie triangulo-sinusoïdale.....	42
Conclusion.....	44

Introduction

Les convertisseurs statiques utilisent actuellement des composants à semi-conducteurs travaillant à des fréquences de commutation élevées avec des pertes par commutation très faibles vis-à-vis des puissances mises en jeu dans les systèmes à commander.

Parmi les onduleurs utilisés, celui à trois niveaux joue un rôle de premier plan dans l'alimentation des machines asynchrones, et ce chapitre lui est consacré.

Il existe plusieurs structures d'onduleurs, où chacune d'elles correspond à un type d'application déterminée. Pour de faibles et moyennes puissances, on utilise des onduleurs à deux niveaux. Pour des applications de fortes puissances et/ou haute tension, on utilise des onduleurs multiniveaux. Ces nouvelles structures permettent d'avoir des tensions de sorties plus élevées et avec un meilleur taux d'harmoniques. [7]

III.1. Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à structure N.P.C

III.1.1. Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux N.P.C

L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C qu'on va étudier, comporte deux sources de tension continue et trois bras symétriques. Chaque bras est constitué de quatre paires (diode - transistor), représentant chacune un interrupteur bidirectionnel et deux diodes médianes, DD_{k0} et DD_{k1} , permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage. La structure N.P.C utilise deux tensions d'entrée : U_{C1} et U_{C2} . Elle consiste à créer un point milieu sur l'étage de tension continue de valeur E ($U_{C1} + U_{C2} = E$), permettant de générer des créneaux d'amplitude $-E/2$, 0 , $+E/2$ dont la combinaison permet d'avoir une onde plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique d'onduleur à deux niveaux. [12]

Pour une tension d'entrée E , les interrupteurs d'un onduleur à trois niveaux supportent la moitié de la tension supportée par ceux d'un onduleur à deux niveaux. [7].

La figure III.1 présente la structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

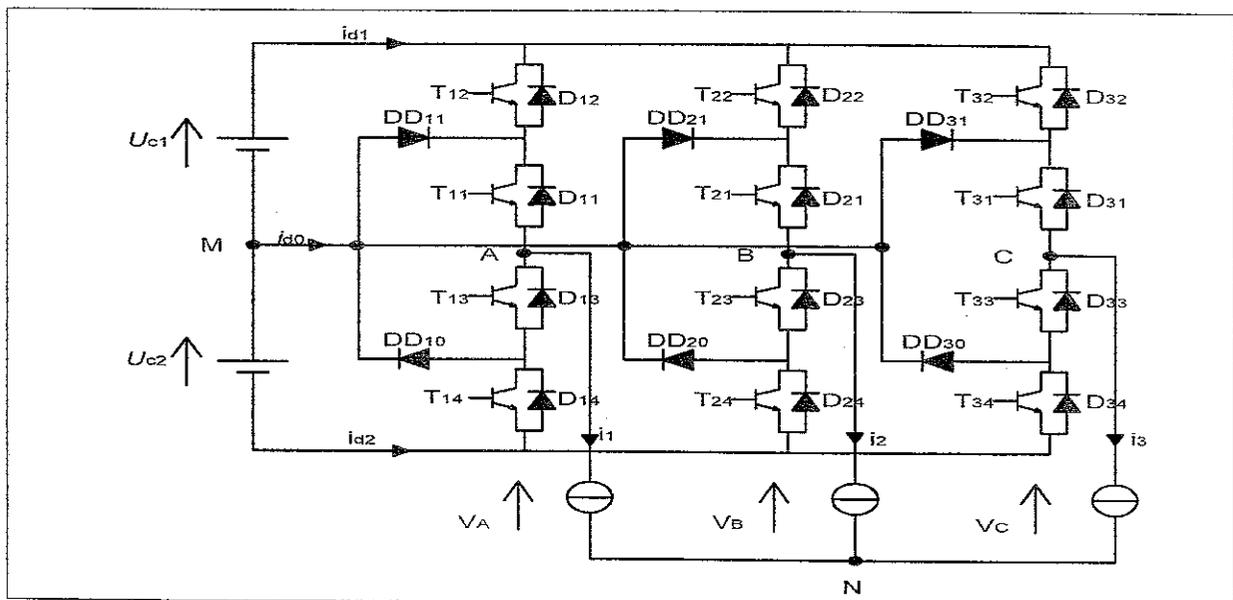


Figure III.1. Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

III.1.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux autorise sa modélisation par bras. Dans un premier temps, on définit un modèle global d'un bras sans a priori sur la commande, puis on déduit celui de l'onduleur complet.

Lorsque la source de tension est génératrice et la source de courant est réceptrice, la liaison des deux sources s'effectue à travers les transistors ; lorsque le transfert d'énergie s'opère de la sortie vers la source d'entrée, ce sont les diodes qui assurent le passage du courant.

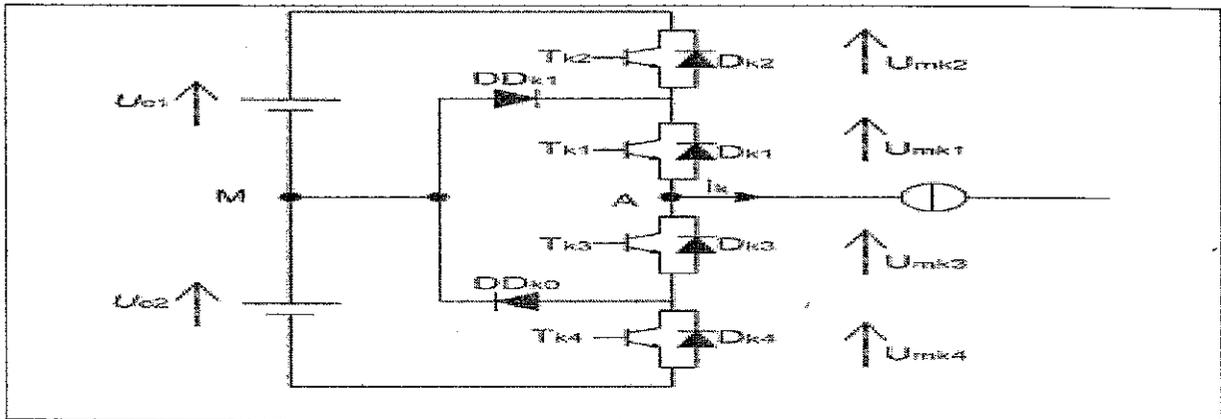


Figure III. 2. Structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure N.P.C

III.1.3. Les différentes configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Chaque bras de l'onduleur à trois niveaux à structure N.P.C présente cinq configurations possibles comme indiquées par les figures ci-dessous :

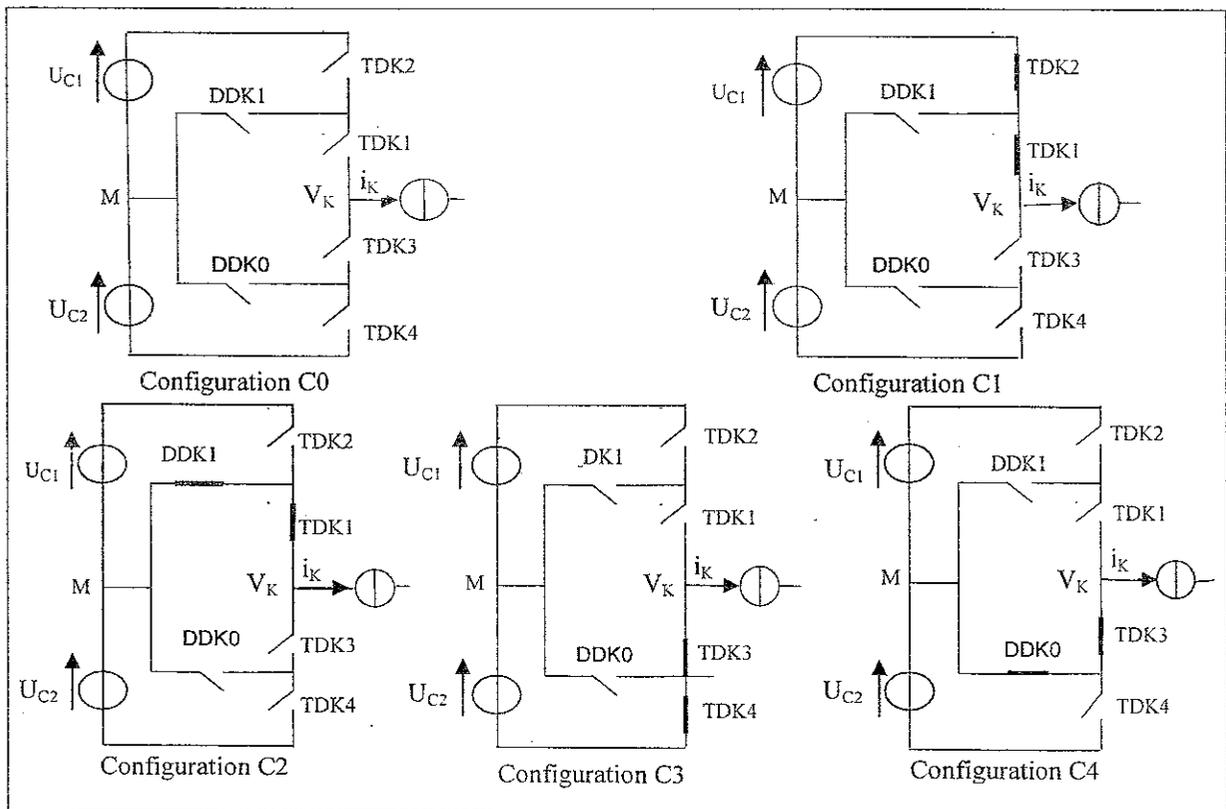


Figure III. 3. Les cinq configurations possibles d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.

Chacune de ces configurations représentée ci-dessus est caractérisée par une grandeur électrique comme l'indique le Tableau III.1, avec M origine des potentiel et V_k le potentiel du bras k .

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
C0	$I_k=0$
C1	$V_k=U_{c1}$
C2	$V_k=0$
C3	$V_k=-U_{c2}$
C4	$V_k=0$

Tableau III.1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k de l'onduleur.

Toutes les structures possibles avec l'onduleur de tension à deux niveaux (monophasé, biphasé, triphasé) sont aussi réalisables avec la structure à trois niveaux. La structure à deux niveaux est obtenue en éliminant les diodes médianes [6].

Ainsi, en fonctionnant à deux niveaux, on n'obtient jamais les configurations C2 et C4 [7]

III.1.4. Cellule de commutation multi-tripôle

Chaque bras de l'onduleur à trois niveaux constitue une cellule de commutation multi tripôle [6], dont les semi-conducteurs se combinent pour constituer trois cellules (a),(b),(c) tri pôles comme le montre la figure suivante :

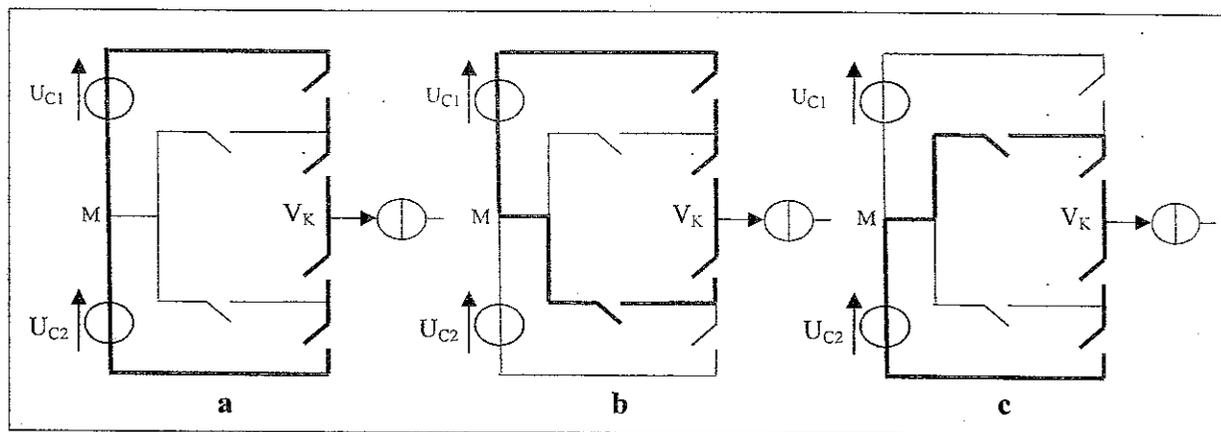


Figure III.4. Cellules tripôle d'un bras de l'onduleur trois niveaux

Les éléments constituant chaque cellule sont montrés par les traits forts.

III.2. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux

III.2.1. Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue du convertisseur [7].

III.2.2. Commande complémentaire des onduleurs à trois niveaux

Pour l'onduleur à trois niveaux, la condition de Commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus de la commande interne (grandeurs électriques), mais uniquement des transitions (commande externe) [7].

Dans la suite de ce chapitre, on suppose que cette condition est toujours vérifiée.

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un bras, ce qui peut causer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit trois commandes complémentaires, pouvant être appliquées sur un bras de l'onduleur. L'interrupteur TDK1, par exemple, peut être commandé de façon complémentaire avec chacun des trois autres interrupteurs du même bras : TDK2, TDK3, TDK4.

Ainsi, on écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right. , \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \end{array} \right. , \quad \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{array} \right. \quad (III.1)$$

Où : B_{ks} étant le signal de commande du transistor T_{ks} du bras k .

Parmi les commandes précédentes, celle qui permet d'avoir les trois tensions: U_{c1} , 0, U_{c2} , est la suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{array} \right. \quad (III.2)$$

Cette commande complémentaire donne les cas d'excitation suivants :

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	V_k
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	0	1	inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U_{c1}

Tableau III.2. Table d'excitation associée à la commande complémentaire proposée

Le cas inconnu est à éliminer lors de la formulation de l'algorithme de la commande.

III.2.3. Fonction de connexion des interrupteurs

La fonction de connexion définit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur TD_{ki} du bras k ; elle vaut 1 lorsque l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire.

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (III.3)$$

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs, du bras k , on obtient :

$$\begin{cases} \mathbf{B}_{k1} = \overline{\mathbf{B}_{k4}} \\ \mathbf{B}_{k2} = \overline{\mathbf{B}_{k3}} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} \mathbf{F}_{k1} = 1 - \mathbf{F}_{k4} \\ \mathbf{F}_{k2} = 1 - \mathbf{F}_{k3} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec cette commande complémentaire, tout se passe comme si pour chaque bras de l'onduleur on a seulement deux cellules de commutations à deux interrupteurs chacune.

La commande complémentaire pour les trois bras est exprimée par les trois relations suivantes :

$$\begin{cases} \mathbf{F}_{11} = 1 - \mathbf{F}_{14} \\ \mathbf{F}_{12} = 1 - \mathbf{F}_{13} \end{cases}, \quad \begin{cases} \mathbf{F}_{21} = 1 - \mathbf{F}_{24} \\ \mathbf{F}_{22} = 1 - \mathbf{F}_{23} \end{cases}, \quad \begin{cases} \mathbf{F}_{31} = 1 - \mathbf{F}_{34} \\ \mathbf{F}_{32} = 1 - \mathbf{F}_{33} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

III.2.4. Fonction de connexion des demi-bras

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit une fonction de connexion des demi-bras, qu'on note comme suit : \mathbf{F}_{km}^b

Où k désigne le numéro du bras ($k=1, 2, 3$) et m indique la position du demi-bras ($m=1$ pour le demi-bras du haut et $m=0$ pour le demi-bras du bas).

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen de fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} \mathbf{F}_{k1}^b = \mathbf{F}_{k1} \cdot \mathbf{F}_{k2} \\ \mathbf{F}_{k0}^b = \mathbf{F}_{k3} \cdot \mathbf{F}_{k4} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

\mathbf{F}_{k1}^b est associée au demi-bras du haut (la paire $\mathbf{T}_{k1}, \mathbf{T}_{k2}$) et \mathbf{F}_{k0}^b est associée au demi-bras du bas (la paire $\mathbf{T}_{k3}, \mathbf{T}_{k4}$). Le système d'équation (III.6) montre que la fonction de connexion des demi-bras \mathbf{F}_{km}^b vaut 1 dans le cas où les deux interrupteurs associés aux demi-bras \mathbf{F}_{km}^b sont tous fermés et nulle dans tous les autres cas.

III.2.5. Fonctions de conversion

On appelle fonction de conversion, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à sa tension de sortie.

Notations :

On désigne par :

- $\mathbf{V}_A, \mathbf{V}_B, \mathbf{V}_C$: Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.
- $\mathbf{V}_{AM}, \mathbf{V}_{BM}, \mathbf{V}_{CM}$: Tensions de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu "M" de l'alimentation continue de l'onduleur.

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les potentiels des nœuds : A, B, C par rapport au point M s'expriment à l'aide des fonctions de connexions comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U_C$, le système (III.7) s'écrit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_C \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_C \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_C \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

On constate d'après le système (III.8) que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série [7].

Fonctions de connexion des demi bras :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

En introduisant les expressions de ces dernières fonctions dans le système (III.7) on obtient :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{C1} - F_{10}^b \cdot U_{C2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot U_C \\ V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{C1} - F_{20}^b \cdot U_{C2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot U_C \\ V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{C1} - F_{30}^b \cdot U_{C2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot U_C \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Les tensions composées sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} U_{AB} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) \cdot U_{C1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_{C2} \\ U_{BC} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) \cdot U_{C1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_{C2} \\ U_{CA} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) \cdot U_{C1} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3} \\ V_{BN} = V_B = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C = \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

En introduisant les fonctions de connexions des demi bras, on obtient :

$$\begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{pmatrix} U_{C1} - \begin{pmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{pmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{III.13})$$

III.2.6. Expression des courants d'entrée i_{d1} , i_{d2}

Pour les courants, on peut écrire la relation donnant les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} en fonction des courants de la charge, i_1 , i_2 , i_3 , en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{32} \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{13} \cdot F_{14} \cdot i_1 + F_{23} \cdot F_{24} \cdot i_2 + F_{33} \cdot F_{34} \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi bras, le système (III.14) s'écrit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Le courant i_{d0} , dans le cas de la commande complémentaire proposée, est lié aux courants de la charge par la relation suivante :

$$i_{d0} = F_{11} \cdot F_{13} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{23} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{33} \cdot i_3 \quad (\text{III.16})$$

À partir des relations (III.15) et (III.16), on peut déduire que i_{d0} s'écrit comme suit :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (\text{III.17})$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras, on obtient :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - F_{11}^b \cdot i_1 - F_{21}^b \cdot i_2 - F_{31}^b \cdot i_3 - F_{10}^b \cdot i_1 - F_{20}^b \cdot i_2 - F_{30}^b \cdot i_3 \quad (\text{III.18})$$

C'est-à-dire :

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot i_3 \quad (\text{III.19})$$

III.3. Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Après avoir modélisé l'onduleur servant à alimenter la MADA, on va à présent s'intéresser à la manière avec laquelle les signaux de commande de cet onduleur sont élaborés pour avoir les trois niveaux de tensions désirés : U_c , 0 , $-U_c$.

Pour ce faire et afin d'améliorer les performances de l'onduleur de tension, on utilise la modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui est une technique de découpage de tension ou de courant permettant de générer des formes d'ondes quasi sinusoïdales. Le but principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du terme fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables. Dans ce mémoire, nous utilisons la MLI naturelle « temps réel ».

Les signaux de commande des interrupteurs statiques de l'onduleur sont générés par comparaison entre un signal appelé onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire et une onde modulante ; celle-ci a la forme de la tension désirée aux bornes de la charge. Les points d'intersection entre les deux signaux déterminent les instants de commutation.

Cependant, cette technique est imparfaite, car le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau et dans la charge. Ces harmoniques génèrent dans les machines tournantes des oscillations du couple, des bruits acoustiques, et des résonances électromécaniques. Il faut donc minimiser ces harmoniques [21]. Dans cette partie du chapitre, nous présentons deux types de stratégie de commande à MLI :

- La commande par hystérésis en courant.
- La triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires triangulaires.

III.3.1. Commande par hystérésis en courant

La commande en courant des machines est préférée dans certaines applications. On peut la réaliser en utilisant un onduleur de tension régulé en courant au moyen de régulateur linéaire classique ou à hystérésis [27].

III.3.2. Principe de la commande

Le principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant consiste à comparer en permanence le courant réel à un courant de référence. Ce dernier est imposé avec deux degrés de liberté : l'amplitude et la fréquence. L'ondulation du courant réel est imposée par Δ_i qui est la largeur de la bande d'hystérésis. La commande des interrupteurs est déduite à partir de l'écart entre ces deux courants (voir figure ci-dessous).

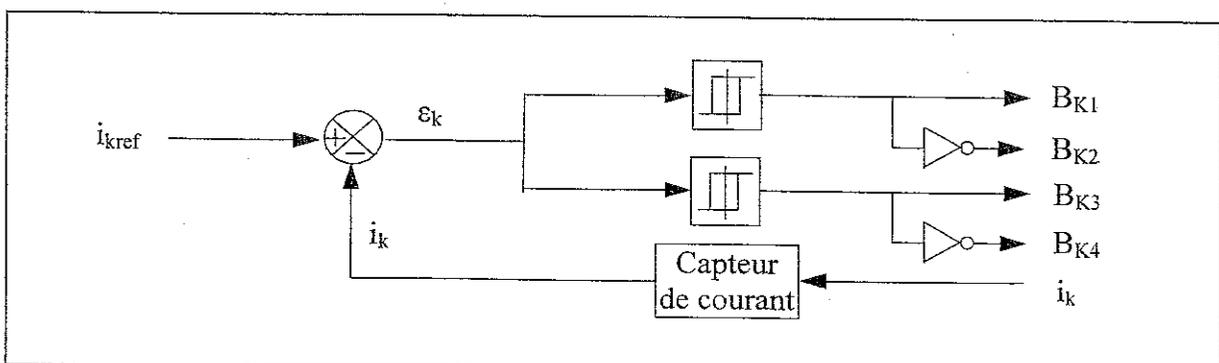


Figure III. 5. Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant des onduleurs à trois niveaux.

Les courants de références de l'onduleur triphasé alimentant la MADA sont définis par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{1\text{ref}} = \sqrt{2} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \\ i_{2\text{ref}} = \sqrt{2} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ i_{3\text{ref}} = \sqrt{2} \cdot I_{\text{eff}} \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

III.3.3. Algorithme de commande

Pour les onduleurs à trois niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase k (bras k de l'onduleur) par le système suivant [7].

$$\begin{cases} [(\varepsilon_k \geq \Delta_i) \& (\varepsilon_k \leq 2\Delta_i)] \text{ ou } [(\varepsilon_k \leq -\Delta_i) \& (\varepsilon_k \geq -2\Delta_i)] \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (1,0) \\ \varepsilon_k > 2\Delta_i \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (0,0) \\ \varepsilon_k < -2\Delta_i \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (1,1) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Sinon la commande des semi-conducteurs reste inchangée.

Où : $\varepsilon_k = i_k - i_{k\text{ref}}$

Avec :

ε_k : écart entre le courant réel i_k et le courant de référence $i_{k\text{ref}}$, $k = (1, 2, 3)$.

III.3.4. La stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires triangulaires

III.3.4.1. Principe de la commande

Comme il a été rappelé précédemment, la détermination des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs est basée sur les intersections d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale et qui est l'image de l'onde de sortie que l'on désire obtenir aux bornes de la charge, avec une porteuse généralement triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale.

La figure ci-dessous présente le principe de la modulation triangulo-sinusoïdale.

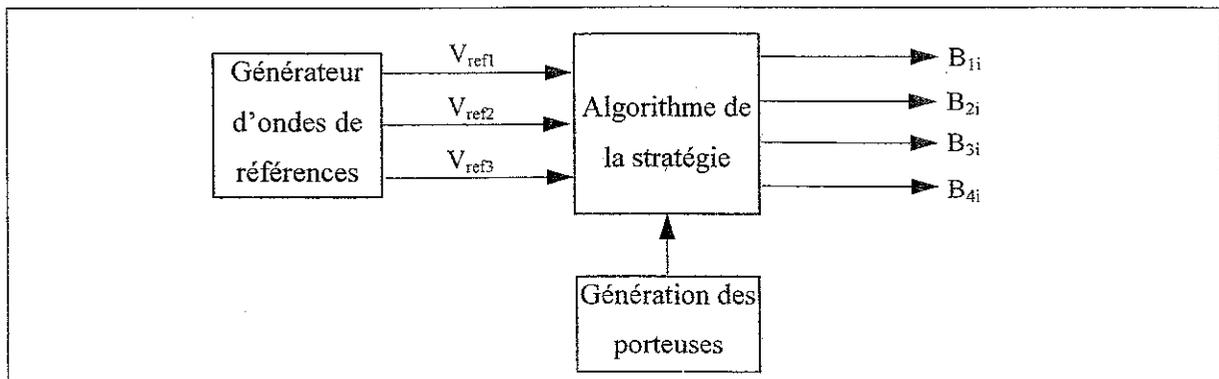


Figure III.6. Principe de la technique triangulo-sinusoïdale

La stratégie triangulo-sinusoïdale présente deux avantages importants :

- Elle repousse les harmoniques de la tension de sortie vers les fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage.
- Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

III.3.4.2. Algorithme de la commande

Deux signaux triangulaires identiques et bipolaires $U_{p1}(t)$ et $U_{p2}(t)$, décalés l'un de l'autre d'une demi période de hachage ($T_p = 1/2f_p$), sont comparés à chaque instant à trois signaux de commande v_{ref1} , v_{ref2} et v_{ref3} . Ces signaux v_{refk} sont les images des tensions que l'on souhaite appliquer sur chaque phase.

Tensions de référence :

$$\begin{cases} v_{ref1} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \\ v_{ref2} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \varphi \cdot \text{marche}) \\ v_{ref3} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3} - \varphi \cdot \text{marche}) \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Porteuses triangulaires bipolaires :

$$\begin{cases} \left[0, \frac{T_p}{2} \right] \Rightarrow u_{p1} = U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} - 1 \right), u_{p2} = U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} + 1 \right) \\ \left[\frac{T_p}{2}, T_p \right] \Rightarrow u_{p1} = U_{pm} \left(-\frac{4t}{T_p} + 3 \right), u_{p2} = U_{pm} \left(\frac{4t}{T_p} + 3 \right) \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Dans le cas d'une référence sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la modulation :

▪ **Indice de modulation m :**

Il est égal au rapport de la fréquence de la porteuse f_p , à la fréquence de la référence,

c'est-à-dire : $m = \frac{f_p}{f} \Rightarrow f_p = m \cdot f$

▪ **Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r :**

Il est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence, V_m , à la valeur crête,

U_{pm} , de la porteuse, c'est-à-dire : $r = \frac{V_m}{U_{pm}} \Rightarrow V_m = r \cdot U_{pm}$

La modulation est dite synchrone quand m est entier ; asynchrone dans le cas contraire.

Cette stratégie de commande est bien connue pour les onduleurs à deux niveaux. Elle a été récemment appliquée aux onduleurs à trois niveaux. [7]

La stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses utilise la propriété qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Son algorithme se résume dans les deux étapes suivantes :

•**Étape 1** : détermination des signaux intermédiaires V_{k0} et V_{k1}

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{\text{refk}} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = \frac{E}{2} = U_{C1} \\ V_{\text{refk}} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{\text{refk}} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ V_{\text{refk}} < U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -\frac{E}{2} = -U_{C2} \end{array} \right.$$

Avec : $U_{C1} = U_{C2} = U_C = \frac{E}{2}$

•**Étape 2** : détermination du signal V_{k2} et des ordres de commande de B_{k3} des interrupteurs :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{k2} = U_{C1} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -U_{C2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k1}} \end{array} \right.$$

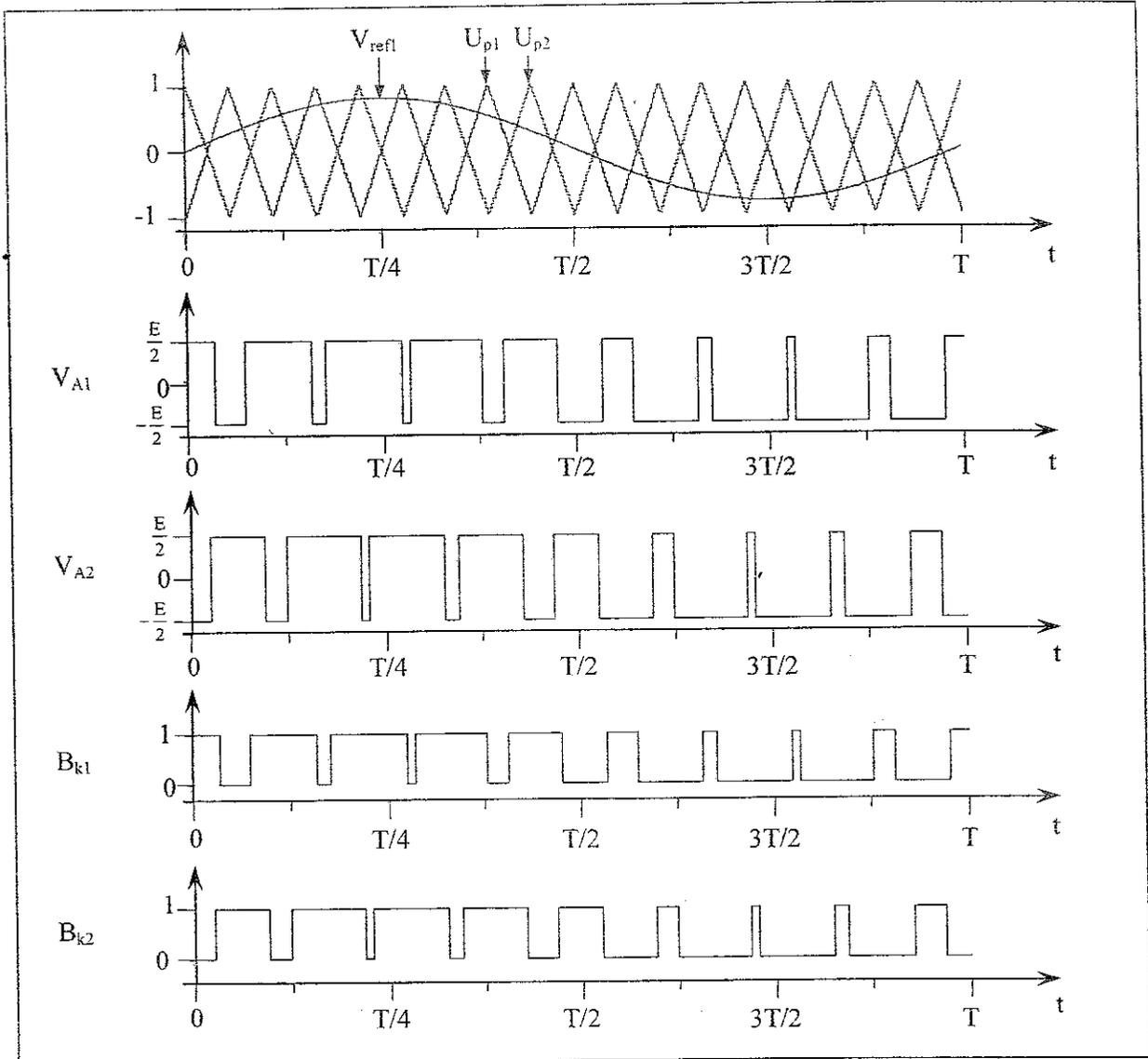


Figure.III.7. Formation des signaux de commande pour un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

III.4. Conduite de la MADA alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandée par la stratégie triangulo-sinusoidale

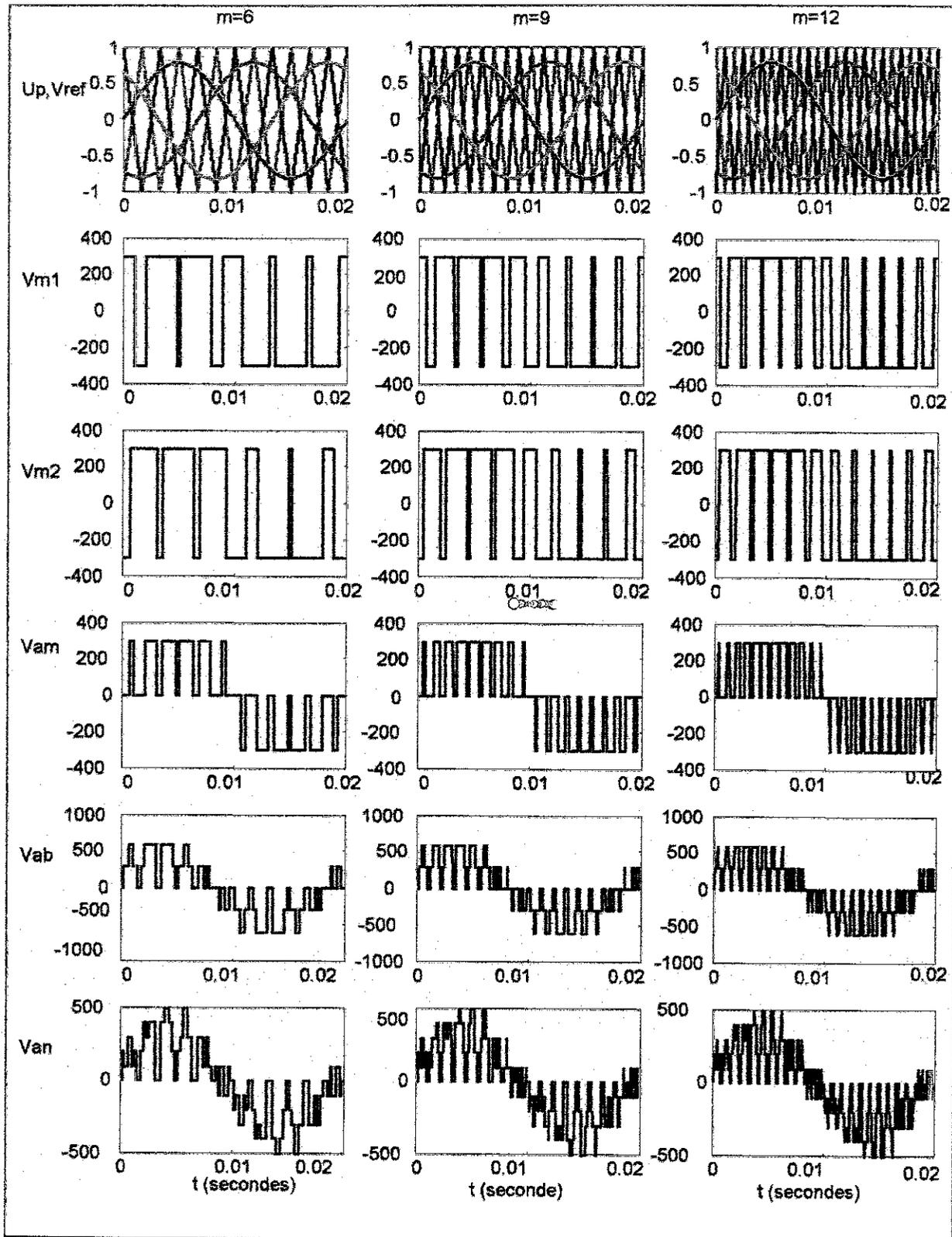


Figure III. 8. Tensions de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo- sinusoidale à deux porteuses

Les courbes ci-dessus montrent que plus m augmente, plus la forme de l'onde du courant délivré par l'onduleur se rapproche de la sinusoïde.

III.4.1 Conduite de la machine alimentée par l'onduleur à trois niveaux à structure NPC commandé par la modulation triangulo-sinusoidale

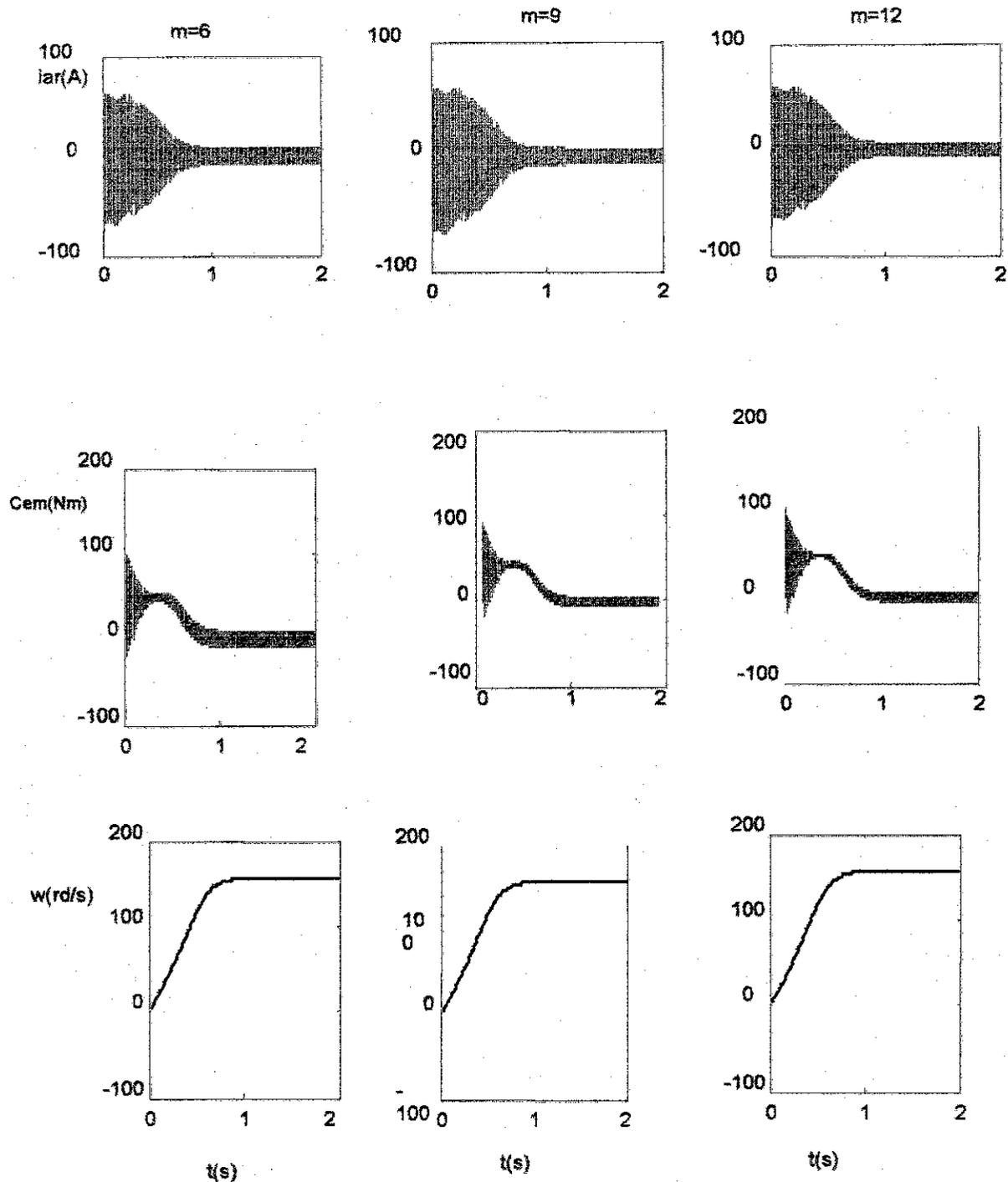


Figure III. 9. Courant statorique, couple et vitesse de rotation de la MADA alimentée par l'onduleur à trois niveaux à structure NPC pour ($m=6, 9, 12$).

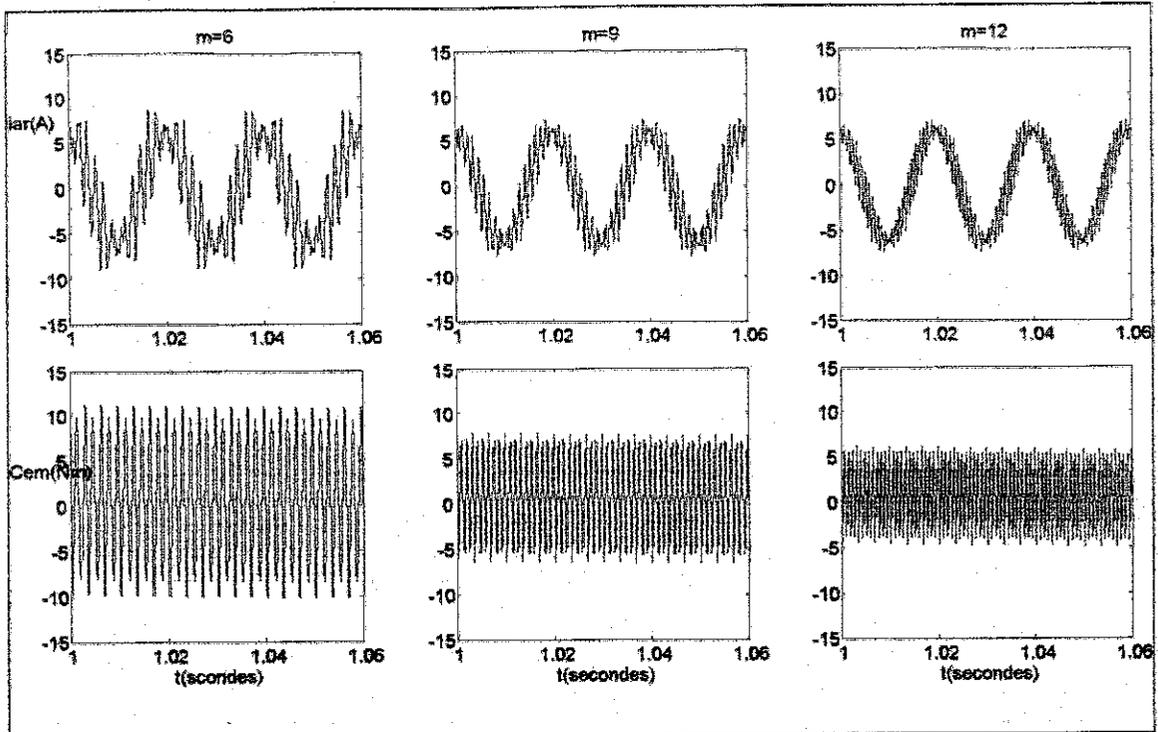


Figure III.10. Influence de l'indice de modulation sur le courant statorique et le couple

L'observation des courbes représentant le couple, nous permet de conclure que lorsqu'on augmente l'indice de modulation, m , le couple électromagnétique devient moins oscillant ; ce qui a pour effet de diminuer les pertes.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté d'abord la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C. Cet onduleur sera utilisé comme source d'alimentation de la MADA.

L'élaboration du modèle de connaissance nous a permis de comprendre qu'en mode commandable, seule une commande complémentaire parmi les trois possibles a permis d'obtenir les trois niveaux de tension. : $U_c, -U_c, 0$.

Dans la seconde partie de ce chapitre, on a étudié la stratégie de commande de l'onduleur : la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires triangulaires.

L'examen des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux montre que l'augmentation de l'indice de modulation m a pour effet de repousser les harmoniques de tension de sortie vers les fréquences de rang supérieur. Ce qui facilite leur filtrage par l'inductance de la machine.

Chapitre IV: Commande vectorielle de la MADA

Commande vectorielle de la MADA

Résumé :

Ce chapitre a pour but la commande vectorielle de la MADA alimentée au rotor par un onduleur triphasé à trois niveaux.

On a d'abord rappelé le principe de la commande vectorielle qui consiste à rendre le comportement de la MADA similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

Ensuite, on a opté pour la méthode indirecte du flux orienté rotorique suivant l'axe d du repère tournant. La démarche ainsi choisie vise à commander les puissances active et réactive rotoriques. Les résultats de simulation montrent que P_r et Q_r suivent bien leurs références et le découplage entre flux et couple a eu lieu.

Commande vectorielle de la MADA

Commande vectorielle de la MADA.....	45
Introduction.....	47
IV.1 .Principe du contrôle vectoriel à flux orienté.....	47
IV.2 .Méthodes d'orientation du flux.....	48
IV.3. Commande vectorielle de la MADA.....	49
IV.3.1.Modèle de la machine dans le repère de Park.....	49
IV.3.2.Puissances active et réactive rotoriques.....	51
IV.3.3. Structure d'une alimentation en tension par orientation du flux.....	52
IV.3.4.Structure du bloc de découplage.....	53
IV.3.5 .Calcul des paramètres des régulateurs.....	53
IV-4.simulation et interprétation	56
IV.5.Commande vectorielle de la MADA alimentée par deux convertisseurs.....	58
IV.5.1.Structure d'une double alimentation en tension par orientation du flux.....	58
IV.5.2.Calcul des paramètres des régulateurs de courants.....	60
IV-5.4 Simulation.....	63
Conclusion.....	64

Introduction

Les qualités de la machine à courant continu, résumées essentiellement dans le découplage naturel entre le flux et le couple, ont fait de cette machine et pendant longtemps, le meilleur moyen utilisé dans les entraînements électriques à vitesse variable.

Cependant, la présence du collecteur mécanique dont est dotée la machine à courant continu limite son emploi à des domaines où la vitesse et la puissance sont relativement réduites. Cette limitation a contraint les chercheurs à la remplacer par la machine asynchrone à cage ou à rotor bobiné. En effet, la machine à induction est de construction simple, robuste, supporte les surcharges et nécessite peu d'entretien, qualités que ne possède pas la machine à courant continu. En revanche, la commande de la machine à induction est difficile. Cette difficulté vient du fait que dans cette machine le couple électromagnétique résulte de l'interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits dans le rotor. Par conséquent, toute variation du couple induite par augmentation ou diminution du courant statorique se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor. Donc pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, par un système de commande extérieur à la machine, réaliser un découplage des grandeurs du couple et du flux [32].

Ce découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en lui appliquant la théorie de la commande par flux orienté, théorie dite de commande vectorielle. Cette dernière a été proposée en 1971 par Blashke [9]. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'états, le second le choix du repère. Cela permet d'avoir une structure de commande découplée.

IV.1.Principe du contrôle vectoriel à flux orienté

Le principe du contrôle vectoriel permet donc de modéliser la machine asynchrone comme une machine à courant continu, c'est-à-dire réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée. A cet effet, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple. On décompose donc le courant statorique en deux composantes i_{ds} et i_{qs} de telle sorte que i_{ds} soit orienté suivant l'axe du flux rotorique. A flux rotorique Constant, le couple dépend uniquement du courant i_{qs} .

Il utile de rappeler que le découplage peut être réalisé par orientation du flux statorique ou du flux d'entrefer ou du flux rotorique.

Dans ce travail, on choisit l'orientation du flux rotorique.

Rappelons que l'expression du couple moteur électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = P(\varphi_{ds} \cdot i_{qs} - \varphi_{qs} \cdot i_{ds}) = P \cdot \frac{M}{L_r} (\varphi_{dr} \cdot i_{qs} - \varphi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (IV.1)$$

Ainsi, si le flux rotorique est orienté suivant l'axe d, ($\varphi_{dr} = \varphi_r$ et $\varphi_{qr} = 0$) d'un repère lié au champ tournant, alors l'expression du couple s'écrira :

$$C_{em} = P \cdot \frac{M}{L_r} \varphi_r \cdot i_{qs} \quad (IV.2)$$

Il apparaît ainsi clairement que la composante i_{ds} fixe le flux et la composante i_{qs} contrôle le couple : on retrouve donc le comportement d'une machine à courant continu à excitation séparée. La liaison du repère dq avec le champ tournant est assurée par l'autopilote de la machine.

IV.2 .Méthodes d'orientation du flux.

Les méthodes d'orientation du flux sont au nombre de deux : directe et indirecte.

- La méthode directe consiste à déterminer la position et le module du flux .A cet effet, deux procédés sont utilisés, à savoir la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs et l'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques.
- La méthode indirecte, elle, n'utilise pas l'amplitude du flux, mais seulement sa position .Dans ce cas, le flux n'est pas contrôlé directement, mais c'est une variable intermédiaire liée au flux par un modèle de référence qui est contrôlée.

Dans ce chapitre, on développe la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique (I.R.F.O).

Il existe plusieurs expressions donnant le couple électromagnétique toutes égales, parmi ces diverses expressions du couple, on considère pour la suivante :

$$C_{em} = P(\varphi_{qr} \cdot i_{dr} - \varphi_{dr} \cdot i_{qr}) \quad (IV.3)$$

En examinant cette expression, on s'aperçoit que si l'on élimine le premier produit $(\varphi_{qr} \cdot i_{dr})$, alors l'expression du couple se réduit à :

$$C_{em} = -P \cdot \varphi_{dr} \cdot i_{qr} \quad (IV.4)$$

L'expression ci-dessus ressemble fort bien à celle donnant le couple de la machine à courant continu à excitation séparée .Il suffit donc d'orienter le repère dq de manière à annuler la composante du flux en quadrature, c'est-à-dire de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que la flux rotorique soit entièrement portée par l'axe direct d et donc d'avoir $\varphi_{qr} = 0$ d'où $\varphi_r = \varphi_{dr}$

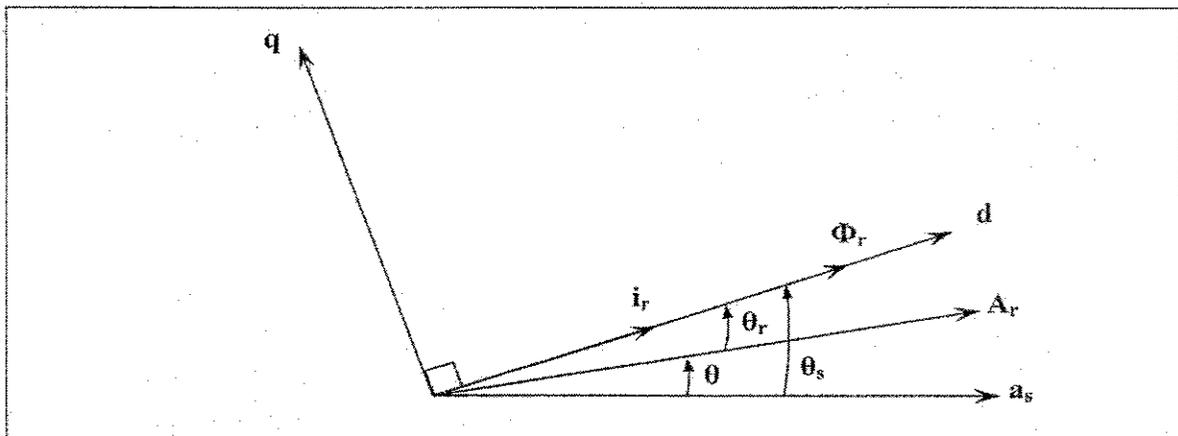


Figure IV.1 .Principe du contrôle vectoriel.

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

A flux rotorique constant, le couple électromagnétique ne dépend que du courant i_{qr} . [1]

D'où la Figure IV.2 ci-dessous représentant la commande découplée.

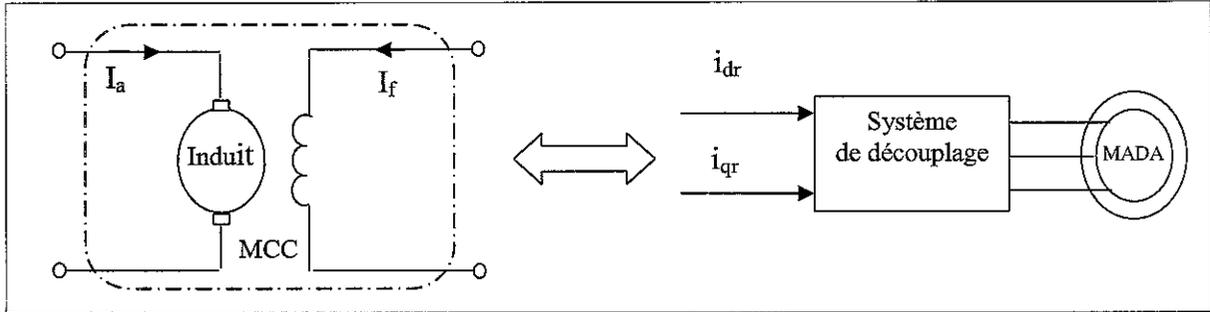


Figure IV.2. Principe de la commande découplée.

IV.3. Commande vectorielle de la MADA :

Il existe trois choix possibles pour l'orientation du flux selon l'axe direct **d** du repère tournant :

- Orientation du flux rotoriques: $\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases}$
- Orientation du flux statorique : $\begin{cases} \phi_{ds} = \phi_s \\ \phi_{qs} = 0 \end{cases}$
- Orientation du flux magnétisant (d'entrefer): $\begin{cases} \phi_{dm} = \phi_m \\ \phi_{qm} = 0 \end{cases}$

IV.3.1. Modèle de la machine dans le repère de Park:

Le modèle mathématique de la MADA se traduit dans le repère de Park, lié au champ tournant, par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (IV.5)$$

Comme $\phi_{dr} = \phi_r$ et $\phi_{qr} = 0$, (IV.5) s'écrit alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (IV.6)$$

Dans le but d'exprimer V_{ds} et V_{qs} en fonction des courants rotoriques, on va exprimer I_{ds} et I_{qs} en fonction des courants rotoriques ; à cet effet, on utilise les équations des flux :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \Rightarrow i_{ds} = \frac{1}{M} [\phi_r - L_r \cdot i_{dr}] \\ \phi_{qr} = 0 = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \Rightarrow i_{qs} = -\frac{L_r}{M} \cdot i_{qr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} = -\frac{L_s L_r}{M} \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qr} = -\frac{L_s L_r}{M} \cdot \sigma \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (IV.7)$$

D'autre part :

$$\phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \Rightarrow \phi_{ds} = \frac{L_s}{M} \cdot \phi_r - \frac{L_r}{M} \cdot L_s \cdot \sigma \cdot i_{dr}$$

C'est-à-dire :

$$\phi_{ds} = \frac{L_s}{M} \cdot \phi_r - \frac{L_s L_r}{M} \cdot \sigma \cdot i_{dr} \Rightarrow \frac{d\phi_{ds}}{dt} = \frac{L_s}{M} \cdot \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{L_s L_r}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} \quad (IV.8)$$

Or :

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} \Rightarrow \frac{d\phi_{dr}}{dt} = V_{dr} - R_r \cdot i_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr}$$

De l'équation (IV.7) on obtient :

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = \frac{L_s}{M} [V_{dr} - R_r \cdot i_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr}] - \frac{L_s L_r}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} \quad (IV.9)$$

Injectons (IV.8) dans (IV.7) on aura :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s \cdot \frac{1}{M} [\phi_r - L_r \cdot i_{dr}] + \frac{L_s}{M} \cdot V_{dr} - \frac{R_r L_s}{M} \cdot i_{dr} + \frac{L_s}{M} (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} - \frac{L_s L_r}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \omega_s \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot \sigma \cdot i_{qr} \\ V_{ds} &= \frac{R_s}{M} \cdot \phi_r - \frac{L_r R_s}{M} \cdot i_{dr} - \frac{R_r L_s}{M} \cdot i_{dr} - \frac{L_s L_r}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{L_s}{M} (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} + \omega_s \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot \sigma \cdot i_{qr} \\ V_{ds} &= -\left(\frac{R_r L_r + R_r L_s}{M} \right) \cdot i_{dr} - \frac{L_r L_s}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_s \cdot \frac{L_r L_s}{M} \cdot \sigma \cdot i_{qr} + \frac{R_s}{M} \cdot \phi_r + \frac{L_s}{M} \cdot V_{dr} \end{aligned}$$

Finalement le système (IV.6) devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = -\alpha \cdot i_{dr} - \frac{L_r L_s}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_s \frac{L_r L_s}{M} \cdot \sigma \cdot i_{qr} + \beta \cdot \phi_r + \frac{L_s}{M} \cdot V_{dr} \\ V_{qs} = -\beta \cdot L_r \cdot i_{dr} - \frac{L_r L_s}{M} \cdot \sigma \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_s \frac{L_r L_s}{M} \cdot \sigma \cdot i_{dr} + \omega_s \frac{L_s}{M} \cdot \phi \end{cases} \quad (IV.10)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\phi_r}{dt} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_r \end{cases} \quad (IV.11)$$

Avec : $\alpha = \frac{R_s L_r + R_r L_s}{M}$, $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$, $\beta = \frac{R_s}{M}$

IV.3.2. Puissances active et réactive rotoriques

Les puissances active et réactive rotoriques s'expriment en fonction des composantes de Park de la manière suivante

$$\begin{cases} P_r = V_{dr} \cdot i_{dr} + V_{qr} \cdot i_{qr} \\ Q_r = V_{qr} \cdot i_{dr} - V_{dr} \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (IV.12)$$

Dans ce travail, on utilise la commande indirecte, vu son immense avantage résidant dans le fait qu'on n'utilise pas l'amplitude du flux rotorique, mais uniquement sa position.

IV.3.3. Structure d'une alimentation en tension par orientation du flux :

Afin de montrer que la commande par orientation du flux rotorique permet d'avoir un découplage effectif des grandeurs réelles (couple, vitesse) de la MADA, on considère les tensions rotoriques : V_{dr} et V_{qr} comme variables de commande qui sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté, et les courants rotoriques comme variables d'état. Ces grandeurs sont fonction des grandeurs de consigne : P_{rref} et Q_{rref} . Cela signifie que l'on peut également envisager une commande vectorielle de la MADA, basée sur un contrôle des puissances active et réactive rotoriques [37].

Cependant, cette solution n'est valable que lorsque la MADA fonctionne en régime normal, car dès que le réseau est affecté par un défaut, la mesure de la puissance au rotor n'est plus appropriée.

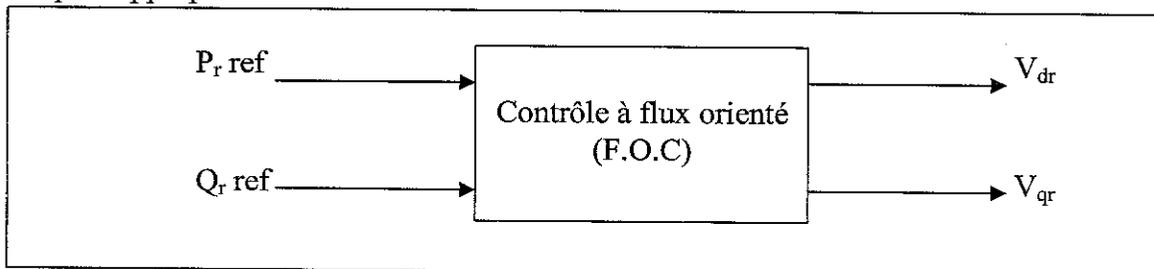


Figure IV.3 .Bloc du F.O.C

Moyennant quelques hypothèses, le système (IV.6), peut être simplifié .Les tensions rotoriques deviennent en régime permanent :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + g \cdot \omega_s \cdot \phi_r \end{cases} \quad (IV.13)$$

Les équations (IV.8) et (IV.9) deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = -\alpha_{r1} \cdot i_{dr} - \tau \cdot \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_s \cdot \tau \cdot i_{qr} + \frac{\beta}{g} \cdot V_{qr} + \frac{L_s}{M} \cdot V_{dr} \\ V_{qs} = -\alpha_{r2} \cdot i_{qr} - \tau \cdot \frac{di_{qr}}{dt} - \omega_s \cdot \tau \cdot i_{dr} + \frac{L_s}{M} \cdot \frac{V_r}{g} \end{cases} \quad (IV.14)$$

$$\text{Avec : } \alpha_{r1} = \frac{R_s(L_s + L_r)}{M}, \quad \alpha_{r2} = \frac{R_s \cdot L_r + \frac{R_r L_s}{g}}{M}, \quad \tau = \frac{L_r \cdot L_s}{M} \cdot \sigma$$

Dans l'hypothèse où le flux est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator), le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine, et par conséquent la puissance active, uniquement dépendants du courant rotorique d'axe q [37].

En remplaçant les composantes V_{dr} et V_{qr} du système (IV.10) dans le système (IV.11), on obtient :

$$\begin{cases} P_r = R_r \cdot i_{dr}^2 + R_r \cdot i_{qr}^2 + g \cdot \omega_s \cdot \phi_r \cdot i_{qr} \\ Q_r = g \cdot \omega_s \cdot \phi_r \cdot i_{dr} \end{cases} \quad (IV.15)$$

On voit alors que la puissance P_r est rendue proportionnelle au courant I_{qr} si le flux est maintenu constant, de préférence à sa valeur nominale, de façon à avoir une puissance maximale. Donc pour un point fonctionnement donné, caractérisé par une vitesse de rotation w , on peut écrire :

$$\begin{cases} P_r - P_{jr} = K \cdot i_{qr} \\ Q_r = K \cdot i_{dr} \end{cases} \quad (IV.16)$$

$$\text{Avec : } K = f(\Omega, \omega_s) = g \cdot \omega_s \cdot \phi_r$$

IV.3.4. Structure du bloc de découplage

Elle est donnée par les équations suivantes avec la structure du bloc de découplage illustrée par la figure (IV.4) ci-dessous :

$$\begin{cases} i_{qr_{ref}} = \frac{P_{r_{ref}}}{K} \\ i_{dr_{ref}} = \frac{Q_{r_{ref}}}{K} \end{cases} \quad (IV.17)$$

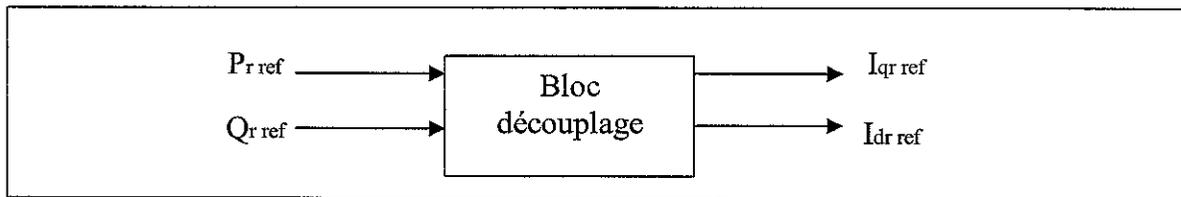


Figure IV.4. Bloc de découplage

On introduit, pour découpler, deux nouvelles grandeurs indépendantes : V_{d1} et V_{q1} telles que :

$$\begin{cases} V_{d1} = \alpha_{r1} \cdot i_{dr} + \tau \cdot \frac{di_{dr}}{dt} \\ V_{q1} = \alpha_{r2} \cdot i_{qr} + \tau \cdot \frac{di_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (IV.18)$$

Dans la figure suivante, un schéma d'implantation général illustre la commande proposée, selon la stratégie de l'orientation du flux rotorique. Des régulateurs à gain élevé sont utilisés pour pouvoir contrôler les courants rotoriques : i_{dr} et i_{qr} [43], Les deux courants de référence sont obtenus à partir du contrôle des puissances active et réactive

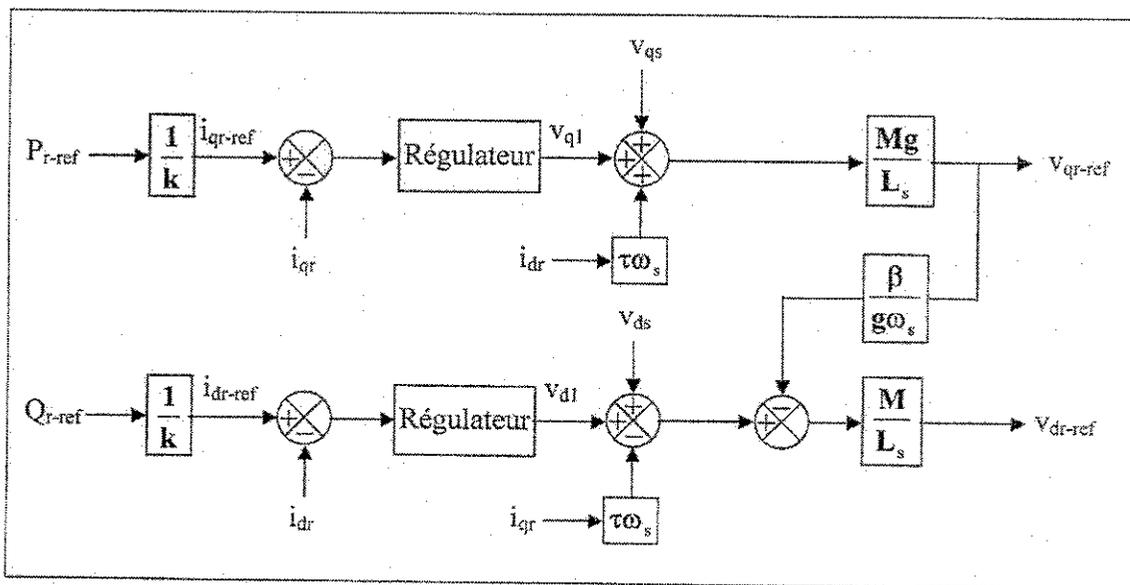


Figure IV.5. Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux rotorique de la MADA alimentée en tension

IV.3.5 .Calcul des paramètres des régulateurs :

Dans une machine asynchrone à double alimentation, l'asservissement des grandeurs électriques (courants) joue un rôle très important dans la commande. En effet, plus cet asservissement est efficace, plus la puissance rotorique (active et réactive) produite par la machine est proche de celle désirée. Pour cela, et afin de conserver l'orientation du flux exigé par la commande vectorielle, on doit étudier une boucle de régulation de courant.

Nous proposons une méthode analytique de calcul des paramètres des différents régulateurs du type (PI) qui permet d'avoir une bonne :

- Précision
- Rapidité
- Stabilité du système

La fonction de transfert du régulateur est donnée par :

$$R(s) = \frac{1 + T_1 s}{T_2 s} = K_p + \frac{K_i}{s}, \quad \text{où} \quad \begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases}$$

La détermination des paramètres T1 et T2 du régulateur fait intervenir des méthodes classiques de calcul des régulateurs continus.

Cette stratégie permet l'application de l'ensemble des outils de l'automatique linéaire au problème de régulation. Les correcteurs utilisés dans ce mémoire sont de type Proportionnel Intégral (P-I).

$$R_{C1}(s) = \frac{I_{dr}(s)}{V_{dr}(s)} = \frac{1}{\alpha_{r1} + \tau \cdot s}$$

$$R_{C2}(s) = \frac{I_{qr}(s)}{V_{qr}(s)} = \frac{1}{\alpha_{r2} + \tau \cdot s}$$

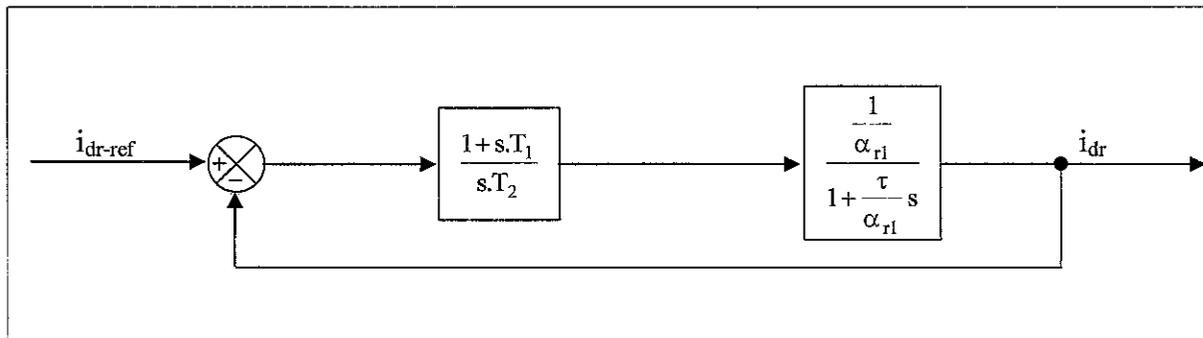


Figure IV.6 .Schéma bloc de la régulation des courants rotoriques

Pour ramener le système en boucle fermée (B.F) à un système du premier ordre, on choisira l'action Intégrale égale à la constante de temps du système en boucle ouverte,

c'est-à-dire : $T_1 = \frac{\tau}{\alpha_{r1}} = \frac{L_s \cdot \sigma}{R_r}$
 $T_2 \cdot \alpha_{r1} = \tau_d$

Avec : τ_d : temps de réponse désiré.

N.B : pour la boucle de courant i_{qr} , le dimensionnement se fait de la même manière.

Le schéma bloc de cette structure est représenté par la figure suivante :

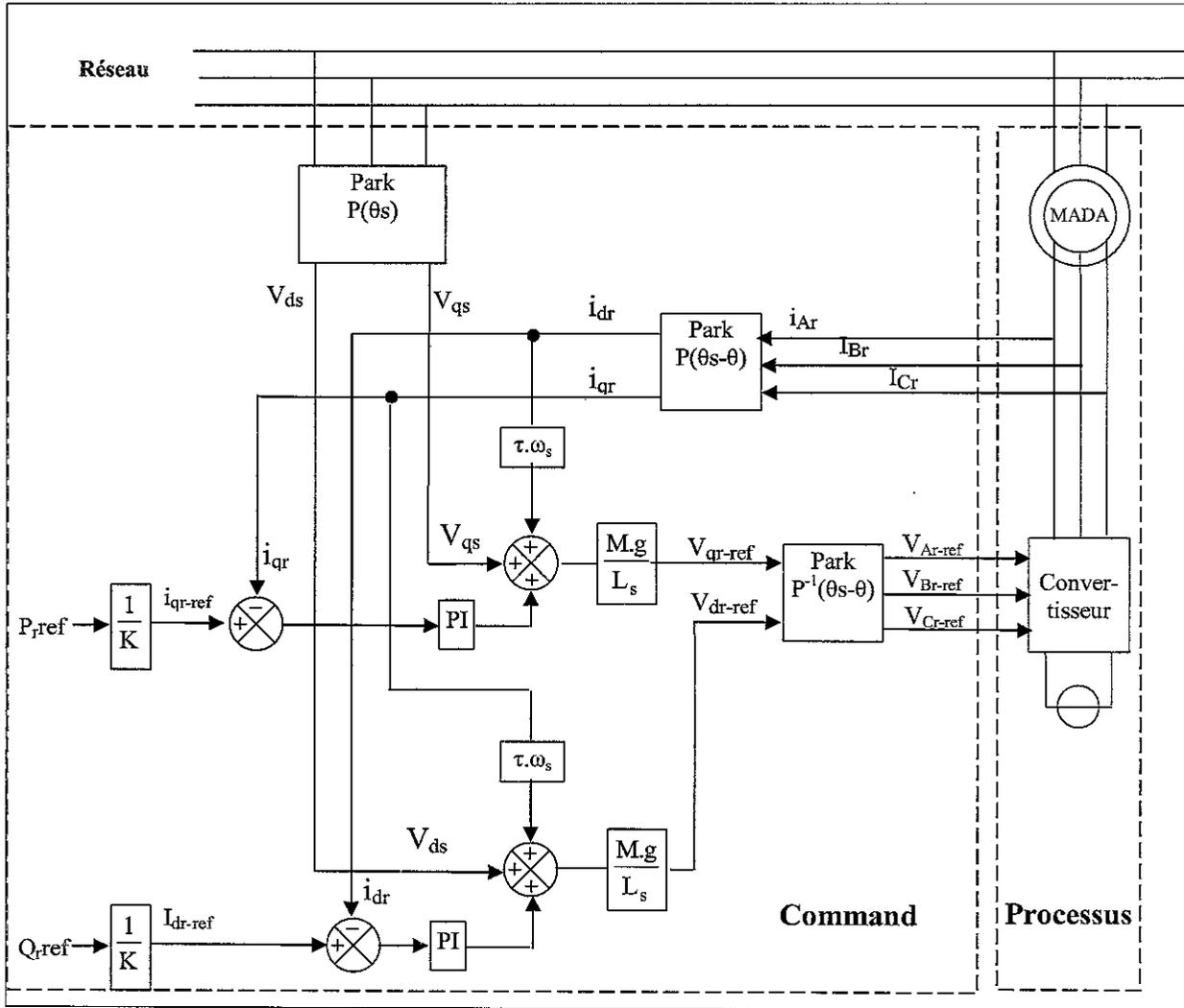


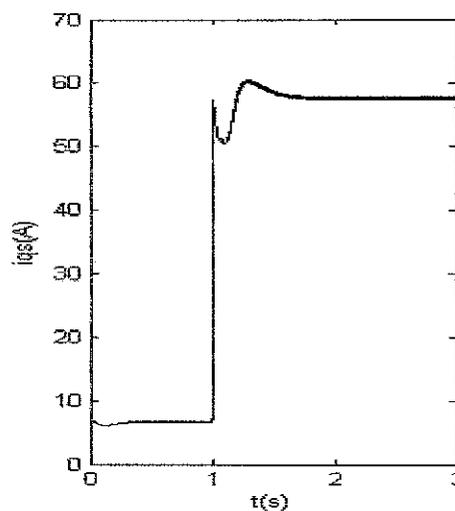
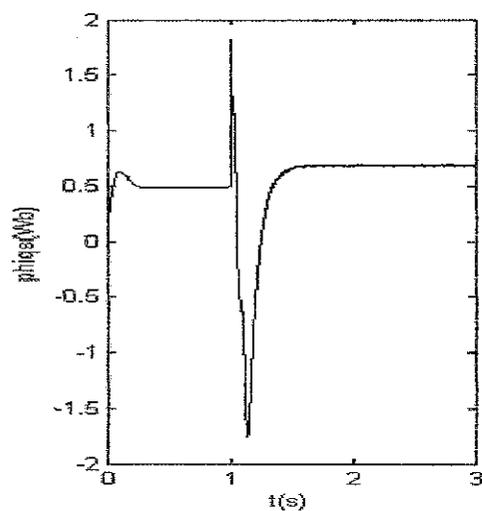
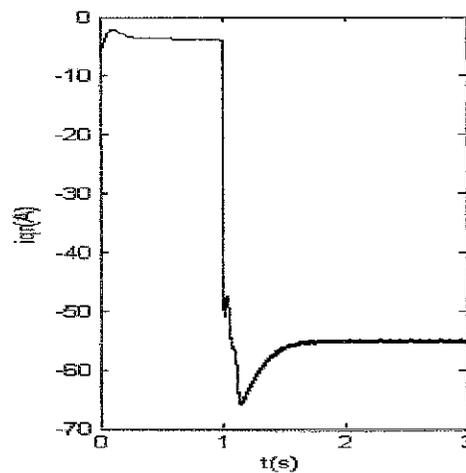
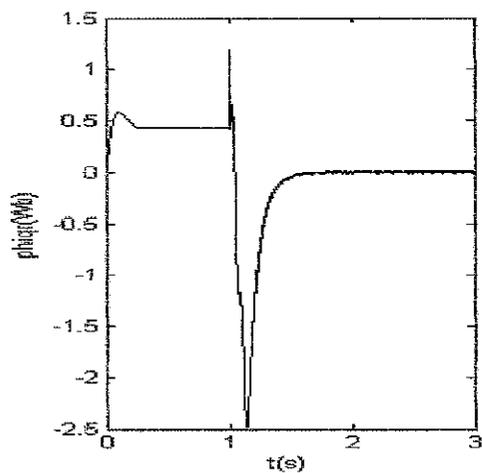
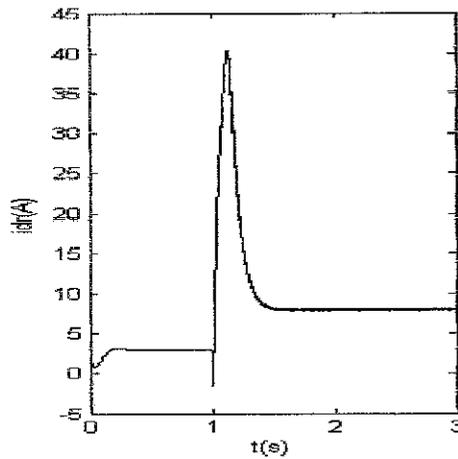
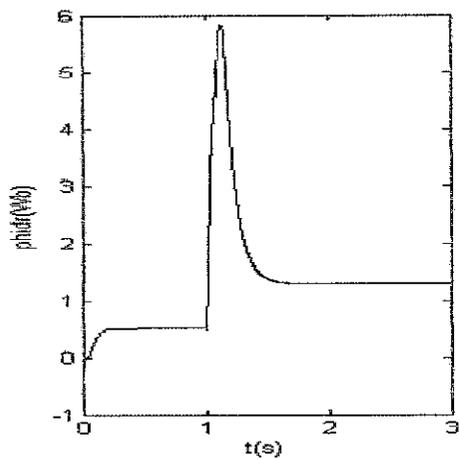
Figure IV.7 MADA alimentée par un convertisseur connecté au rotor

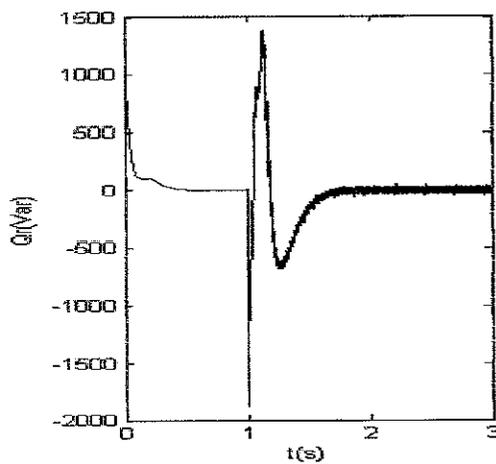
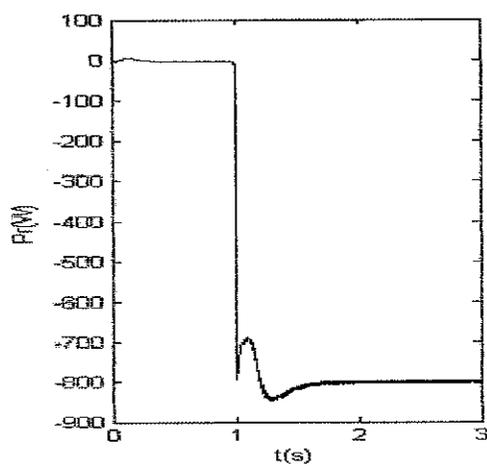
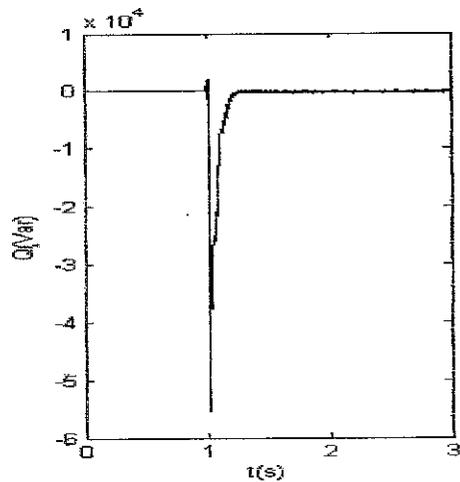
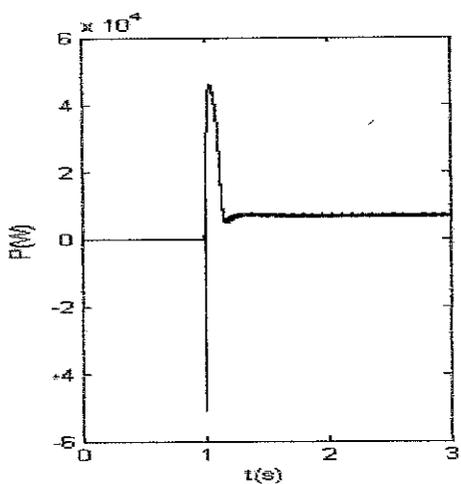
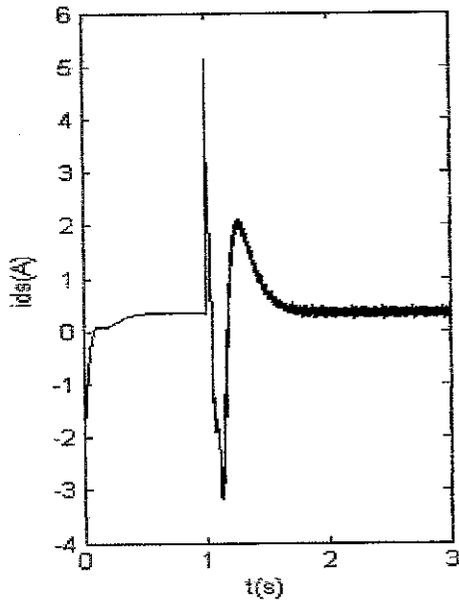
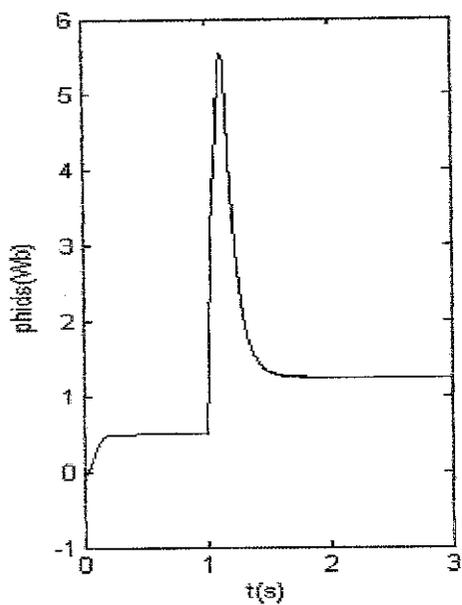
Remarque : dans le cas où la MADA fonctionne en générateur connecté au réseau, il suffit de remplacer la vitesse par la puissance active et le flux par la puissance réactive.

Pour un fonctionnement sur un site isolé, la MADA doit être contrôlée afin de maintenir la fréquence et la tension statoriques constantes [27].

IV-4.simulation et interprétation :

Les courbes ci-dessous représentent l'évolution des flux statoriques et rotoriques, des courants statoriques et rotoriques, les puissances actives et réactive rotoriques, ainsi que le couple électromagnétique.





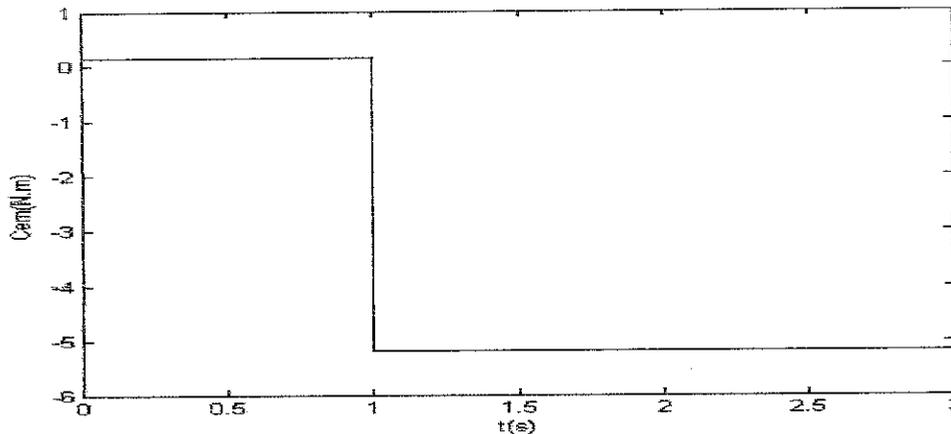


Figure IV.8 .Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MADA alimentée par un convertisseur connecté au rotor.

Interprétation

Le résultat de la simulation montre que la composante en quadrature du flux est nulle ;et que le courant I_{qr} a une valeur négative ,ce qui correspond effectivement à la formule (IV.3) donnant le couple .

On remarque également que les puissances active et réactive suivent leurs références.

IV.5.Commande vectorielle de la MADA alimentée par deux convertisseurs :

IV.5.1.Structure d'une double alimentation en tension par orientation du flux :

Cette méthode nécessite l'utilisation de deux convertisseurs, l'un au stator, l'autre au rotor dans le but d'obtenir un bon découplage entre les grandeurs suivant les axes **d** et **q**.

En posant ($\varphi_{dr} = \varphi_r, \varphi_{qr} = 0$), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants rotoriques aux courants statoriques

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \varphi_{qr} = 0 = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\varphi_r - M i_{ds}) \\ i_{qr} = -\frac{M}{L_r} \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (IV.19)$$

En remplaçant le système d'équations (IV.19) dans (IV.15), on obtient :

$$\begin{cases} P_r - P_{jr} = -g \cdot \omega_s \cdot \varphi_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot i_{qs} \\ Q_r - g \cdot \omega_s \cdot \frac{\varphi_r^2}{L_r} = -g \cdot \omega_s \cdot \varphi_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot i_{ds} \end{cases} \quad (IV.20)$$

En remplaçant le système d'équations (IV.11) dans (IV.8):

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (IV.21)$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (IV.22)$$

On aura :

$$\begin{aligned} \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} &\Leftrightarrow \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_r} [\varphi_r - M \cdot i_{ds}] \\ \varphi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_r - \frac{M^2}{L_r} \cdot i_{ds} &\Leftrightarrow \varphi_{ds} = L_s \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) i_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_r \end{aligned}$$

C'est-à-dire : $\varphi_{ds} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_r$

$$\varphi_{qs} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{qs}$$

D'où :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{qs} \end{cases}$$

Le système (IV.14) devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot L_s \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \varphi_r + \omega_s \cdot L_s \cdot i_{ds} \end{cases} \quad (IV.23)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + L_r \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + M \cdot \frac{di_{ds}}{dt} - g \cdot \omega_s \cdot (L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}) \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + L_r \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + M \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + g \cdot \omega_s \cdot (L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds}) \end{cases} \quad (IV.24)$$

On introduit, pour découpler, quatre nouvelles grandeurs indépendants : $V_{ds1}, V_{qs1}, V_{dr1}, V_{qr1}$ telle que :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs1} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{qs}}{dt} \\ V_{dr1} = R_r \cdot i_{dr} + L_r \cdot \sigma \cdot \frac{di_{dr}}{dt} \\ V_{qr1} = R_r \cdot i_{qr} + L_s \cdot \sigma \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + M \cdot \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (IV.25)$$

Les composantes découplées des tensions sont directement reliées aux composantes des courants statoriques et rotoriques ($i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}$), et par compenser l'erreur lors du découplage, les valeurs des tensions : ($V_{ds1}, V_{qs1}, V_{dr1}, V_{qr1}$) sont corrigées, donnant ainsi les tensions statoriques et rotoriques : V_{ds} et V_{qs} ; V_{dr} et V_{qr} à flux constant.

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - \omega_s \cdot L_s \cdot i_{ds} \\ V_{qs} = V_{qs1} + \omega_s \cdot L_s \cdot i_{ds} + \omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \\ V_{dr} = V_{dr1} + M \cdot \frac{di_{ds}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot (L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}) \\ V_{qr} = V_{qr1} + M \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot (L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds}) \end{cases} \quad (IV.26)$$

IV.5.2. Calcul des paramètres des régulateurs de courants :

De (IV.18), on déduit les fonctions de transfert donnant les courants statoriques et rotoriques : i_{ds} et i_{qs} ; i_{dr} et i_{qr} en fonction des tensions de V_{ds1} et V_{qs1} ;

$$\begin{cases} \frac{i_{ds}}{V_{ds1}} = \frac{i_{qs}}{V_{qs1}} = \frac{1}{R_s + L_s \cdot \sigma \cdot s} \\ \frac{i_{dr}}{V_{dr1}} = \frac{i_{qr}}{V_{qr1}} = \frac{1}{R_r + L_r \cdot s} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{i_{ds}}{V_{ds1}} = \frac{i_{qs}}{V_{qs1}} = \frac{1}{R_s + L_s \cdot \sigma \cdot s} \\ \frac{i_{dr}}{V_{dr1}} = \frac{i_{qr}}{V_{qr1}} = \frac{1}{R_r + L_r \cdot s} \end{cases}$$

La stratégie de commande de la MADA décrite dans la première partie de ce chapitre a déjà été étudiée dans le cas de régulateurs (P.I). C'est un régulateur simple et rapide à mettre en œuvre.

Dans la figure (IV.18), un schéma d'implantation général illustre la commande proposée, selon la stratégie de l'orientation du flux rotoriques .Dans cette même figure,des régulateurs P.I sont utilisés pour pouvoir contrôler les courants statoriques et rotoriques (i_{ds} et i_{qs} ; i_{dr} et i_{qr}).Les deux courants statoriques de référence sont obtenus à partir du contrôle des puissances active et réactive.

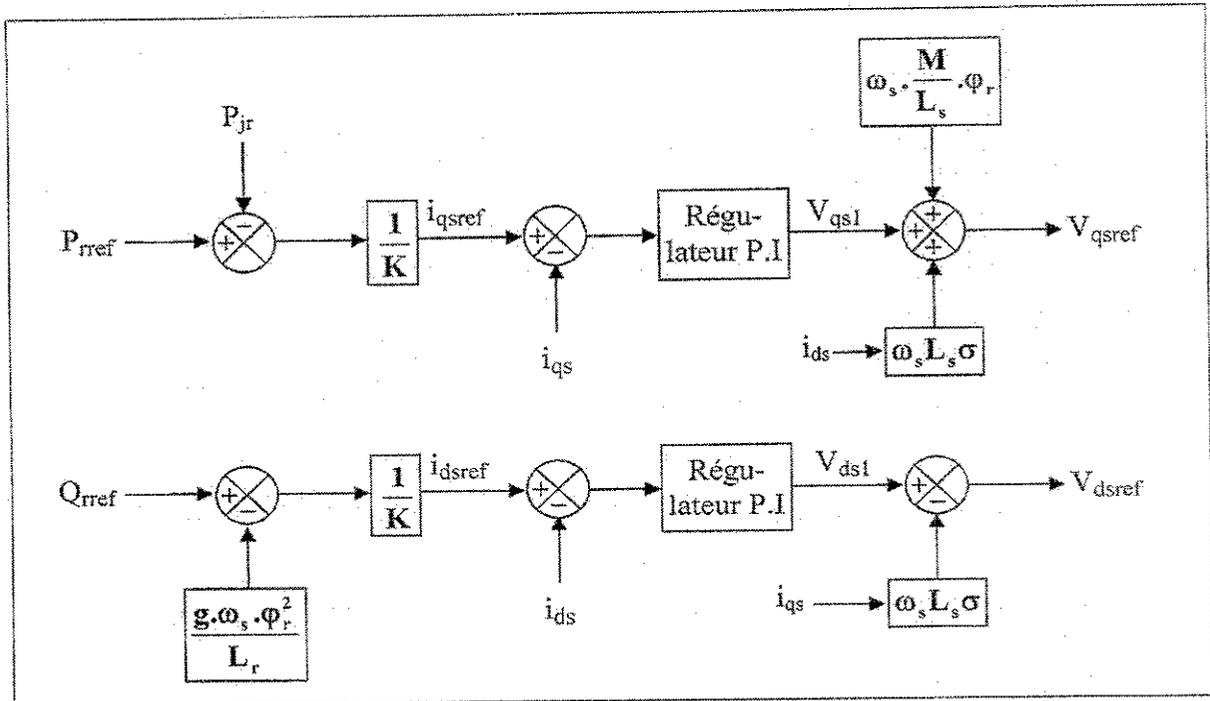


Figure IV.9 Schéma bloc de la structure de la commande par orientation du flux rotorique

Remarque : Afin d'éviter la fonction dérivée "S", on la remplace par un filtre qui est représenté dans le schéma par la fonction de transfert $\frac{S}{1 + \tau_f \cdot S}$ avec τ_f : constante de temps du filtre.

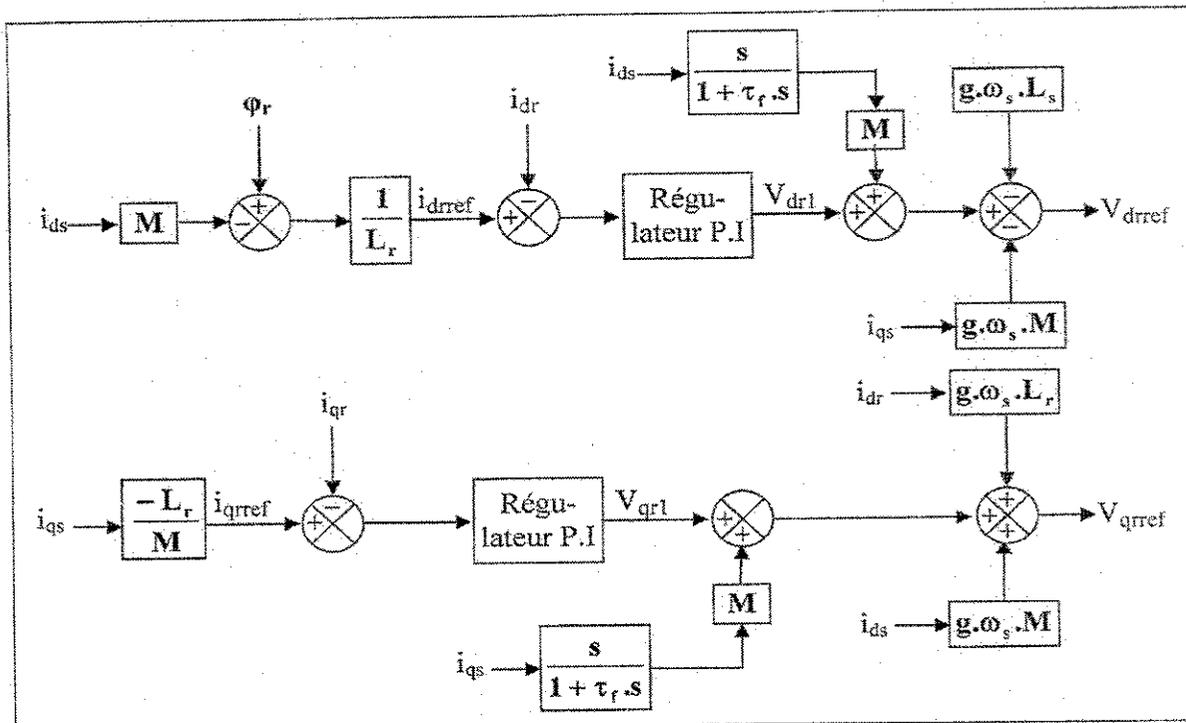


Figure. IV. 10 .schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux rotorique de la MADA alimentée en tension.

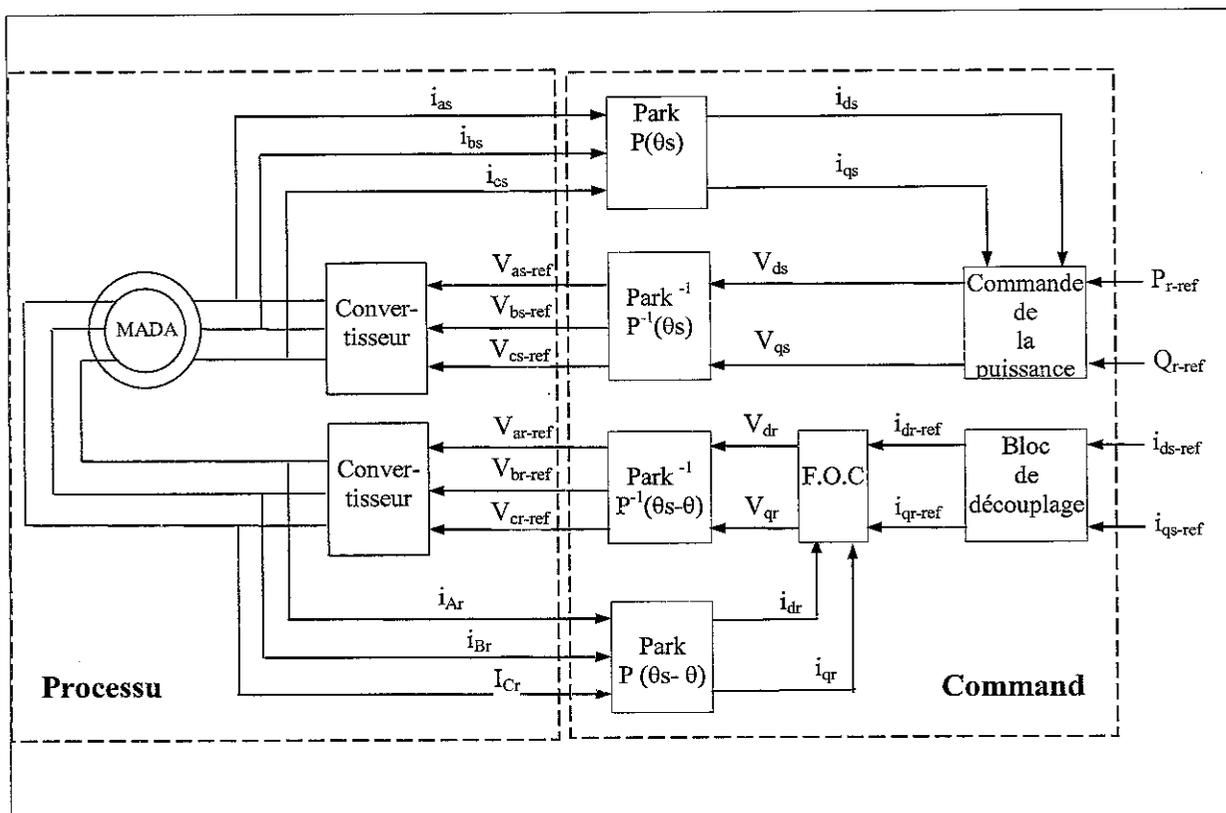


Figure IV.11.Schéma global de la structure de la commande par orientation du flux rotorique de la MADA alimentée par deux convertisseurs.

IV-5.4 Simulation :

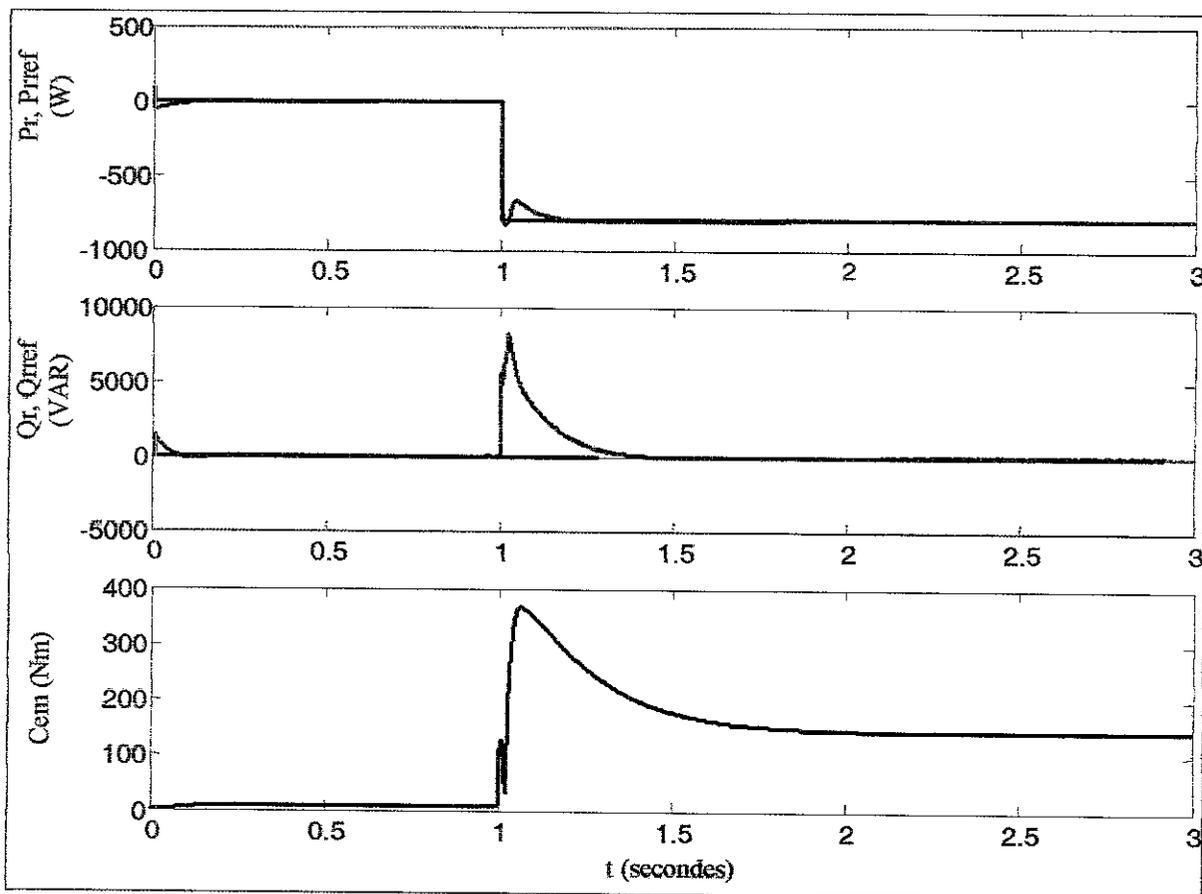
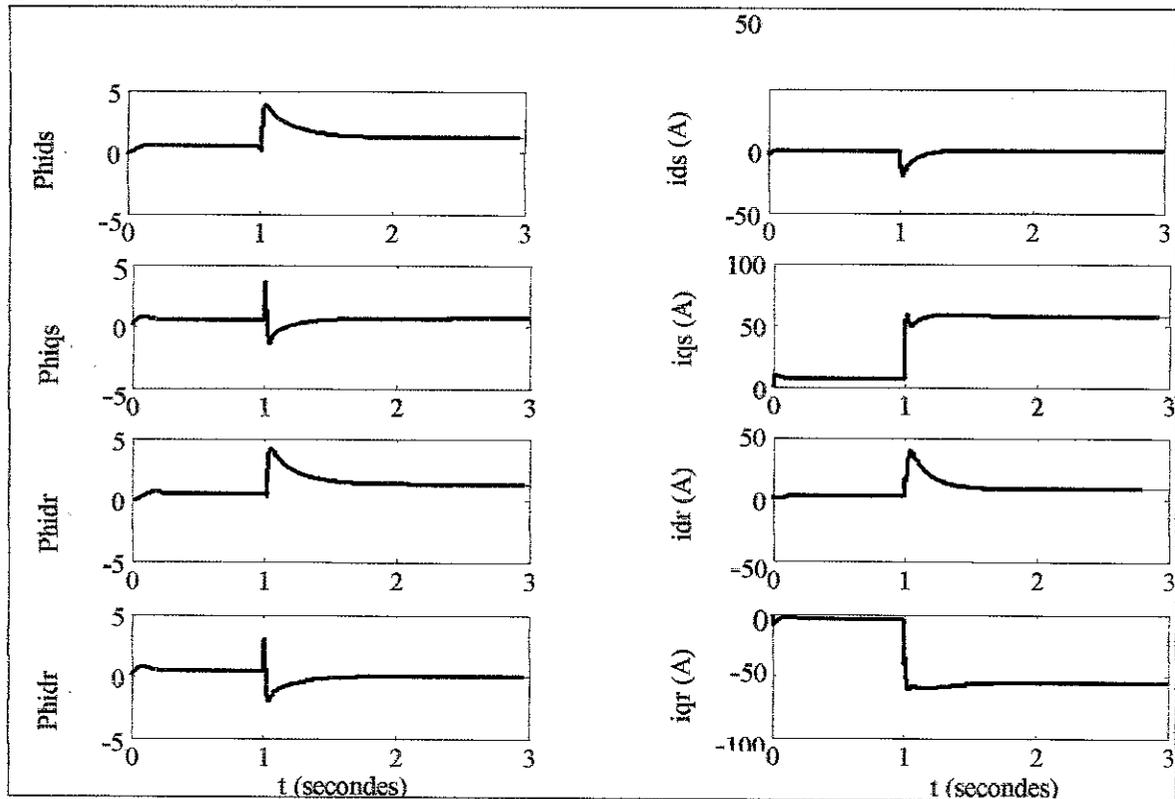


Figure IV.12 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MADA alimentée par deux convertisseurs

Interprétation des résultats de simulation de la commande vectorielle :

La simulation de cette commande a été faite en imposant les puissance active et réactive rotoriques : $P_{r_{ref}}$ et $Q_{r_{ref}}$. Pendant que la machine est entraînée à vitesse de rotation constante.

Conditions de l'essai :

La machine est entraînée à 1450 tr/min.

A $t=1s$, on applique un échelon de puissance active : $P_{r_{ref}}$ passe de 0 à -800 W.

Les courbes (II-9) montrent que :

Les courants $i_{dr_{ref}}$ et $i_{qr_{ref}}$ sont respectivement l'image de $i_{dr_{ref}}$ et $i_{qr_{ref}}$.

Les courants rotoriques i_{dr} et i_{qr} suivent les courants de références imposés dans le régime établi. La tension V_{ar} a une allure alternative.

La composante Q_{qr} ne s'annule pas en régime permanent, ceci signifie que le découplage entre le flux et le couple n'est pas réalisé.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a d'abord établi une comparaison entre la machine à courant continu et la machine à courant alternatif. Dans la première, la commande est aisée, car flux et couple sont naturellement découplés, dans la deuxième, la commande est difficile, car le courant statorique sert à la fois à créer le flux et le couple ; et afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, on a fait appel à la commande vectorielle. Cette technique a permis de découpler les deux grandeurs de commande, flux et couple. Les résultats de simulation prouvent que l'objectif visé a été atteint.

Chapitre V
Cascade Redresseur N.P.C
à trois niveaux à M. L. I-
Onduleur N.P.C à trois niveaux

Cascade Redresseur N.P.C à trois niveaux à M. L. I- Onduleur N.P.C à trois niveaux

Résumé :

Ce chapitre étudie la cascade constituée :

- D'un redresseur de courant à structure NPC à trois niveaux à MLI, commandé par hystérésis ;
- D'un onduleur de tension à structure NPC à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale,
- De la MADA commandée vectorielle on y a examiné le problème du déséquilibre des tensions U_{C1} et U_{C2} de l'entrée de l'onduleur .Ces deux tensions ont été asservies en utilisant des régulateurs linéaire (IP) et (PI).

Cascade Redresseur NPC à trois niveaux à M. L. I- Onduleur NPC à trois niveaux

Cascade Redresseur N.P.C à trois niveaux à M. L. I- Onduleur N.P.C à trois niveaux	65
Introduction.....	67
V.1. Redresseur triphasé à trois niveaux	67
V.1.1. Modélisation du redresseur.....	67
V.1.2. Structure générale d'un redresseur de courant triphasé à MLI.....	67
V.1.3 .Modèle de connaissance.....	67
V.1.4. Commande par hystérésis en courant appliquée au redresseur.....	68
V.1.5. Commandabilité du redresseur.....	69
V.1.6. Commande en courant par hystérésis	70
V. V 1.7. simulation	70
V.2. Cascade redresseur N.P.C à trois niveaux- Onduleur N.P.C à trois niveaux.....	73
V.2.1. Structure de la cascade.....	73
V.2.1. Modélisation du filtre intermédiaire de la cascade.....	73
V.2.2 .Commande de la MADA alimentée par deux convertisseurs	75
V.2.3 Simulation	76
V.3. Asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux	76
V.3.1. Modélisation du redresseur à M.L.I à trois niveaux en vue de sa commande.....	77
V.3.2. Modélisation de la boucle de courant (boucle interne)	77
V.4 .Réglage linéaire.....	78
V.4.1. Dimensionnement des régulateurs de courant.....	78
V.4.2. Dimensionnement du régulateur de tension.....	78
V.4.3. simulation et interprétation.....	79
Conclusion.....	79

Introduction:

Dans le chapitre III, on a vu que l'onduleur triphasé à structure N.P.C, utilise deux tensions d'entrée U_{c1} et U_{c2} qu'on a supposées égales et constantes. Ces deux tensions sont généralement délivrées par un redresseur. Plusieurs types de redresseurs ont été proposés par différents auteurs [7],[12],[24], pour alimenter l'onduleur à trois niveaux. Ces redresseurs peuvent être à MLI ou non.

Le but de ce chapitre est l'étude la cascade : Redresseur triphasé à trois niveaux.-onduleur à trois niveaux.

Cette cascade constitue une alimentation réelle de la MADA. Pour ce faire, on va d'abord présenter le redresseur de courant à trois niveaux à structure N.P.C

V.1. Redresseur triphasé à trois niveaux :

V.1.1. Modélisation du redresseur :

Les onduleurs à trois niveaux sont, de par leur structure, réversibles. Ils peuvent fonctionner en onduleur et transférer ainsi l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif ou bien fonctionner en redresseur et assurer alors le transfert énergétique dans le sens inverse [7].

On adoptera la convention générateur pour la source de courant et la convention récepteur pour la source de tension.

V.1.2. Structure générale d'un redresseur de courant triphasé à MLI

La figure (V.1) ci-dessous représente la structure générale d'un redresseur de courant triphasé à M.L.I à trois niveaux à structure N.P.C Le rôle de ce redresseur de courant est de générer une tension de sortie continue aux bornes des capacités à partir d'une source alternative triphasée

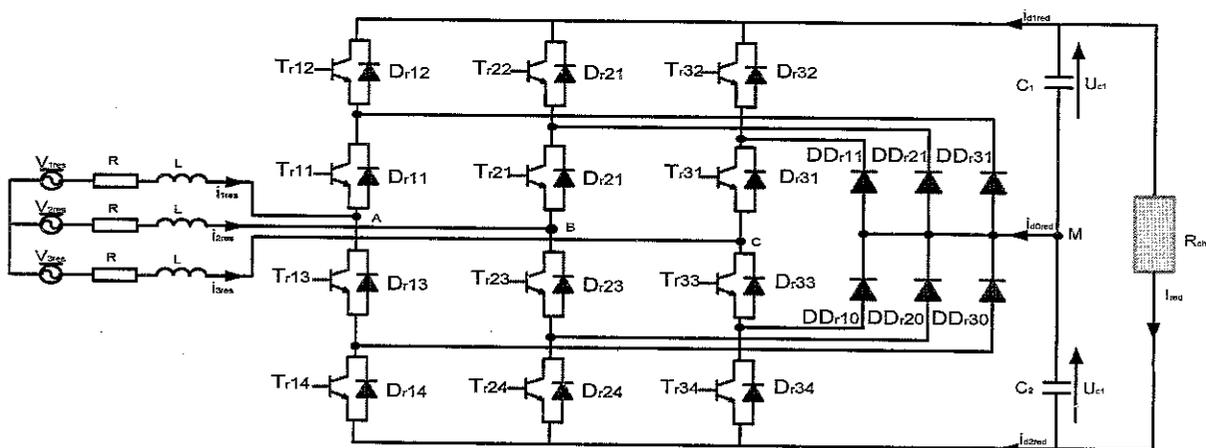


Figure V.1. Redresseur de courant triphasé à M.L.I à trois niveaux à structure NPC.

V.1.3 .Modèle de connaissance :

Le modèle de connaissance et de commande de ce redresseur est le même que celui élaboré au chapitre III pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, en tenant compte des conventions signalées précédemment. Ce redresseur va être commandé par la MLI, c'est-à-

Chapitre V : Cascade Redresseur N.P.C à trois niveaux à MLI – Onduleur N.P.C à trois niveaux

dire que les grandeurs de sortie U_{c1} et U_{c2} seront modulées pour générer les grandeurs d'entrée : V_a, V_b, V_c .

Sachant que pratiquement les paramètres du réseau (résistance et inductance) sont difficiles à identifier, on ajoute généralement en série un filtre d'entrée R.L de valeurs assez importantes pour pouvoir négliger les paramètres du réseau. L'inductance de ce filtre permet à la fois de respecter la règle de l'alternance des sources et de filtrer les harmoniques de courant du réseau. [11].

V.1.4. Commande par hystérésis en courant appliquée au redresseur :

Toutes les stratégies de commande possibles utilisées dans le cas de l'onduleur triphasé à trois niveaux [47],[7] sont également utilisables pour commander le redresseur triphasé à trois niveaux.

Dans ce chapitre, on opte pour la stratégie de commande par hystérésis pour contrôler le redresseur en question afin d'avoir un courant réseau pratiquement sinusoïdal et en phase avec sa tension.

Le principe général de la commande par hystérésis consiste à comparer le courant référence I_{ref} au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur. On montre que les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur Δ_i de la bande d'hystérésis aussi bien du point de vue poursuite de la référence que spectrale [22]. Les courants de références qui alimentent ce redresseur à trois niveaux, sont définis par le système suivant :

$$\begin{cases} i_{1ref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \\ i_{2ref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ i_{3ref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{cases} \quad (V.1)$$

La valeur efficace I_{eff} des courants de référence, qu'on doit imposer, doit être calculée en utilisant la conservation de la puissance instantanée, avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes. Cela étant, on aura pour le cas d'une charge active :

$$P_e = V_1 \text{res} \cdot i_1 \text{res} + V_2 \text{res} \cdot i_2 \text{res} + V_3 \text{res} \cdot i_3 \text{res} = P_s = R_{ch} \cdot I_{ch}^2 \quad (V.2)$$

$$\text{Avec} \quad I_{ch} = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{R_{ch}}$$

$$3V_{eff} \cdot I_e \cdot \cos \varphi + 3 \cdot R \cdot I_e = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{R_{ch}} \quad (V.3)$$

Avec : V_e : valeur efficace des tensions du réseau ;

I_e : valeur efficace des courants du réseau.

Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, et en négligeant les pertes par effet Joules dans le réseau, la relation (V.3) s'écrira :

$$I_e = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{3.V_e.R_{Ch}} \quad (V.4)$$

V.1.5. Commandabilité du redresseur

Pour assurer la commandabilité du redresseur, la valeur initiale, U_c , que doit prendre chacune des deux tensions : U_{c1} et U_{c2} doit être supérieure à la valeur maximale V_{max} de la tension du réseau Cette condition doit être vérifiée à chaque instant ; ceci est également nécessaire pour assurer un facteur de puissance unitaire. Pour s'en convaincre, il suffit de construire le diagramme de Fresnel **Figure (V.2)**

Les équations des tensions du réseau sont données par :

$$\begin{cases} V_{1res} = V_A + R.i_{1res} + L.\frac{di_{1res}}{dt} \\ V_{2res} = V_B + R.i_{2res} + L.\frac{di_{2res}}{dt} \\ V_{3res} = V_C + R.i_{3res} + L.\frac{di_{3res}}{dt} \end{cases} \quad (V.5)$$

Ecrivons pour la phase (1) les relations entre les grandeurs complexes, en négligeant R , on obtient :

$$\underline{V}_{1res} = \underline{V}_A + j.L\omega.\underline{I}_{1res} \Leftrightarrow \underline{V}_A = \underline{V}_{1res} - j.L\omega.\underline{I}_{1res} \quad (V.6)$$

Cette dernière relation permet d'obtenir le diagramme de Fresnel.

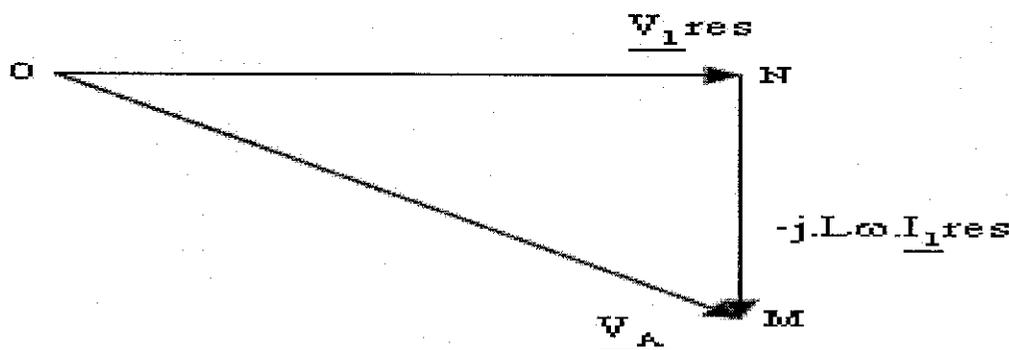


Figure V.2 Représentation de Fresnel

De ce diagramme de Fresnel, on obtient : $V_A^2 = V_{1res}^2 + (L\omega I_{1res})^2$. (V.7)

Comme on l'a vu au chapitre III, la valeur maximale que peut prendre le fondamental de la tension \underline{V}_A est $U_c (= \frac{E}{2})$.

Ainsi, la relation (V.6) montre bien que U_c doit être supérieure ou égale à V_{max} .

V.1.6. Commande par hystérésis en courant:

Le contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les références [2].

Pour les onduleurs à trois niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume, pour une phase k (bras k de l'onduleur), par le système suivant (V.7)

$$\begin{cases} [(\varepsilon_k \geq \Delta_i) \& (\varepsilon_k \leq 2\Delta_i)] \text{ ou } [(\varepsilon_k \leq -\Delta_i) \& (\varepsilon_k \geq -2\Delta_i)] \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (1, 0) \\ \varepsilon_k > 2\Delta_i \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (0, 0) \\ \varepsilon_k < -2\Delta_i \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (1, 1) \end{cases} \quad (V.8)$$

Avec : ε_k : l'écart entre le courant réel et le courant de référence i_{refk} et le courant réel i_{resk} tel que : $\varepsilon_k = i_k - i_{kref}$, $k=(1, 2, 3)$

Δ_i : La largeur de la bande d'hystérésis

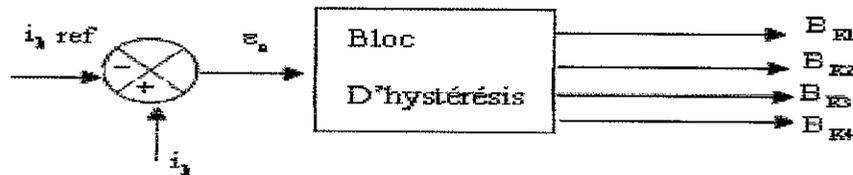
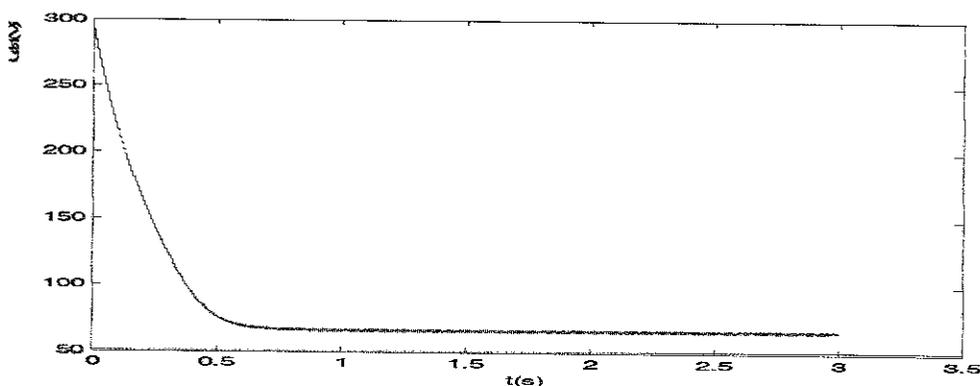
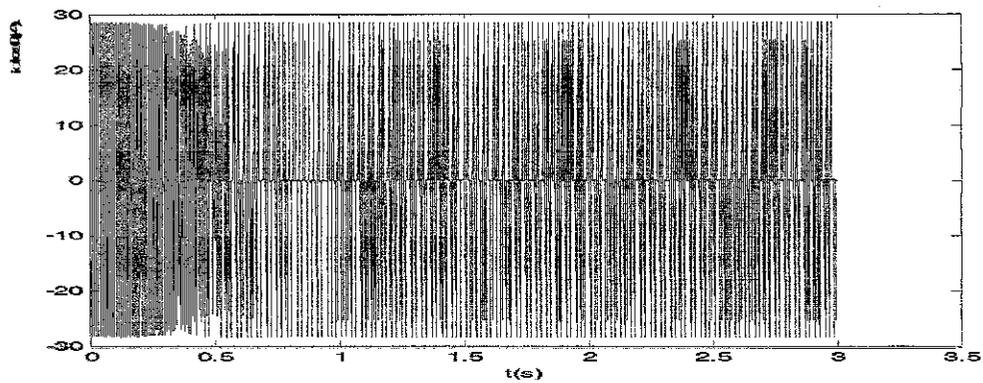
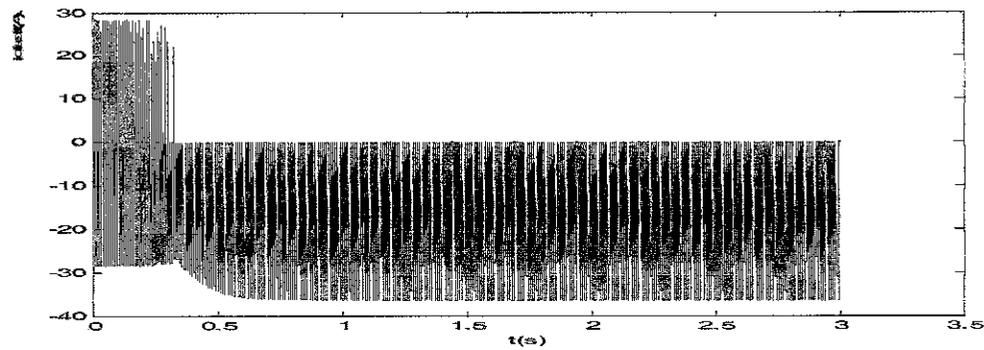
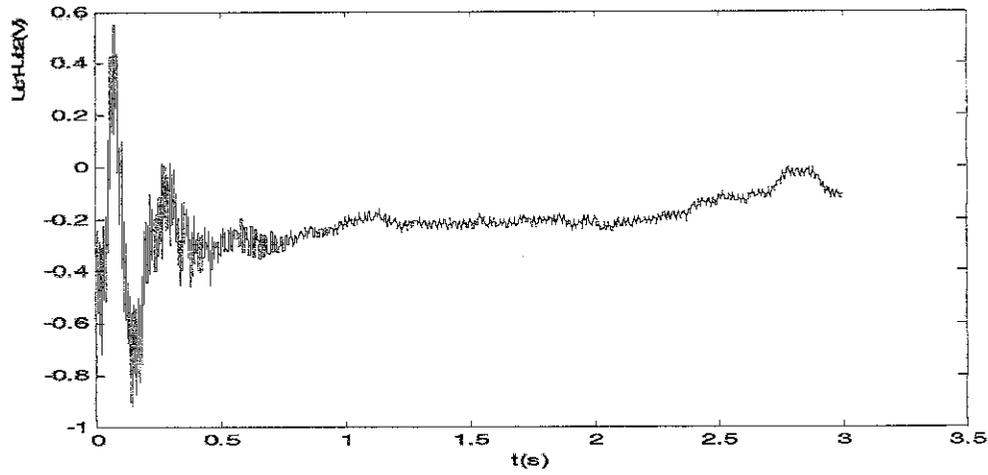
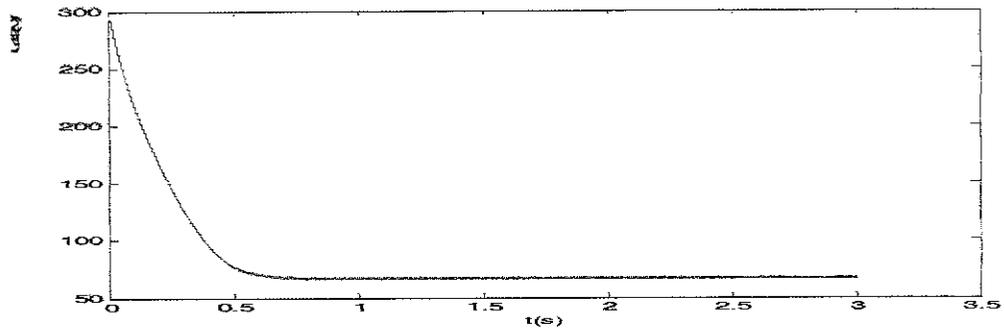


Figure V.3 Bloc d'hystérésis.

V1.7 simulation des tensions :Uc1,Uc2,courants du redresseur et tension et courant du réseau



Chapitre V : Cascade Redresseur N.P.C à trois niveaux à MLI – Onduleur N.P.C à trois niveaux



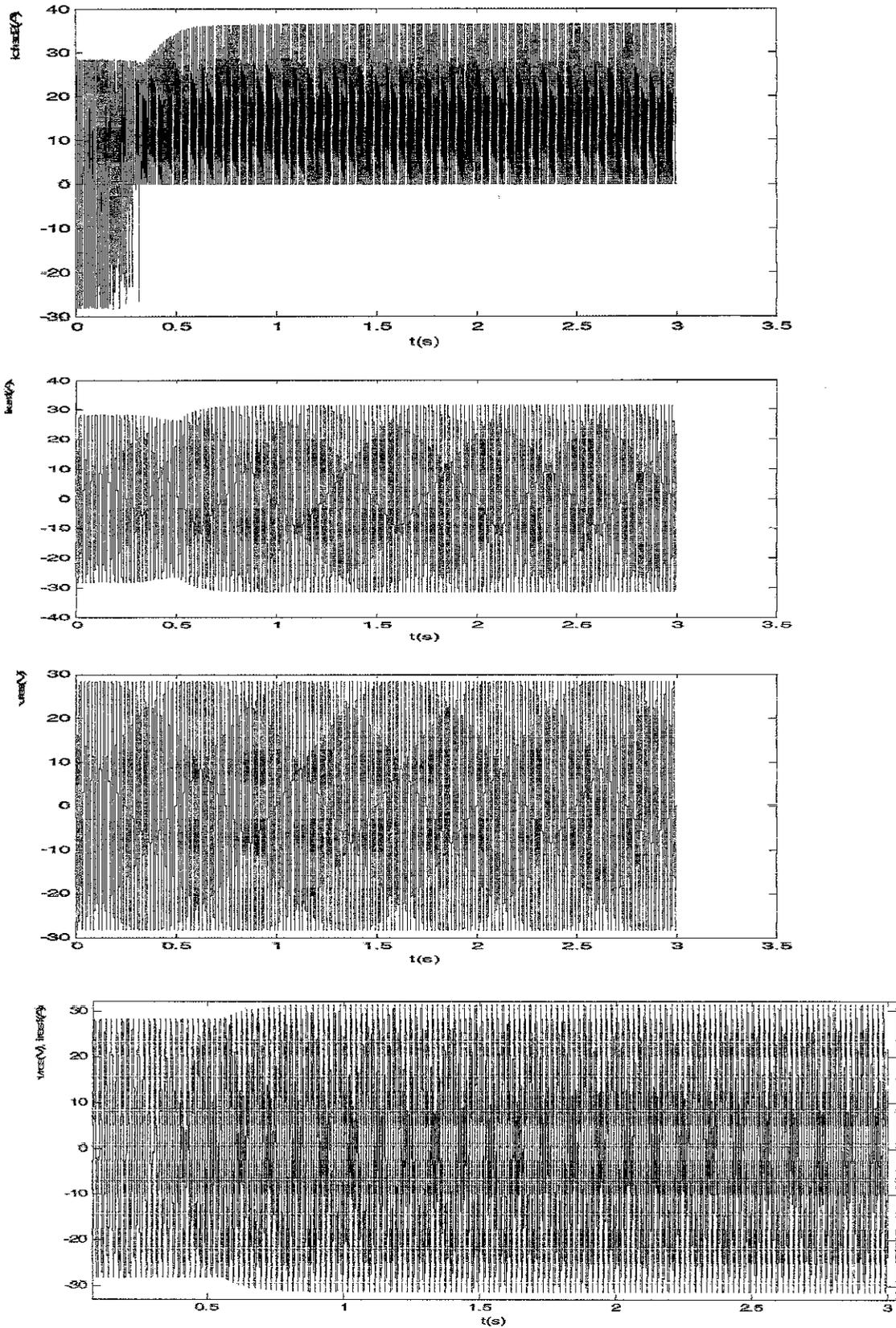


Figure V.4 Evolution des tensions, courants du redresseur et tension et courant réseau
Les courbes ci-dessus représentent les résultats de simulation du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant, avec une largeur de la bande

d'hystérésis $\Delta_i = 0.001$. La charge du redresseur étant une résistance R de valeur égale (25Ω) et des capacités de valeurs égales à $20mF$. On remarque que les courbes des tensions aux bornes des capacités ont même allure. Leur différence est pratiquement nulle.

Les courants redresseur : i_{red1} et i_{red2} ont des allures opposées l'une de l'autre.
La tension v_{res1} et i_{res1} sont en phase.

V.2. Cascade redresseur N.P.C à trois niveaux- Onduleur N.P.C à trois niveaux :

V.2.1. Structure de la cascade :

La cascade redresseur N.P.C à trois niveaux --onduleur N.P.C à trois niveaux est destinée à alimenter un rotor de la MADA . Cette cascade, jouant le rôle de changeur de fréquence indirect permet, à partir d'un réseau à fréquence et amplitude constantes, d'avoir un système de tensions de sortie de l'onduleur ayant une amplitude et une fréquence variables.

La structure générale de cette cascade associée à la MADA est présentée ci – dessous :

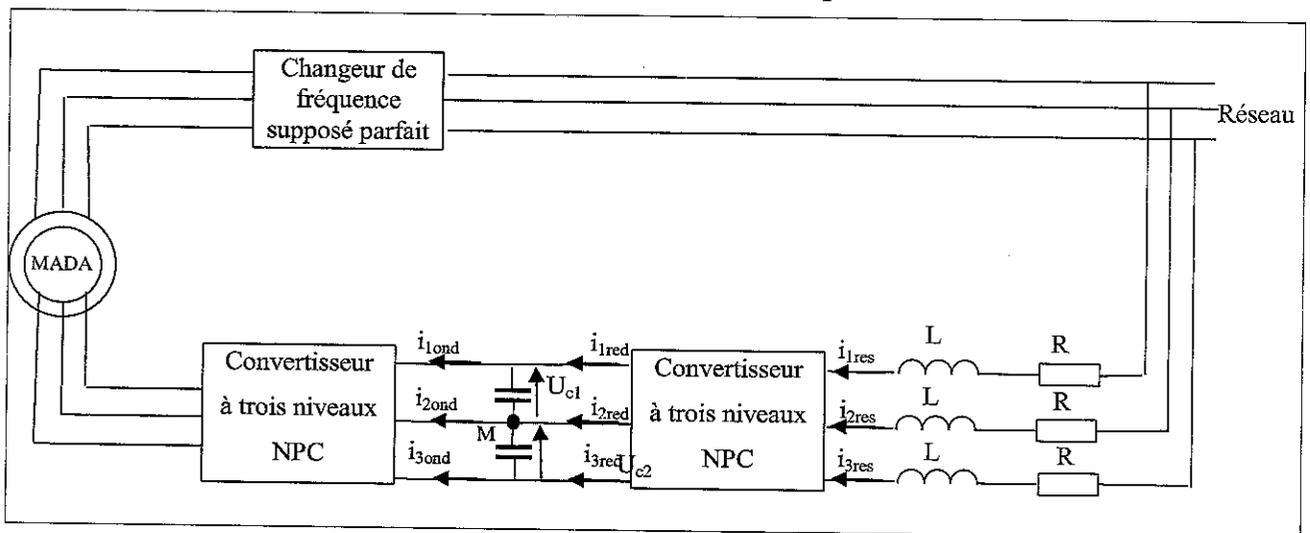


Figure V.5 Structure de la cascade

L'onduleur est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses en dents de scie ; le redresseur est piloté par la stratégie d'hystérésis en courant . Ces deux éléments (onduleur et redresseur) sont séparés par un filtre intermédiaire jouant le rôle d'un bus continu.

V.2.1 Modélisation du filtre intermédiaire de la cascade :

La structure du filtre intermédiaire est représentée par la figure (V.5) :

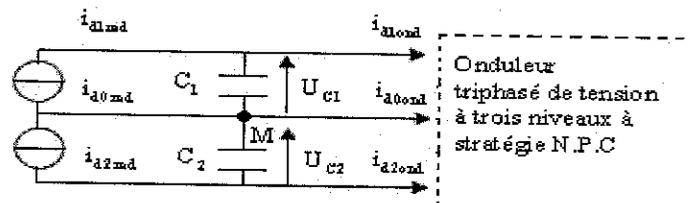


Figure V-6 filtre intermédiaire.

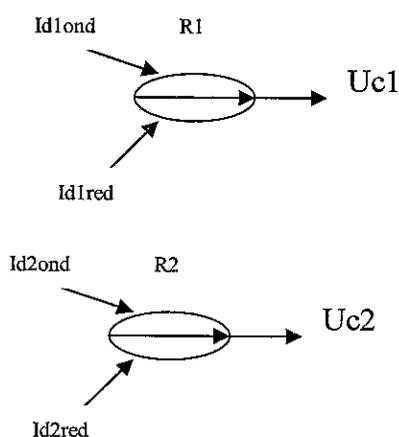
Le modèle de ce filtre est représenté par le système d'équations ci- dessous :

(V.9)

$$C_1 \cdot \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{d1red} - i_{d1ond}$$

$$C_1 \cdot \frac{dU_{c2}}{dt} = i_{d2red} - i_{d2ond} \quad (V.10)$$

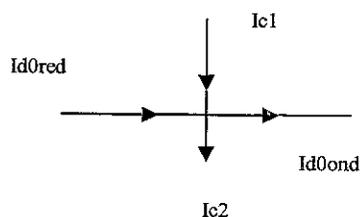
Le système d'équations (V.8) et (V.9) peut être représenté par le graphe informationnel de la La figure (V.5)



Les relations R1 et R2 de ce graphe informationnel sont respectivement la première et la seconde équation du système (IV.6).

Cette figure montre deux blocs apparemment indépendants, l'un peut être commandés par le courant I_{d1red} et l'autre par I_{d2red} . Cependant, on doit noter que les deux courants redressés I_{d1red} et I_{d2red} sont contrôlés par un même courant du réseau.

Le système d'équations (IV.6) permet d'écrire, en considérant le point M comme nœud



$$i_{c1} + i_{d0red} = i_{d0ond} + i_{c2} \Leftrightarrow i_{c1} - i_{c2} = i_{d0ond} - i_{d0red} \quad (V.11)$$

Dans le cas où l'on suppose que $C1=C2=C$, on aura le système suivant :

$$\begin{cases} C. \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{d1red} - i_{d2ond} = i_{c1} \\ C. \frac{dU_{c2}}{dt} = -i_{d2red} + i_{d2ond} = i_{c2} \end{cases} \quad (V.12)$$

Par différence on obtient :

$$I_{d0ond} - I_{d0red} = C \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = i_{d0} \quad (V.13)$$

Cette relation montre également que pour avoir un potentiel du point milieu, M, plus stable, c'est-à-dire valeur moyenne de la différence $(U_{c1} - U_{c2})$ égale à zéro, il faut avoir une valeur moyenne du courant I_{d0} nulle.

V.2.2 .Commande de la MADA alimentée par deux convertisseurs :

On a effectué des simulations de commande en puissance active et réactive rotoriques dans le cas où le stator de la machine est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur parfait, tandis que le rotor est relié au réseau via la cascade : Redresseur triphasé à trois niveaux onduleur triphasé à trois niveaux.

Le redresseur est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant, l'onduleur, lui, est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses en dents de scie, quant à la MADA, elle est commandé par le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté ($\phi_{dr} = \phi_r$ et $\phi_{qr} = 0$).

V.2.3 Simulation de la cascade :

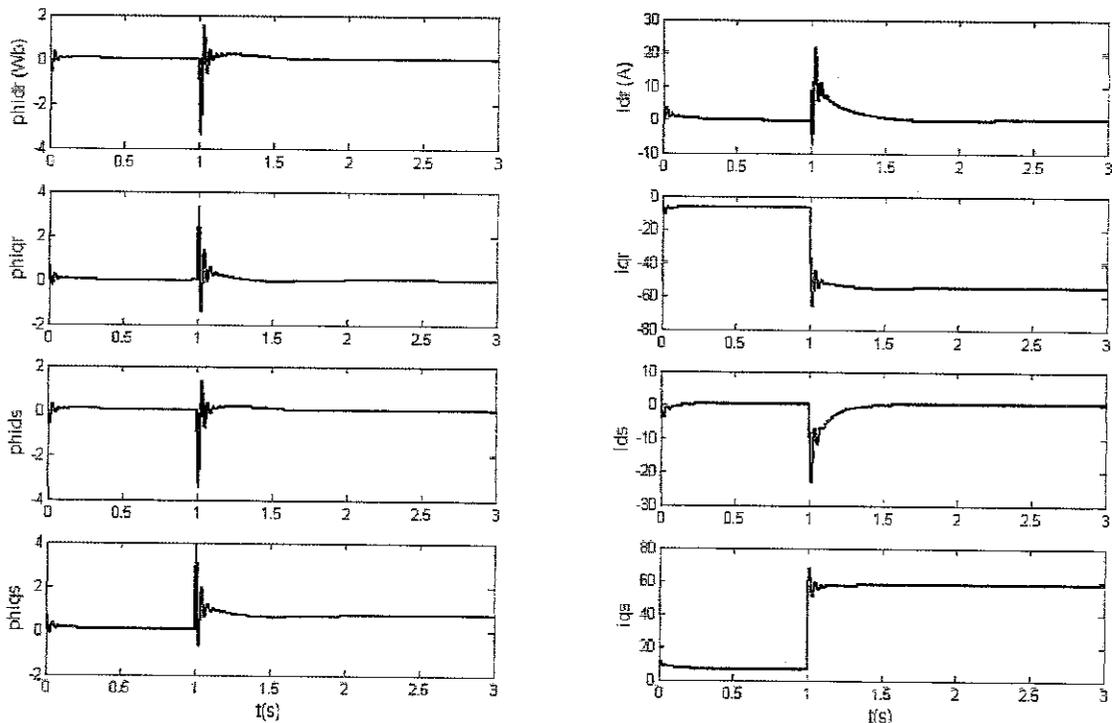


Figure V.7. Evolution des flux, courants rotoriques et statoriques.

Chapitre V : Cascade Redresseur N.P.C à trois niveaux à MLJ – Onduleur N.P.C à trois niveaux

Dans un premier cas, nous avons effectué une simulation avec un facteur de puissance unitaire ($Q=0$). On a constaté que dans ce cas le courant réseau (i_{res}) suit bien sa référence, il en phase avec la tension V_{res}

Conclusion :

Pour que la cascade fonctionne normalement, et donc la conduite de la MADA, l'on doit asservir les deux tensions U_{c1} et U_{c2} du bus continu. C'est ce par quoi on va clore ce chapitre.

V.3. Asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux :

Le déséquilibre des tension : U_{c1} et U_{c2} d'entrée de l'onduleur à trois niveaux cause le problème de flottement du potentiel du point milieu M. Aussi, pour avoir un fonctionnement parfait de l'onduleur à trois niveaux, ces deux tensions d'entrée doivent être constantes et égales. Pour atteindre cet objectif, on se propose dans ce qui va suivre d'étudier l'asservissement de ces deux tensions U_{c1} et U_{c2} par l'intermédiaire du redresseur de courant triphasé à trois niveaux. La régulation sera de type cascade On utilise pour cela un régulateur classique de type P.I et I.P.

V.3.1. Modélisation du redresseur à M.L.I à trois niveaux en vue de sa commande :

Modèle de la boucle de tension externe :

La boucle de tension impose la valeur efficace du courant de référence du réseau correspondant à la puissance que doit échanger le réseau avec la charge continue [7]. Pour modéliser cette boucle de tension, on utilise le principe de la conservation de la puissance instantanée avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes et en négligeant les pertes joules dans la résistance du réseau, on peut écrire.

$$\begin{cases} P_e = \sum_{k=1}^3 \left(v_{resk} \cdot i_{resk} - R \cdot i_{resk}^2 - \frac{1}{2} L \cdot \frac{di_{resk}^2}{dt} \right) \\ P_s = U_{c1} \cdot (i_{c1} + i_{ch1}) + U_{c2} \cdot (i_{c2} + i_{ch2}) = U_{red1} \cdot I_{red1} - U_{red2} \cdot I_{red2} \end{cases} \quad (V.14)$$

On supposera dans la suite que. : $U_{c1} = U_{c2} = U_c$ et $C_1 = C_2 = C$.

Définissons les grandeurs i_c , i_{ch} et U_c comme suit :

$$\begin{cases} i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2}}{2} \\ i_{ch} = \frac{i_{d1ond} - i_{d2ond}}{2} \\ U_c = \frac{u_{c1} + u_{c2}}{2} \\ i_{red} = i_c + i_{ch} \end{cases} \quad (V.15)$$

La relation (V.12) s'écrira :

Chapitre V : Cascade Redresseur N.P.C à trois niveaux à MLI – Onduleur N.P.C à trois niveaux

$$P = \sum_{k=1}^3 v_{rkrés} \cdot i_{krés} = \sum_{k=1}^3 \frac{L}{2} \cdot \left(\frac{di_{krés}}{dt} \right)^2 + 2 \cdot u_c (i_c + i_{ch})$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions correspondantes, on peut écrire :

$$P = 3 \cdot V_e \cdot I_e = 2 \cdot U_c \cdot (i_c + i_{ch}) \quad (V.16)$$

De cette dernière relation (V.14), on peut déduire le modèle de la boucle de tension du redresseur de courant triphasé à trois niveaux représenté par la figure (V.7) :



Figure V.8 Boucle de tension

La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de régulation de tension s'écrit donc

$$G_c(s) = \frac{U_c}{i_e} = \frac{1}{sC} \quad (V.17)$$

V.3.2. Modélisation de la boucle de courant (boucle interne) :

L'objectif des boucles internes est d'asservir les courants du réseau afin de minimiser leur contenu harmonique, et par conséquent avoir un facteur de puissance pratiquement unitaire. La tension $V_{krés}$ est celle de la phase k , avec $k=1, 2, 3$. Du réseau triphasé.

La tension V_λ , ($\lambda = A, B, C$) est la tension correspondant au bras λ du redresseur qui en série avec l'impédance du réseau constituée de la résistance R et l'inductance L .

La fonction de transfert en boucle ouverte (B.O) de la boucle de régulation de courant s'écrit

comme suit : $V_{krés} = R \cdot I_{krés} + L \cdot \frac{dI_{krés}}{dt} + V_\lambda \Leftrightarrow R \cdot I_{krés} + L \cdot \frac{dI_{krés}}{dt} = V_{krés} - V_\lambda$. Passons à la transformée de Laplace, on obtient :

$$I_{krés} [R + Ls] = V_{krés}(s) - V_\lambda(s) \Rightarrow G_i(s) = \frac{i_{krés}}{V_{krés} - V_\lambda} = \frac{1}{R + Ls} \quad (V.18)$$

V.4 .Réglage linéaire :

V.4.1 Dimensionnement des régulateurs de courant :

On asservit les courants des phases : une et deux du réseau. Pour chacune de ces deux boucles de courant, on utilise un régulateur de type P.I. pour avoir une erreur statique nulle en régime établi.

La figure (V-8) représente cette boucle de régulation.

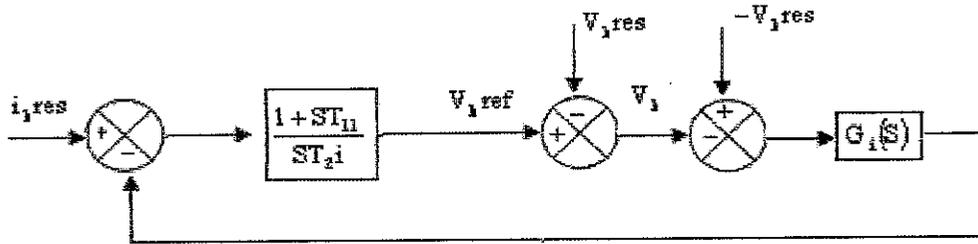


Figure V.9. Boucle de régulation.

On choisit les paramètres : T_{1i} et T_{2i} de la manière suivant :

$$\begin{cases} T_{1i} = \frac{L}{R} \\ T_{2i} = \frac{T_{1i}}{10} \end{cases}$$

V.4.2 Dimensionnement du régulateur de tension :

La boucle d'asservissement de la tension U_c , qui est la moyenne des tensions U_{c1} et U_{c2} , est schématisée ci-contre .

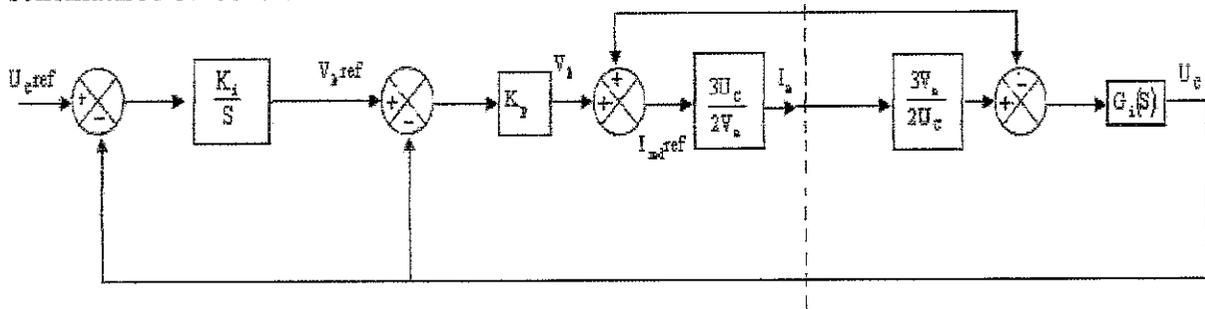


Figure V.10 .Boucle d'asservissement

On utilise un régulateur LP qui permet d'obtenir une fonction de transfert en boucle fermée qui ne contient pas de zéro.

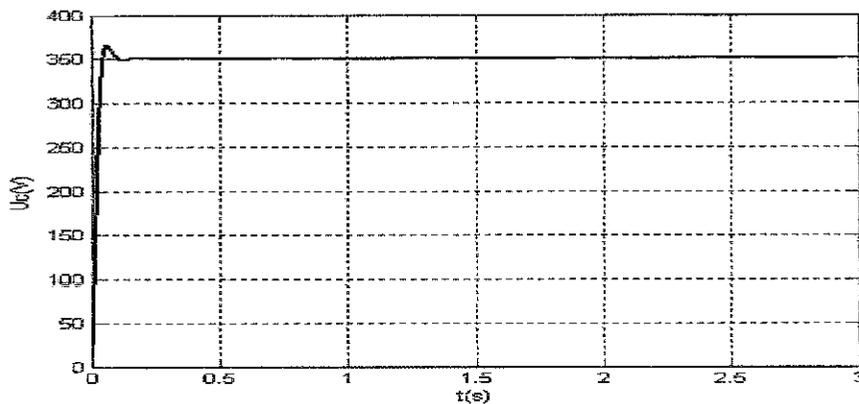


Figure V.11 .Evolution de tension U_c

V.4.3.Simulation des tensions des bus continu :

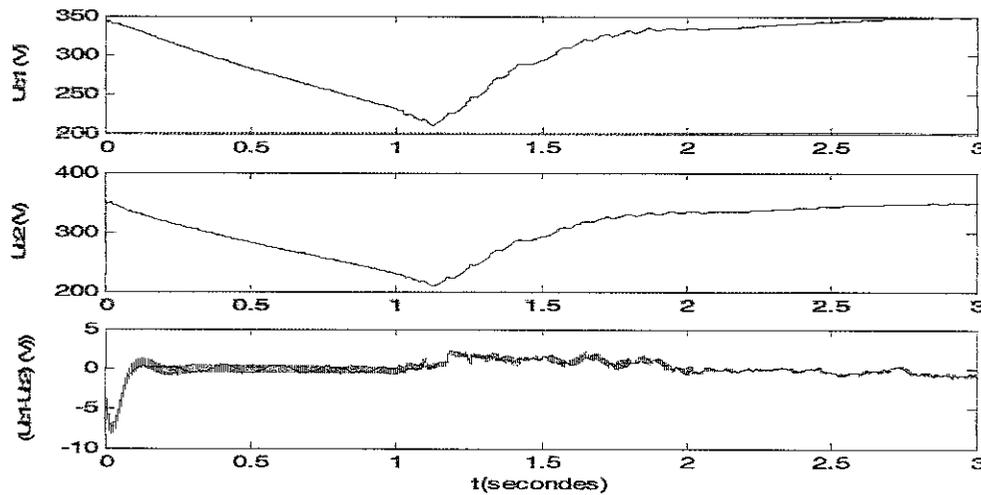


Figure V.12. Asservissement des tensions du bus continu.

Les graphes ci-dessus représentent l'évolution des deux tensions d'entrée, U_{c1} et U_{c2} , de l'onduleur avec leur référence. On remarque que ces deux tensions suivent bien leur référence ainsi que la référence. La différence entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} est pratiquement nulle, ce qui signifie que le point milieu est stable.

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a d'abord présenté le modèle du redresseur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C alimentant une charge active, puis on a présenté les résultats de simulation de ce redresseur commandé par hystérésis. Ensuite, on a étudié la cascade constituée du redresseur à trois niveaux à structure N.P.C, de l'onduleur à trois niveaux et la MADA. On a présenté les résultats de simulation. La dernière partie du chapitre a concerné l'asservissement des tensions U_{c1} et U_{c2} aux bornes de l'onduleur. Pour ce faire, on a fait appel à des régulateurs classiques (IP) et (PI). Les résultats de simulation sont donnés par la Figure V.12.

Conclusion et perspectives

Conclusion générale et perspectives

Le travail effectué dans ce mémoire a été structuré de la façon suivante :

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

Après cet aperçu sur l'état de l'art de la machine, on a présenté son modèle mathématique dans le repère de Park. Ce modèle, traduit sous forme d'équations d'état, a été simulé en utilisant MATLAB – Simulink. Les résultats de simulation sont satisfaisants.

L'alimentation des enroulements rotoriques est assurée par un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC dont on a donné le modèle et les résultats de sa simulation.

Afin de découpler le flux et le couple, et rendre ainsi le comportement de la machine asynchrone à double alimentation similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, on a étudié la commande vectorielle. Pour obtenir le découplage, on a alimenté le rotor par un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC, tandis que le stator est directement connecté au réseau. Les résultats de simulation montrent que le découplage n'a pas été réalisé. On a alors utilisé deux convertisseurs : l'un connecté au stator destiné à contrôler les puissances active et réactive rotoriques, et l'autre relié au rotor et a pour rôle d'assurer le découplage entre le flux et le couple. Les résultats de simulation obtenus dans ce cas montrent que la composante du flux portée par l'axe q s'annule, ce qui signifie que le découplage a été réalisé.

Le dernier point développé dans ce mémoire concerne la conduite de la machine dont le rotor est alimenté par une cascade constituée par un redresseur triphasé à M.L.I à trois niveaux et d'un onduleur triphasé à trois niveaux. Les résultats de simulation sont acceptables. Dans cette cascade, les tensions U_{C1} et U_{C2} d'entrée de l'onduleur posent le problème de flottement du point milieu. Pour y remédier, on a étudié la régulation de ces tensions en faisant appel à un régulateur (IP). Les résultats de simulation montrent que U_{C1} et U_{C2} suivent bien leur référence U_{Cref} .

Le travail effectué dans le cadre de ce mémoire de Magistère peut être poursuivi et complété par des perspectives pouvant contribuer à son amélioration.

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

- Etablissement d'un modèle de la MADA prenant en compte la saturation magnétique ;
- Application de nouvelles commandes pour l'énergie renouvelable ;
- Etude de l'angle de charge existant entre la f.m.m statorique et rotorique ;
- Etude d'autres alimentations de la MADA.

Annexes

Annexe I

a/ Données de la machine asynchrone à double alimentation utilisée :

- Puissance nominale : $P_N=4\text{KW}$
- Tension d'alimentation : $220\text{V}/380\text{V}-50\text{Hz}$
- Courant : $15/8.6\text{A}$
- Fréquence de rotation : $\Omega_N=1440\text{tr}/\text{min}$

b/ Paramètres de la machine :

- Nombre de paires de pôles : $P=2$
- Résistance d'une phase statorique : $R_s=1.2 \Omega$
- Résistance d'une phase rotorique : $R_r=1.8 \Omega$
- Inductance d'une phase statorique : $L_s=0.155 \text{H}$
- Inductance d'une phase rotorique : $L_r=0.1568\text{H}$
- Inductance mutuelle : $M=0.15\text{H}$

c/ Constantes mécaniques

- Moment d'inertie du rotor : $J=0.2\text{Kg.m}^2$
- Coefficient de frottement : $f_r=0.001 \text{N.ms}/\text{rd.}$

Annexe II

Pour obtenir le système d'équations d'état, nous allons procéder au calcul suivant :

$$\text{On a } v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \quad (\text{AII-1})$$

$$\text{Or } \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \Rightarrow i_{ds} = \frac{1}{L_s} [\varphi_{ds} - M i_{dr}]$$

Dés lors, l'équation (AII-1) s'écrira :

$$v_{ds} = R_s \left[\frac{1}{L_s} (\varphi_{ds} - M i_{dr}) \right] + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega_s \cdot \varphi_{qs}$$

$$\text{D'où : } \frac{d\varphi_{ds}}{dt} = v_{ds} - \left(\frac{R_s}{L_s} \right) \cdot \varphi_{ds} + \left(\frac{R_s}{L_s} \right) \cdot M i_{dr} + \omega_s \cdot \varphi_{qs}$$

En posant $\alpha_s = \frac{R_s}{L_s}$, l'équation précédente prend la forme finale :

$$\frac{d\varphi_{ds}}{dt} = -\alpha_s \cdot \varphi_{ds} + \omega_s \cdot \varphi_{qs} + \alpha_s \cdot M i_{dr} + v_{ds} \quad (\text{AII-2})$$

De même, pour obtenir la deuxième équation on part de l'équation

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \quad (\text{AII-3})$$

$$\text{Mais } \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \Rightarrow i_{qs} = \frac{1}{L_s} [\varphi_{qs} - M i_{qr}]$$

Portons cette valeur en (AII-3), on obtient :

$$v_{qs} = R_s \left[\frac{1}{L_s} (\varphi_{qs} - M i_{qr}) \right] + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds}$$

$$\frac{d\varphi_{qs}}{dt} = v_{qs} - \left(\frac{R_s}{L_s} \right) \cdot \varphi_{qs} + \left(\frac{R_s}{L_s} \right) \cdot M i_{qr} - \omega_s \cdot \varphi_{ds}$$

$$\frac{d\varphi_{qs}}{dt} = -\alpha_s \cdot \varphi_{qs} - \omega_s \cdot \varphi_{ds} + \alpha_s \cdot M i_{qr} + v_{qs} \quad (\text{AII-4})$$

$$\bullet \frac{di_{dr}}{dt} = ?$$

$$\text{On part de : } v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr}$$

$$\text{D'autre part : } \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \quad (\text{AII-5})$$

$$\varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \quad (\text{AII-6})$$

De (AII-6), on obtient $i_{ds} = \frac{1}{L_s} [\varphi_{ds} - M i_{dr}]$

Portons cette valeur dans (AII-5), on obtient :

$$\varphi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{M}{L_s} [\varphi_{ds} - M i_{dr}]$$

C'est à dire $\varphi_{dr} = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) i_{dr} + \frac{M}{L_s} \varphi_{ds}$

En dérivant les deux membres de l'égalité précédente par rapport au temps, on obtient

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{M}{L_s} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \quad (\text{AII-7})$$

Mais

$$\frac{d\varphi_{ds}}{dt} = -\alpha_s \varphi_{ds} + \omega_s \varphi_{qs} + \alpha_s M i_{dr} + v_{ds}$$

D'où (AII-7) donne :

$$\frac{d\varphi_{dr}}{dt} = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{M}{L_s} [-\alpha_s \varphi_{ds} + \omega_s \varphi_{qs} + \alpha_s M i_{dr} + v_{ds}]$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{M}{L_s} [-\alpha_s \varphi_{ds} + \omega_s \varphi_{qs} + \alpha_s M i_{dr} + v_{ds}] - (\omega_s - \omega) \varphi_{qr}$$

$$L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right) \frac{di_{dr}}{dt} = v_{dr} - R_r i_{dr} + \alpha_s \frac{M}{L_s} \varphi_{ds} - \frac{M}{L_s} \omega_s \varphi_{qs} - \frac{M^2}{L_s} \alpha_s i_{dr} - \frac{M}{L_s} v_{ds} + (\omega_s - \omega) \varphi_{qr}$$

On pose $\sigma_r = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right)$

$$\sigma_r \frac{di_{dr}}{dt} = v_{dr} - \left(R_r + \alpha_s \frac{M^2}{L_s}\right) i_{dr} + \alpha_s \frac{M}{L_s} \varphi_{ds} - \frac{M}{L_s} \omega_s \varphi_{qs} - \frac{M}{L_s} v_{ds} + (\omega_s - \omega) \varphi_{qr}$$

Où :

$$\frac{di_{dr}}{dt} = -\left(\frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s M^2}{\sigma_r L_s}\right) i_{dr} + \frac{\alpha_s}{\sigma_r} \frac{M}{L_s} \varphi_{ds} - \frac{M}{\sigma_r L_s} \omega_s \varphi_{qs} - \frac{M}{\sigma_r L_s} v_{ds} + \frac{\omega_s}{\sigma_r} \varphi_{qr} - \frac{\omega}{\sigma_r} \varphi_{qr} + \frac{1}{\sigma_r} v_{dr}$$

$$\varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \quad \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \Rightarrow i_{qs} = \frac{1}{L_s} [\varphi_{qs} - M i_{qr}]$$

D'où

$$\varphi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{M}{L_s} [\varphi_{qs} - M i_{qr}]$$

C'est-à-dire :

$$\varphi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right) i_{qr} + \frac{M}{L_s} \varphi_{qs}$$

En remplaçant l'expression de φ_{qr} dans l'équation donnant V_{dr} on obtient :

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) \frac{di_{dr}}{dt} + \frac{M}{L_s} [-\alpha_s \cdot \varphi_{ds} + \omega_s \cdot \varphi_{qs} + \alpha_s M i_{dr} + v_{ds}] - (\omega_s - \omega) \left[\left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} + \frac{M}{L_s} \varphi_{qs} \right]$$

Après simplification on obtient :

Finalement, l'expression de $\frac{di_{dr}}{dt}$ s'écrit :

$$\frac{di_{dr}}{dt} = -\gamma_r i_{dr} + (\omega_s - \omega) i_{qr} + \alpha_s \beta \varphi_{ds} - \beta \rho \omega \varphi_{qs} - \beta v_{ds} + \frac{1}{\sigma_r} v_{dr}$$

Avec

$$\gamma_r = -\left(\frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s M^2}{\sigma_r L_s^2} \right)$$

$$\beta = \frac{M}{\sigma_r L_s}$$

• $\frac{di_{qr}}{dt} = ?$

Partons de l'équation :

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \varphi_{dr}$$

Par ailleurs,

$$\varphi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} + \frac{M}{L_s} \varphi_{qs} \quad \text{et} \quad \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \Rightarrow i_{qs} = \frac{1}{L_s} [\varphi_{qs} - M i_{qr}]$$

Portons la valeur de i_{qs} dans l'expression de φ_{qr} , on obtient : $\varphi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) i_{qr} + \frac{M}{L_s} \varphi_{qs}$

En dérivant cette égalité /t, on obtient :

$$\frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{M}{L_s} \frac{d\varphi_{qs}}{dt}$$

Mais

$$\frac{d\varphi_{qs}}{dt} = -\alpha_s \cdot \varphi_{qs} - \omega_s \cdot \varphi_{ds} + \alpha_s M i_{qr} + v_{qs}$$

Donc

$$\frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{M}{L_s} [-\alpha_s \cdot \varphi_{qs} - \omega_s \cdot \varphi_{ds} + \alpha_s M i_{qr} + v_{qs}]$$

Exprimons maintenant φ_{dr} :

$$\varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds}$$

Mais

$$i_{ds} = \frac{1}{L_s} [\varphi_{ds} - M i_{dr}]$$

D'où

$$\varphi_{dr} = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) i_{dr} + \frac{M}{L_s} \varphi_{ds}$$

Dés lors, l'équation donnant V_{qr} , s'écrira :

$$v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{di_{qr}}{dt} + \frac{M}{L_s} \cdot [-\alpha_s \cdot \varphi_{qs} - \omega_s \cdot \varphi_{ds} + \alpha_s \cdot M \cdot i_{qr} + v_{qs}] + (\omega_s - \omega) \left[L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) i_{dr} + \frac{M}{L_s} \right]$$

$$\frac{di_{qr}}{dt} = -\gamma_r \cdot i_{qr} - (\omega_s - \omega) i_{dr} + \alpha_s \cdot \beta \cdot \varphi_{qs} + \beta \cdot p \omega \cdot \varphi_{ds} - \beta \cdot v_{qs} + \frac{1}{\sigma_r} \cdot v_{qr}$$

Après simplification, on obtient :

Les équations obtenues précédemment jointes à l'équation donnant la vitesse de rotation nous permettent d'écrire le système d'équations d'état suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} = -\alpha_s \cdot \varphi_{ds} + \omega_s \cdot \varphi_{qs} + \alpha_s \cdot M \cdot i_{dr} + v_{ds} \\ \frac{d\varphi_{qs}}{dt} = -\alpha_s \cdot \varphi_{qs} - \omega_s \cdot \varphi_{ds} + \alpha_s \cdot M \cdot i_{qr} + v_{qs} \\ \frac{di_{dr}}{dt} = -\gamma_r \cdot i_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot i_{qr} + \alpha_s \cdot \beta \cdot \varphi_{ds} - \beta \cdot p \omega \cdot \varphi_{qs} - \beta \cdot v_{ds} + \frac{1}{\sigma_r} \cdot v_{dr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = -\gamma_r \cdot i_{qr} - (\omega_s - \omega) \cdot i_{dr} + \alpha_s \cdot \beta \cdot \varphi_{qs} + \beta \cdot p \omega \cdot \varphi_{ds} - \beta \cdot v_{qs} + \frac{1}{\sigma_r} \cdot v_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \left[\frac{p\mu}{J} (\varphi_{qs} \cdot i_{dr} - \varphi_{ds} \cdot i_{qr}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f_r}{J} \omega \right] \end{array} \right.$$

On rappelle que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_s = \frac{R_s}{L_s} \\ \sigma_r = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \right) \\ \gamma_r = - \left(\frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s M^2}{\sigma_r L_s^2} \right) \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \beta = \frac{M}{\sigma_r L_s} \\ \mu = \frac{3M}{2L_s} \end{array} \right.$$

Annexe III

Tensions simples aux bornes de la charge

On a :

$$(S) \begin{cases} V_{AM} = V_{AN} + V_{NM} \\ V_{BM} = V_{BN} + V_{NM} \\ V_{CM} = V_{CN} + V_{NM} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_{AM} = V_A + V_{NM} \\ V_{BM} = V_B + V_{NM} \\ V_{CM} = V_C + V_{NM} \end{cases}$$

D'où par addition, on obtient :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = (V_A + V_B + V_C) + 3V_{NM} \Rightarrow V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM})$$

: Revenons au système(S) :

$$\begin{cases} V_{AM} = V_A + V_{NM} \\ V_{BM} = V_B + V_{NM} \\ V_{CM} = V_C + V_{NM} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} V_{AM} = V_{AN} + V_{NM} \\ V_{BM} = V_{BN} + V_{NM} \\ V_{CM} = V_{CN} + V_{NM} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases}$$

Soit sous forme matricielle :

(AIII-1)

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{pmatrix} U_{C1} - \begin{pmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{pmatrix} U_{C2} \right\}$$

Relation entre tensions simples et tensions composées

$$\text{On a : } U_{AB} = V_A - V_B \quad (1)$$

$$U_{CA} = V_C - V_A \quad (2)$$

$$(1)-(2) \Rightarrow U_{AB} - U_{CA} = 2V_A - (V_B + V_C) \Leftrightarrow 3V_A = U_{AB} - U_{CA} \Leftrightarrow V_A = \frac{U_{AB} - U_{CA}}{3}$$

De même

$$V_B = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3}$$

$$V_C = \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3}$$

$$\text{D'où : } \begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{pmatrix}$$

Bibliographie

- [1] M.ABBAS, M.MECHENTE, "Modélisation et commande d'une MADA alimentée par une cascade à trois niveaux", PFE, ENP, 2006, Alger.
- [2] M.ALLOUANE et Y.MALOUM, "Etude d'un changeur de fréquence indirect application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents.", PFE, USTHB, 2004.
- [3] D.ARSUDIS, "Microprocessor control of a Doubly Fed Alternative Current Machine with a voltage source GTO inverter in the rotor circuit", dans Proc.EPE, Conference, 1987, Grenoble, Vol. 2,1987,pp.899-904..
- [4] L.BAGHLI, " Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", IUFM de Lorraine, 2003.
- [5] P.BARRET, "Régimes transitoires des machines tournantes électriques", Ecole Supérieure d'Electricité, Edition Eyrolles, 1982, Paris.
- [6] J.BENDL, M .CHOMAT, L.SCHREIER, "Independent control of positive and negative sequency current components in Doubly Fed Machine" ICEM',(Brugge),2002..
- [7] E.M.BERKOUK, "Contribution à la conduite des Machines Asynchrones Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects. Application aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux ", Thèse de doctorat, CNAM, 1995, PARIS.
- [8] F.BETIN, "Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques", Centre de Robotique d'Electrotechnique et d'Automatique (CREA), Université de Picardie Jules Verne, 2003, France.
- [9] F.BLASCHKE, "The principle of field orientation as applied to a new transvector closed-loop control system for rotating – field machines ", Siemens Review, Vol 34, May 1972.
- [10] O.BOUAKAZ, " Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux ", mémoire de Magister, 2005, Alger.
- [11] K.BOULAAM, " Etude de la cascade redresseur à, MLI à trois niveaux- onduleur à trois niveaux – MSAP .Application à la commande de vitesse et position ", PFE, ENP 1998, Alger.

- [12] K.BOULAAM , E.M.,M.S.BOUCHERIT , G.MANESSE,“ Linear beedback control of the input DC voltage of a three – levels NPC VSI Application to the speed control of PMSM fed by a three-levels NPC PWM rectifier-three-levels NPC VSI cascade”,IFAC’2000,Avril 2000,Bruxelle ,Belgique.
- [13] J.CHATELAIN, « Machines Electriques Traité d’électricité », Edition Dunod, tome1, 1983, France.
- [14] M.CHERKAOUI, “Contribution à la Modélisation, à l’étude et à la commande des machines alternatives application à une machine asynchrone à double alimentation”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1990, France.
- [15] Y.DINE, S.WANG, “Stability analysis of field oriented doubly –fed induction machine based on computer simulation”, dans Proc, ICEM (Boston), 1990, pp.361-366.
- [16] A.DITTRICH, “Compensation of current harmonics in Doubly Fed Induction Machine generator”, dans Proc.EPE (GRAZ), août 2001.
- [17] S DRID, “ Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d’une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la structure d’Alimentation: Théorie & Expérimentation”, Thèse de doctorat Laboratoire LSP-IE, 2005, Batna.
- [18] Y.EDWARD, Y.HO, P.C .SEN, “Decoupling control of induction motors”, IEEE trans.Indus Elect, Vol 35, N°2, May 1988, pp 253-262.
- [19] D. FORCHETTI, G.GARCIA, M.VALLA, “vector control strategy for a doubly stand alone IG”, PROC.IECON (Seville), November 2002.
- [20] R.GHOSN, “Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobine à double alimentation”, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, ENSEEIHT, Toulouse, 2001, France.
- [21] G.GUY, C.GUY, “Actionneurs électriques, Principe, Modèles et Commande”, Edition Eyrolles, 1992.
- [22] O.HASNAOUI, G.CAPOLINO, “Survey of PWM techniques for single phase transistor inverters”, ICEM 1994, Conference, Vol2, pp 188-193.
- [23] M. HELLER , W SCHUMCHER “stability analysis of Doubly Fed Induction Machine in stator flux reference frame”, dans Proc.EPE Vol.2,1997 .pp.707-710.

- [24] A.HENNI, M.B.BECHERIF, "Commande linéaire et non linéaire des tensions d'entrée d'un onduleur triphasé à trios niveaux", PFE, ENP 1999, Alger
- [25] B.HOPFENSBERGER, "Stator flux oriented control of a Doubly Fed Induction Machine with and without position encoder", IEEE, Proc Electric Power Application, 148n° 4, pp 354-362, 2001.
- [26] W.HOFMANN, F.OKAFOR, "Doubly Fed full controlled Induction wind generator for optimal power utilisation", Proc .PEDSO-1, International conference on Power Electronics and drives Systems (Bali Indonesia), October 2001.
- [27] C.R KELBER, W. SCHUMCHER, "frequency energy generation with Doubly Fed Induction Machine", dans Proc. VSSH European Conference on Variable Speed in small hydro (Grenoble), janvier. 2000.
- [28] P.C.KRAUSE, "Analysis of Electrical Machinery", MC Grawhill, 1986.
- [29] LECOCQ, P.LATAIRE, "Study of a variable speed, doubly fed induction motor drive system with both stator and rotor voltage controllable' dans Proc.EPE 1991.pp.337-339.
- [30] R.D.LORENZ and D.B.LAWSON, "Flux and torque decoupling control for field-weakened of field-oriented induction machines", IEEE Trans, Ind Appl, Vol 26, N°2, Mar /Apr, 1990.
- [31] M.MACHMOUM, M. CHERKAOUI, F. SARGOS & A.Rezzoug, "Modelling of doubly fed asynchronous machines, application to a voltage supply, modelling and control of electric machines: New trends", pp 71-76, Elsevier Science Publishers B.V.,North Holland, 1991.
- [32] M.O.MAHMOUDI, "Analyse microscopique et macroscopique d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI", Journées Tunisiennes JTEA'91 Gabès (Tunisie), Jan 1991, pp. 4.1-4.5.
- [33] A. MASMUDI, A. TOUMI, M. KAMOUN, "Power flow analysis and efficiency optimization of a doubly fed synchronous machine", Proc.Electric Machines and Powers Systems 21(1993) pp.473-491..
- [34] L.MOREL, H.GODFROID, A.MIRZAIAN, J.KAUFMAN, "Double - fed induction machine: converter optimisation and field oriented control without position sensor", IEE Proc.-Electr.Power Appl .145 (1998), n° 4, pp 360-368; july, 1998.
- [35] J.C.MAUCLERC, Y.AUBERT, A.DOMENACH, "Guide du technicien en électrotechnique", Hachette technique, 1999.

- [36] PODDAR ,V. RANGANATHAN ,“Sensor less field oriented control of Doubly Fed Inverter wound rotor Induction Machine drive” ,dans Proc.IECON’02, November 5-8, 2000.
- [37] F.POITIERS, “Etude et commande de génératrices asynchrones pour l’utilisation de l’énergie éolienne”, Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique de l’Université de Nantes, ,2003. , France
- [38] F.J POSA, “Modélisation, conception et commande d’une machine asynchrone sans balais doublement alimentée pour la génération à vitesse variable.”, Thèse de Doctorat, INP,(Grenoble) Octobre 2003
- [39] D. RAMUZ, “Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs.” Thèse de Doctorat Université de Franche-Comté. (Belfort), Mai 2000.
- [40] A.SAPIN, A.HODDER, J.-J.SIMOND,&D.SCHAFFER, “Doubly fed asynchronous machine with 3-level vsi for variable speed pump storage ”, dans Proc.ICEM 2000 (Espoo Finland) ,Août 28-30 ,2000
- [41] A .TOUMI, M .B.KAMOUN, M. POLOUJADOFF, “A Simple assessment of Doubly Fed Synchronous Machine stability using ROUTH criterion”, dans ProcICEM92, September,15-17, 1992
- [42] J.L .THOMAS, “ Commande vectorielle du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à GTO à trois niveaux de tension : développement de commande robuste”, Journée d’études SEE de décembre 1992.
- [43] P. VAS, “Vector control of AC machines”, Oxford Science Publication, 1990.
- [44] P.E.VIDAL, “ Commande non linéaire d’une machine asynchrone à double alimentation”, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse ,2004.
- [45] S.WANG,Y. DING, “Stability analysis of field oriented Doubly Fed Machine drive based on computer simulation”, Electric Machines and Power System 21(1993), pp.11-24, 1993.
- [46] M.YAMAMOTO, O.MOTOYOSHI, “Active and reactive Power Control of a Doubly Fed wound rotor in generator”, IEEE, Trans on power electric n°4 .pp .624-629, Oct 1999.
- [47] F.Z.ZENDAOUI, “Etude des modulations pré calculées destinées à piloter des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux”, Thèse de Magister, Février 1991.