

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

Ecole Nationale Polytechnique

D.E.R. de Génie Electrique et Informatique
Département d'électrotechnique



Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Electrotechnique



**Etude d'une cascade à onduleur à cinq niveaux
application à la conduite d'une machine
asynchrone**

Etudié par :

**ADID Abdelkader
BOUFEDECHE Yacine**

Proposé et dirigé par :

Dr. E.M. BERKOUK

Promotion : juin 99

E.N.P.10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Etude d'une cascade à onduleur à cinq niveaux à structure NPC Application à la conduite de la machine asynchrone

Proposé et dérivé par:

Dr. EM.BERKOUK

Etudié par:

-ADID Abdelkader
-BOUFEDEHE Yacine

ملخص :

في هذه المذكرة قمنا بدراسة التحكم الشعاعي و التحكم التآقلمي (MRAC) لآلة لا تزامنية مغذاة بمركب من مقوم أو مقومين ذو ثلاثة أطوار و ثلاث مستويات، وكذا موج ذو ثلاثة أطوار و خمسة مستويات.

Résumé :

Dans ce mémoire, nous avons étudié la commande vectorielle et la commande adaptative avec modèle de référence d'une machine asynchrone alimentée par une cascade d'un ou deux redresseurs de courant triphasé à trois niveaux à structure NPC-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

Abstract :

In this work, we study the performance of the field oriented control and the model reference speed control of an induction machine fed by one or tow three levels NPC PWM rectefier-five levels NPC voltage source inverter.

Mots clés :

Machine asynchrone, FOC, commande vectorielle, commande adaptative, onduleur, cinq niveaux, NPC, triangulo-sinusidal, modulation vectorielle, cascade, redresseur, trois niveaux, hystérésis, pont de Clamping, stratégie.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A la généreuse ma mère.

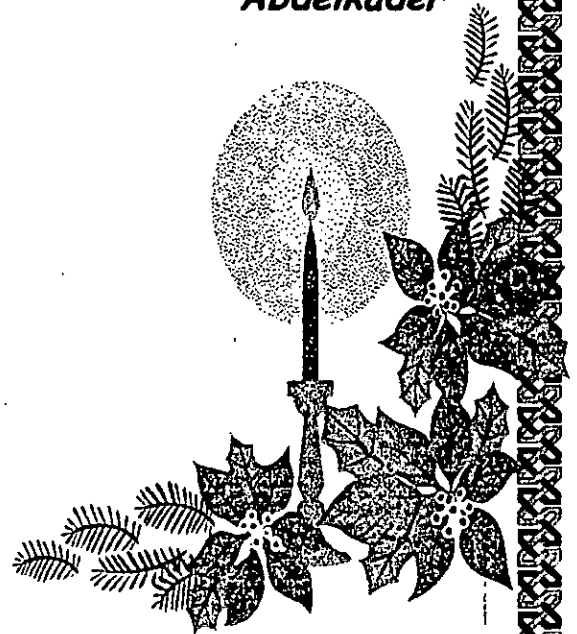
A mon cher père.

A tous mes frères et sœurs.

A toute ma grande famille.

Et à tous mes amis .

Abdelkader



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents qui ont attendu ce jour avec impatience et qui n'ont épargné aucun effort pour me rendre heureux;

A mes frères et sœurs, en particulier Omar;

A mes amis et ceux qui me sont chers;

A toi.

Yacine





Remerciements

Nous remercions Dieu de nous avoir donné la volonté et le courage afin d'arriver de ce modeste travail

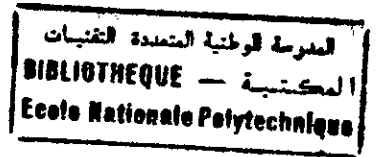
Nous tenons à exprimer vivement notre profonde gratitude à notre promoteur Monsieur : E.M.BERKOUKE pour sa confiance, ses encouragements, son suivi et pour les conseils qu'il a apporté pour l'achèvement de ce projet.

Nous remercions également tous les enseignants qui ont contribué de près ou de loin à notre formation et à cette thèse.

Nous tenons également à remercier l'ensemble de membres de jury qui nous ont fait l'honneur de juger notre travail.

Nous voudrions associer nos remerciements à toute l'équipe de la bibliothèque, ainsi qu'à tout le personnel pour leur entière disponibilité

NOTATIONS



$a_s, b_s, c_s :$	indices correspondants aux trois phases statoriques ;
$A_r, B_r, C_r :$	indices correspondants aux trois phases rotoriques ;
$d, q :$	axes correspondants au référentiel lié au champ tournant ;
$s :$	variable de LAPLACE.
$R_s, R_r :$	résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase ;
$l_s, l_r :$	inductances propres de fuite statorique et rotorique par phase ;
$L_s, L_r :$	inductances cycliques statorique et rotorique par phase ;
$L_m :$	inductance mutuelle propre ;
$M_r :$	inductance mutuelle entre phases du rotor ;
$M_s :$	inductance mutuelle entre phases du stator ;
$M_{sr} :$	inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique ;
$T_s, T_r :$	constantes de temps statorique et rotorique ;
$\sigma :$	coefficient de dispersion ;
$p :$	nombre de paires de pôles ;
$C_{em} :$	couple électromagnétique ;
$C_r :$	couple résistant ;
$k_f :$	coefficient de frottement visqueux ;
$J :$	moment d'inertie de la partie visqueux ;
$\omega_s, \omega_r :$	vitesse angulaires électriques statorique et rotorique ;
$\omega_{gl} :$	glissement de vitesse angulaire électriques ;
$\omega_m :$	vitesse mécanique ;
$\Phi :$	flux ;
$V :$	tension ;
$I :$	courant ;
$m :$	indice de modulation ;
$r :$	taux de modulation ;
$X_m, Y_m, U_m :$	grandeur d'état, de sortie et d'entrée du modèle de référence ;
$X_s, Y_s, U :$	grandeur d'état, de sortie et d'entrée et de perturbation du système ;
$e :$	écart

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE 1

CHPITRE I :

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

INTRODUCTION	3
<i>I.1. Equations de fonctionnement de la machine</i>	3
I.1.1. Hypothèses simplificatrices	3
I.1.2. Equations électrique et magnétique de la machine	4
I.1.3. Equation mécanique	5
<i>I.2. Modèle de PARK de la machine asynchrone</i>	5
I.2.1. Transformation de PARK	6
I.2.2. Application de la transformation de PARK à la MAS triphasée	6
I.2.2.1. Equations des tensions	6
I.2.2.2. Equations des flux	7
<i>I.3. Choix de référentiel</i>	7
I.3.1. Référentiel lié au stator	7
I.3.2. Référentiel lié au rotor	7
I.3.3. Référentiel lié au champ tournant	7
<i>I.4. Simulations et interprétations</i>	8
CONCLUSION	8

CHPITRE II :

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

INTRODUCTION	10
<i>II.1. Choix du référentiel</i>	11
<i>II.2. Analogie avec le moteur à courant continu</i>	11
<i>II.3. Principe de la commande vectorielle</i>	12
<i>II.4. Réalisation de la commande vectorielle</i>	12
II.4.1. Equations électriques de la machine	12
<i>II.5. Stratégies de commande</i>	13
II.5.1. Méthode directe	13
II.5.2. Méthode indirecte	13
II.5.2.1. bloc de contrôle du flux orienté (FOC)	13
<i>II.6. Simulation et interprétation</i>	14
<i>II.7. Commande en boucle fermée avec réglage classique</i>	15
II.7.1. Etude de réglage de vitesse avec un régulateur PI	16
<i>II.8. Simulation et interprétation</i>	16
CONCLUSION	18

CHPITRE III :
**COMMANDE ADAPTATIVE PAR POURSUITE D'UN MODELE DE
REFERENCE**

INTRODUCTION	19
<i>III.1. Principe de la commande adaptative avec modèle de référence</i>	19
<i>III.2. Différentes structures de systèmes de commande adaptative avec modèle de référence</i>	20
<i>III.3. Synthèse de systèmes de commande adaptative par la théorie de la stabilité</i>	21
III.3.1. Utilisation de la théorie de Lyapounov	21
III.3.2. Utilisation de l'hyperstabilité à la synthèse de systèmes de commande adaptative.....	24
III.4. Application à la machine asynchrone.....	27
<i>III.5. Simulation et interprétation</i>	28
CONCLUSION	30

CHPITRE IV :
**MODELISATION ET STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR
TRIPHASE A CINQ NIVEAUX.**

INTRODUCTION	31
<i>IV.I. Modèles de fonctionnement et de commande d'un onduleur à cinq niveaux</i> ...	32
<i>IV.I.1. Modèles de fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux</i>	32
IV.I.1.1. Structure d'un onduleur à cinq niveaux	32
IV.I.1.2. Fonctionnement d'un bras d'onduleur à cinq niveaux	33
IV.I.1.3. Cellules de commutation multi-tripole	35
<i>IV.I.2. Modèle de commande de l'onduleur cinq niveaux</i>	35
IV.I.2.1. Commandabilité d'un bras d'onduleur à cinq niveaux	35
IV.I.2.2. Fonctions de connexions.....	36
<i>IV.I.3. Modèle de commande et de connaissance de l'onduleur</i>	37
IV.I.3.1. Fonction de conversion	37
IV.I.3.2. Relations de conversion	38
IV.I.3.3. Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux	40
IV.5.3.1. Fonctions génératrice.....	40
<i>IV.II. Stratégies de commandes de l'onduleur triphasé à cinq niveaux</i>	45
<i>IV.II.1. Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses</i>	45
<i>IV.II.2. Modulation vectorielle</i>	49
CONCLUSION	52

CHPITRE V :
**REGLAGE DE LA VITESSE DE LA MAS ALIMENTEE PAR L'ONDULEUR A
CINQ NIVEAUX A STRUCTURE NPC**

INTRODUCTION	53
---------------------------	----

<i>V.1. Commande de la vitesse de la MAS triphasé</i>	53
V.1.1. Réglage classique.....	53
V.1.2. Réglage par la commande adaptative	59
CONCLUSION	64

CHPITRE VI :

CHANGEURS DE FREQUENCE UTILISANT DES ONDULEUR A TROIS NIVEAUX ET PERFORMANCES DE CHAPITRE TROIS.

INTRODUCTION	65
<i>VI.1. Redresseur triphasé à trois niveaux</i>	65
<i>VI.2. Commande par hystérésis en courant appliquée au redresseur à trois niveaux</i>	66
<i>VI.3. Cascade redresseur triphasé à trois niveaux onduleur triphasé à cinq niveaux</i>	69
VI.3.1. Modélisation du filtre intermédiaire.....	69
VI.3.2. Structure de la cascade.....	71
<i>VI.4. Cascade deux redresseurs triphasés à trois niveaux onduleur triphasé à cinq niveaux</i>	74
VI.4.1. Modélisation du filtre intermédiaire.....	74
VI.4.2 Structure de la cascade.....	75
<i>VI.5. La commande par modèle de référence de la vitesse de la MAS alimentée par la cascade</i>	79
VI.5. 1. Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à trois niveaux	79
VI.5.2. Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à trois niveaux.....	82
<i>VI.5. Pont de CLAMPING</i>	83
VI.5.1. cascade redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux en introduisant le pont de <i>CLAMPING</i>	84
VI.5.2. cascade de deux redresseurs de courant triphasé à trois niveaux-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux en introduisant le pont de <i>CLAMPING</i>	87
CONCLUSION	91
 COCLUSION GENERALE	 92

ANNEXE I

ANNEXE II

ANNEXE III

ANNEXE IV

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION GENERALE

La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser les actionneurs électriques. Sa commande est simple car les deux grandeurs couple-flux sont naturellement découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur limite la vitesse de rotation de la machine, augmente son coût de fabrication et d'entretien, et interdit son emploi dans des milieux hostiles. C'est pourquoi les chercheurs se sont orientés vers la commande des machines à courant alternatif.

La machine asynchrone à cage est de conception simple, robuste, peu coûteuse à l'achat et à l'entretien. Elle supporte de fortes surcharges, et peut fonctionner dans des milieux critiques.

Grâce aux développements d'électronique de puissance et de la commande, il est aujourd'hui possible d'obtenir des variateurs asynchrones aussi performants que ceux à machines à courant continu.

Dans ces dernières années, différentes approches de la commande adaptative ont été développées dans le but d'obtenir un réajustement automatique des paramètres de l'organe de commande de manière à pallier l'effet des variations des paramètres du système.

La variation de vitesse des machines asynchrones peut être réalisée à fréquence fixe ou variable. On utilise généralement le gradateur pour la commande à fréquence fixe, et l'onduleur de tension à deux niveaux pour la commande à fréquence variable.

L'onduleur de tension à deux niveaux est le plus utilisé dans l'industrie. Ces onduleurs sont limités en tension et en puissance. Afin de remédier à ce problème, on associe généralement plusieurs de ce type d'onduleurs en série ou en parallèle.

Nous proposons dans ce mémoire une nouvelle structure de convertisseur continu-alternatif, destiné à des applications de forte puissance et haute tension : l'onduleur à cinq niveaux à *structure NPC*.

Ce mémoire comporte six chapitres. Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone. Le modèle ainsi obtenu sera utilisé pour décrire la commande à flux orienté dans le deuxième chapitre.

Le chapitre trois concerne la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence. Une méthode d'analyse et de synthèse de lois d'adaptation a été présentée et appliquée à la machine asynchrone.

Le chapitre quatre sera composé de deux parties principales. Dans la première partie, on présentera le modèle de commande et de connaissance de l'onduleur à cinq niveaux. On montrera le caractère général du modèle de commande élaboré pour l'onduleur à cinq niveaux, et celui-ci peut être considéré comme l'association en série de quatre onduleurs à deux niveaux. La seconde partie sera consacrée à la synthèse de deux stratégies de commandes de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC :

- La stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.
- La stratégie de modulation vectorielle.

Dans le chapitre cinq, on étudiera les performances de réglage de la vitesse de la MAS alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Ce chapitre comporte deux parties :

- Réglage de la vitesse par un régulateur classique PI
- Réglage de la vitesse par la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence.

L'onduleur est commandé par les deux stratégies vues aux chapitres précédents.

Dans les chapitres quatre et cinq, nous avons supposé que l'alimentation continue de l'onduleur idéal. Dans le chapitre six, on présentera un convertisseur alternatif-continu (redresseur *MLI* à trois niveaux) qui permet de générer cette alimentation continue. On montrera en particulier le réglage de la vitesse par le *MRAS (model référence adaptif systèmes)* de la *MAS* alimentée par les deux cascades :

- Cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-onduleur de tension à cinq niveaux à structure *NPC-MAS*.
- Cascade de deux redresseurs de courant à trois niveaux-onduleur de tension à cinq niveaux à structure *NPC-MAS*.

Afin de minimiser le déséquilibre entre les quatre tensions d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux, le pont de Clamping sera proposé comme solution.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

INTRODUCTION

La modélisation des machines électriques fait l'objet de grands travaux de recherche. Ainsi, on distingue des méthodes utilisant des schémas équivalents, et d'autres utilisant des méthodes de calcul de champ (telle que la méthode des éléments finis, méthodes des équations intégrales de frontière...,etc.).

Chacune de ces méthodes utilise un certain nombre d'hypothèses simplificatrices telles que la linéarité, la répartition spatiale sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer ..., etc. Dans ce premier chapitre, on s'intéresse à la modélisation de la machine asynchrone triphasée.

La *machine asynchrone* est le moteur à courant alternatif le plus répandu pour obtenir de la puissance mécanique à partir de réseau alternatif. Simple et robuste de construction (car il ne possède pas de collecteur), c'est le moins onéreux dans le prix de revient et le plus faible pour une puissance donnée surtout si le rotor est à cage d'écureuil.

I.1. Equations de fonctionnement de la machine

I.1.1. Hypothèses simplificatrices

Soit une *machine asynchrone* triphasée représentée schématiquement par la figure .I.1.

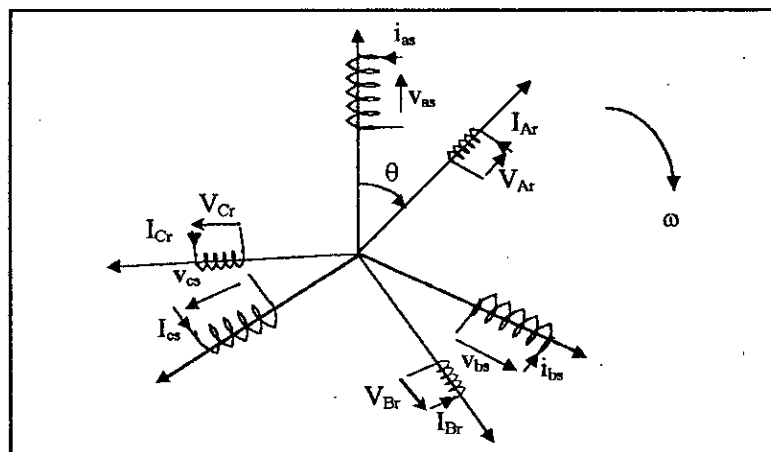


Figure .I.1. Représentation de la MAS dans l'espace électrique.

On désigne par a, b et c les phases statoriques et A, B et C les phases rotoriques. Dans l'analyse qui va suivre, on admet les hypothèses suivantes :

- Machine symétrique et entrefer constant.
- Effets des encoches négligés.
- La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- Pertes ferromagnétiques négligées.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas prises en compte.

I.1.2. Equations électrique et magnétique de la machine

Les six enroulements de la *figure 1.1* obéissent aux équations électriques suivantes [Seg_80], écrites sous forme matricielle :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{aligned} \tag{I.1}$$

où :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_a \ V_b \ V_c]^T, [I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]^T, [\Phi_s] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T \\ [V_r] &= [0 \ 0 \ 0]^T, [I_r] = [I_A \ I_B \ I_C]^T, [\Phi_r] = [\Phi_A \ \Phi_B \ \Phi_C]^T \end{aligned}$$

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$\begin{aligned} [\Phi_s] &= [L_s][I_s] + [L_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] &= [L_r][I_r] + [L_{rs}][I_s] \end{aligned} \tag{I.2}$$

avec :

$$\begin{aligned} [L_s] &= \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix}, [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix} \\ [L_{sr}] &= [L_{rs}]^T = L_{sa} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

telle que :

- L_{aa} : inductances propres d'une phase statorique.
- L_{AA} : inductances propres d'une phase rotorique.

- L_{ab} : inductances mutuelles entre phases statoriques.
- L_{AB} : inductances mutuelles entre phases rotoriques.
- L_{aA} : inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

En introduisant l'équation (I.2) dans l'équation (I.1) on obtient les équations de fonctionnement de la machine asynchrone :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} [L_{sr}] [I_r] \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} [L_{rs}] [I_s] \end{aligned} \tag{I.3}$$

I.1.3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit [Seg_80]:

$$J(dw_m/dt) = C_{em} - C_r - K_f w_m \tag{I.4}$$

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

$$C_{em} = p [I_s]^T [d[L_{sr}] [I_r] / d\theta] \tag{I.5}$$

On voit bien que le système d'équations est à coefficients variables de θ . Sa résolution analytique dans ce repère reste très complexe. D'où la nécessité d'introduire une transformation trigonométrique afin d'aboutir à un système d'équation à coefficients constants.

I.2. Modèle de PARK de la machine asynchrone

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique de système, on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements des variables appropriées. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de PARK (figure .I.2) [Seg_80].

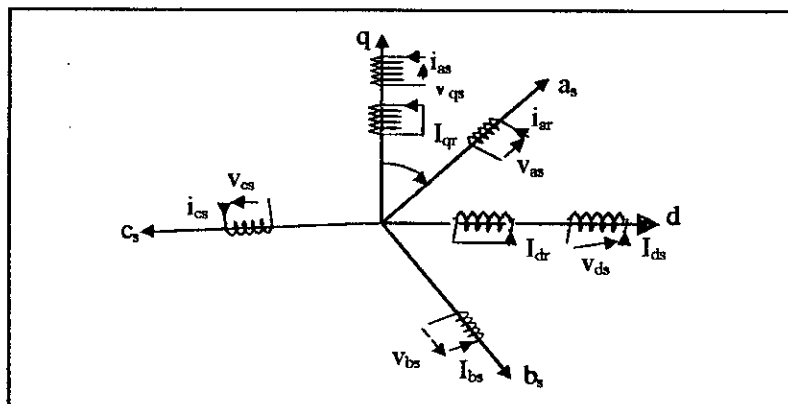


Figure .I.2 Représentation de la MAS dans le repère de PARK.

I.2.1. Transformation de PARK

La transformation de PARK est définie par sa matrice de transformation $[P(\theta)]$ telle que :

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

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

$$\begin{aligned} [I_{dq}] &= [P(\theta)][I_s] \\ [V_{dq}] &= [P(\theta)][V_s] \\ [\Phi_{dq}] &= [P(\theta)][\Phi_s] \end{aligned} \quad (I.6)$$

Le vecteur $[I_{dq}]$ est le vecteur obtenu par la transformation de PARK du vecteur courant statorique $[I_s]$.

La matrice de PARK écrite sous cette forme est orthogonale. Ce qui conduit à la conservation de l'énergie. L'orthogonalité nous permet d'écrire : $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$

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

I.2.2. Application de la transformation de PARK à la MAS triphasée

I.2.2.1. Equations des tensions

Dans les repères biphasés de PARK d'axes d et q tournants à la vitesse angulaire, les équations électriques des tensions s'écrivent [Seg 80]:

$$\begin{aligned} U_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_g \Phi_{qs} \\ U_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_g \Phi_{ds} \\ 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_g - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_g - \omega) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (I.7)$$

ω_g : vitesse angulaire du repère (d, q) .

I.2.2.2. Equations des flux

Les relations entre flux et courant sont données par [Seg_80] [Bar_82]:

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds} &= L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\
 \Phi_{qs} &= L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\
 \Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\
 \Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + L_m I_{qs}
 \end{aligned} \tag{I.8}$$

L_s : Inductance cyclique statorique.

L_r : Inductance cyclique rotorique.

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

NB : L'équation mécanique reste inchangée, par contre, le couple électromagnétique a pour nouvelle expression:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p L_m (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) \tag{I.9}$$

I.3. Choix de référentiel

Trois types de référentiel sont intéressent en pratique [Bar_82] :

- Référentiel lié au stator.
- Référentiel lié au rotor.
- Référentiel lié au champ tournant.

I.3.1. Référentiel lié au stator

$$w_g = \frac{d\theta_g}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = w_r = -w$$

I.3.2. Référentiel lié au rotor

$$w_g = \frac{d\theta_g}{dt} = w \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = w_r = 0$$

I.3.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce cas $w_g = w_s$

$$w_g = \frac{d\theta_g}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} \Rightarrow w_g = w_s$$

NB : Dans ce chapitre on a utilisé un référentiel lié au stator, donc $w_g = 0$ et $w_r = -w$.

Les équations de fonctionnement écrites dans le repère de *PARK* deviennent comme suit :

$$U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt}$$

$$U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt}$$

$$0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \omega \Phi_{qr}$$

$$0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega \Phi_{dr}$$

I.4. Simulations et interprétations

Lors du démarrage à vide, on remarque l'importance des courants statoriques qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétition excessive. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique est stabilisé à une valeur qui compense les pertes par frottements ($0.2Nm$) lors du fonctionnement à vide, le flux rotorique atteint la valeur $1.14Wb$, le courant statorique est sinusoïdal. La vitesse atteint la vitesse de synchronisme après $0.2s$.

En appliquant une charge nominale ($Cr=10Nm$) entre $t=0.5$ et $t=1s$, on remarque que le couple augmente pour compenser le couple de rappel, la vitesse chute à $1420tr/mn$ qui est la vitesse nominale de la machine.

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Cela nous a permis d'établir un modèle de *PARK* qui réduit le système d'état électrique de la machine de six à quatre équations.

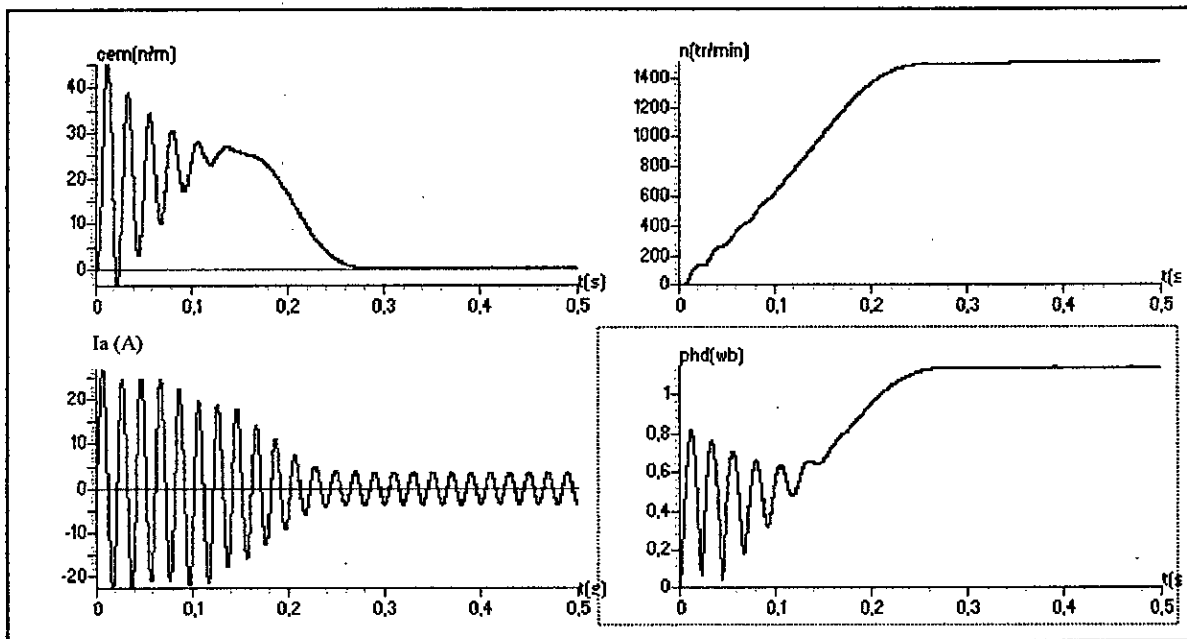


Figure .I.3 La conduite de la MAS triphasée à vide.

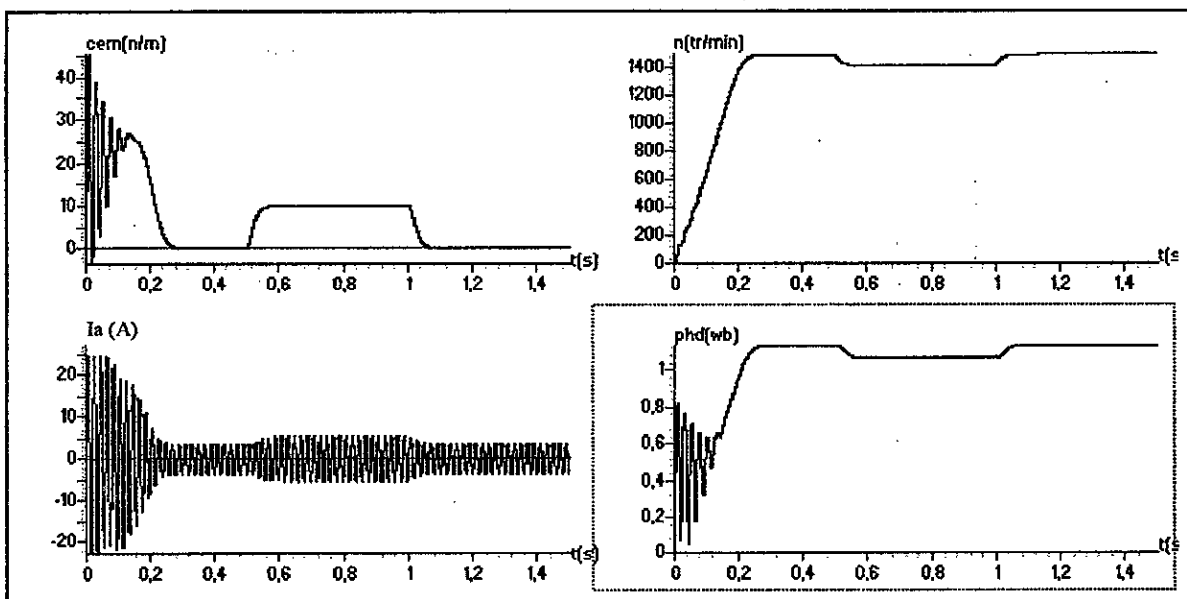


Figure .I.4. La conduite de la MAS triphasée avec un démarrage à vide avec application d'une charge.

CHAPITRE III

Commande vectorielle de la machine asynchrone

INTRODUCTION

Grâce à l'évolution technique récente de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courants continus.

Les moteurs à courant continu ont été largement utilisés dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de sa commande. Ce pendant, cette machine présente des inconvénients dus au système balais-collecteurs ce qui l'empêche d'être utilisée dans des milieux explosifs et corrosifs. Par ailleurs le commutateur mécanique introduit des limitations dans les capacités de la machine. En effet, elle ne peut opérer à grande vitesse, ni être alimentée par des tensions élevées [Bar_97].

La difficulté pour commander la machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse et la position [Kad_97].

Au début des années 70 HASS et BLASCHKE ont présenté le principe d'un *découplage* entre le flux et le couple de la machine asynchrone. En suite, cette méthode a été adaptée pour la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, nous traitons la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension. Après un survol des principales stratégies de mise en œuvre de la commande vectorielle, une stratégie particulière est développée.

II.1. Choix du référentiel

Pour réaliser le *contrôle vectoriel* du flux, il est nécessaire de choisir un référentiel lié au champ tournant.

II.2. Analogie avec le moteur à courant continu

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

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = K \Phi_a I_a = k I_a I_f \tag{II.1}$$

Avec :

- Φ_a : Flux imposé par le courant d'excitation I_f .
- I_a : Courant d'induit.

Le courant d'induit I_a est la grandeur génératrice du couple et le courant d'excitation I_f est la grandeur génératrice du flux. Ainsi, dans une machine à courant continu tout se passe comme si les variables de commandes I_a et I_f étaient orthogonales. C'est à dire que le flux commandé par le courant I_f et le couple par le courant I_a . On dit que l'induit et l'inducteur sont découplés.

Pour une machine asynchrone, la relation du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} = P L_m (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) / L_r \tag{II.2}$$

En partant de cette équation, on peut réaliser un *découplage* de telle façon que le couple sera commandé uniquement par le courant I_{qs} et ainsi donc le flux par le courant I_{ds} . La relation finale du couple est :

$$C_{em} = P L_m \Phi_r I_{qs} / L_r = K I_{qs} I_{ds} \tag{II.3}$$

On voit que cette relation est similaire à celle du moteur à courant continu.

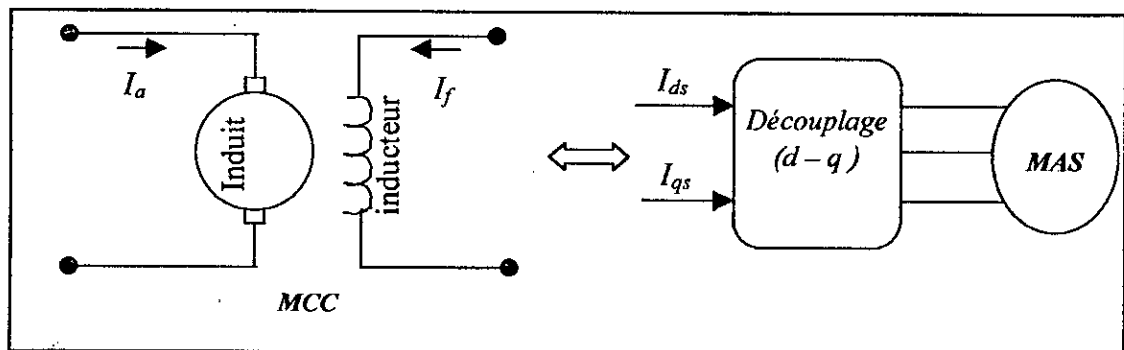


Figure .II.1. Analogie avec la machine à courant continu

II.3. Principe de la commande vectorielle

Afin de réaliser le *découplage* entre les armatures (le flux et le couple électromagnétique), et avoir un couple généré uniquement par I_{qs} , on commande la machine de telle façon à aligner le vecteur du flux rotorique (ou d'entrefer) sur l'axe direct du repère lié au champ tournant d'axe d - q , soit :

$$\begin{cases} \Phi_r = \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases}$$

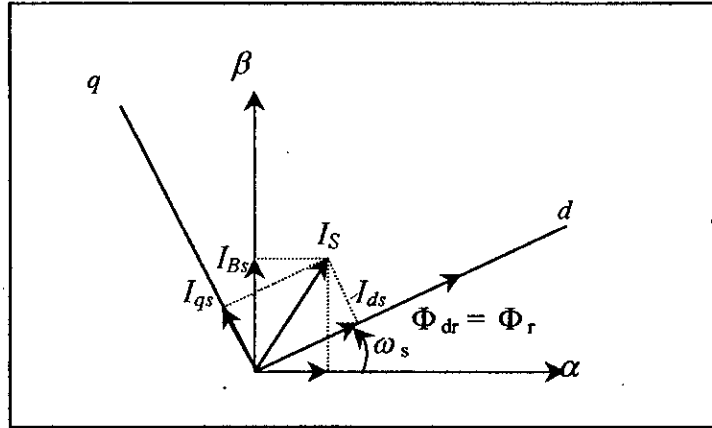


Figure II.2. Alignement du flux sur l'axe d

Le principe est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature dans un référentiel lié au flux de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre le couple.

II.4. Réalisation de la commande vectorielle

II.4.1. Equations électriques de la machine

En partant des équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant (annexe II), système (A.II.12), et en supposant que la position de ce dernier a été choisie afin d'obtenir :

$$\phi_{qr}=0 \quad \phi_{dr}=\phi_r$$

Ces équations deviennent :

$$\begin{cases} U_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s L_s \sigma I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ U_{qs} = \omega_s \sigma L_s I_{ds} + R_s I_{qs} + p \omega_m \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \\ L_m I_{ds} = \Phi_{dr} + T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ \omega_s = p \omega_m + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_{dr}} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} I_{qs} \end{cases} \quad (II.4)$$

On remarque que seule la composante du courant I_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique. Si ce dernier est maintenu constant ($\phi_{dr}=0$), le couple est commandé uniquement par I_{qs} .

II.5. Stratégies de commande

On distingue deux méthodes de *contrôle vectoriel* de la machine asynchrone.

II.5.1. Méthode directe

Elle consiste à déterminer la position θ_s et le module du flux Φ . Afin d'accéder au flux rotorique, la première idée est d'utiliser des capteurs placés dans l'entrefer de la machine.

Son inconvénient principal réside dans le fait que les capteurs du flux sont très fragiles et sensibles aux variations de température.

II.5.2. Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à estimer la position du flux et ça en se basant sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone avec la commande vectorielle.

Le descriptif « *méthode indirecte* » signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de vitesse (ou de position) du rotor [Dja_98].

II.5.2.1. Bloc de contrôle du flux orienté (FOC)

Le FOC (*fld oriented control*) est un bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r et C_{em}) et génère les trois grandeurs d'entrée de la MAS (U_{ds} , U_{qs} , et w_s). Il est défini en considérant le régime statique pour le quel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leur valeurs de référence. Si on veut pas tenir compte des variations des courants directs et en quadrature, les équations de ce bloc sont déduit de celles du modèle (II.4) [Bar_97].

$$\begin{cases} U_{ds} = R_s I_{ds} - \sigma w_s L_s I_{qs} \\ U_{qs} = R_s I_{qs} + w_s L_s I_{ds} \\ w_s = p w_m + \frac{L_m I_{qs}}{T_r \Phi_r} \\ I_{ds} = \frac{1}{L_m} \left(T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r \right) \\ I_{qs} = \frac{L_r C_{em}}{p L_m \Phi_r} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Le schéma bloc de la structure de commandé est le suivant :

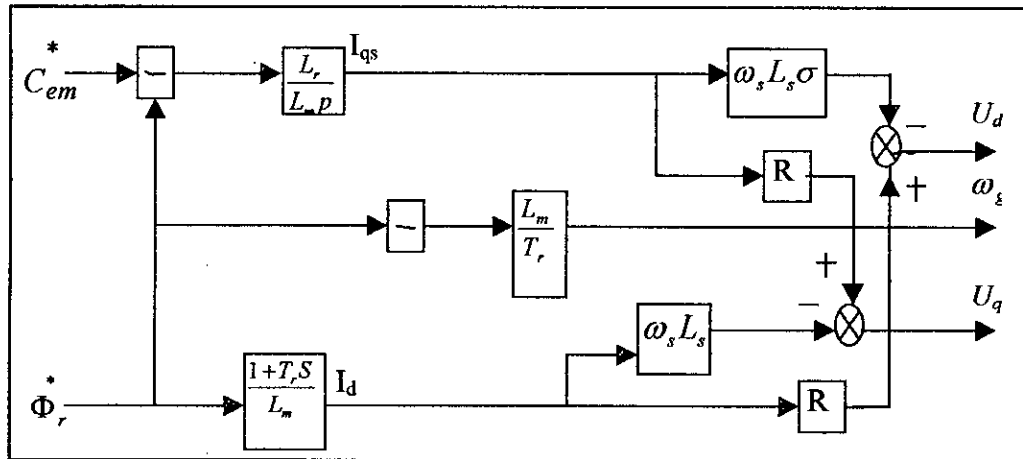


Figure.II.3. La structure du bloc FOC.

Ce schéma nous permet de réaliser un découplage automatique entre le couple et le flux.

La figure.II.4 représente le modèle de la machine associé à la structure de commande.

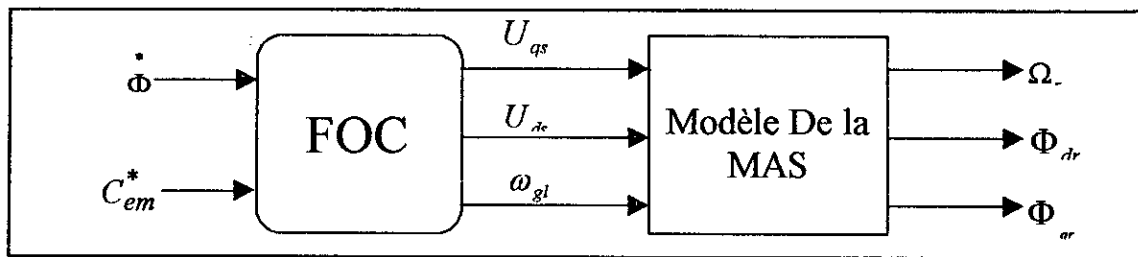


Figure.II.4. Schéma de l'association structure de commande modèle de la MAS.

II.6. Simulation et interprétation

Nous avons simulé le modèle de la machine alimentée en tension. Ces tensions sont données par le FOC. On impose le flux de référence $\Phi^* = 1Wb$ et le couple de référence ayant la forme suivante figure.II.5 :

Dans la figure.II.6 nous avons donné l'allure de $C_{em}, \Phi_r, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}$:

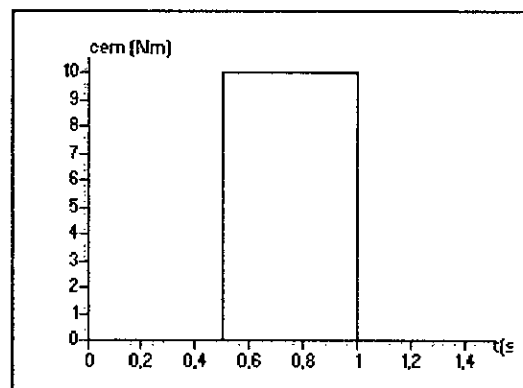


Figure.II.5. Le couple de référence

1. Le couple répond immédiatement à la consigne fixée en régime permanent.
2. Le module du flux ϕ_r se stabilise en régime permanent à la valeur de consigne.
3. La composante directe ϕ_{dr} du flux est parfaitement identique à son module.
4. La composante en quadrature ϕ_{qr} s'annule en régime permanent.
5. Nous remarquons que le flux n'est pas influencé par la variation du couple électromagnétique. Cela montre bien que le découplage est réalisé.

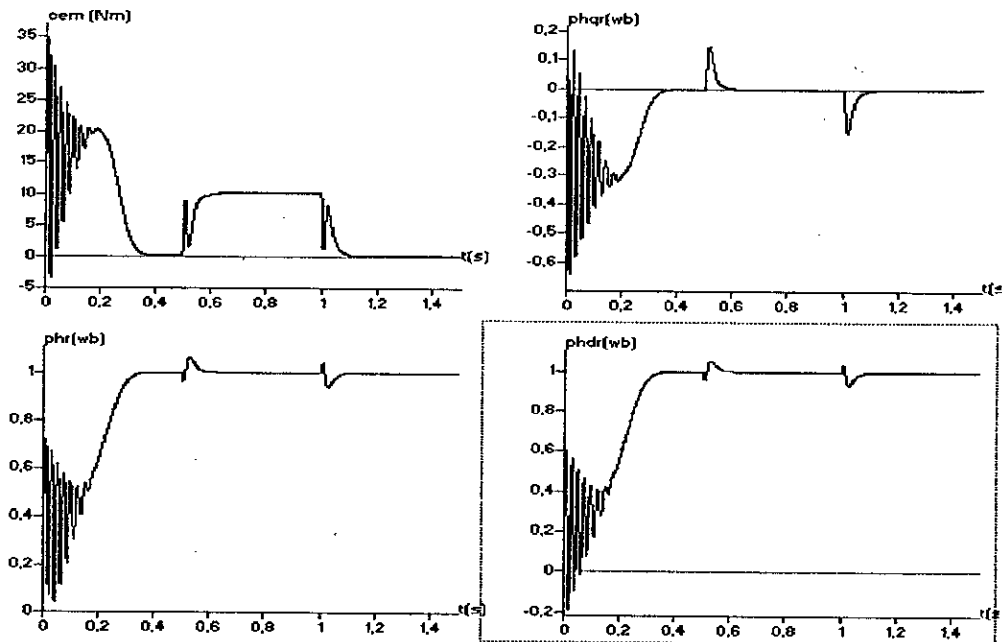


Figure II.6. Découplage avec orientation de flux rotorique appliqué au modèle de la machine asynchrone.

II.7. Commande en boucle fermée avec réglage classique

La figure II.7 représente le schéma global du réglage de vitesse. On a utilisé la méthode indirecte.

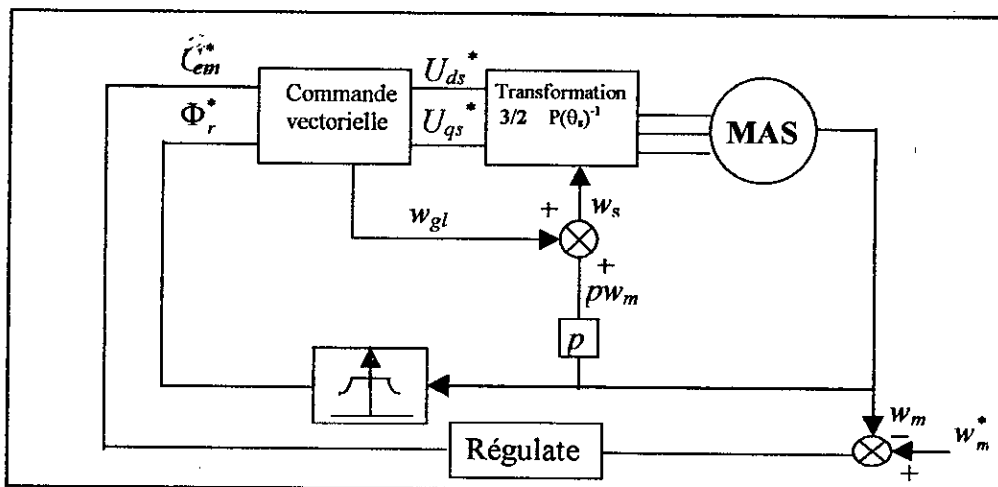


Figure II.7. Schéma du réglage de vitesse en boucle fermée de la MAS.

II.7.1. Etude du réglage de vitesse avec un régulateur PI

En insérant un régulateur PI dans la boucle de régulation, le schéma fonctionnel en boucle fermée se présente comme suit [Kad_97]:

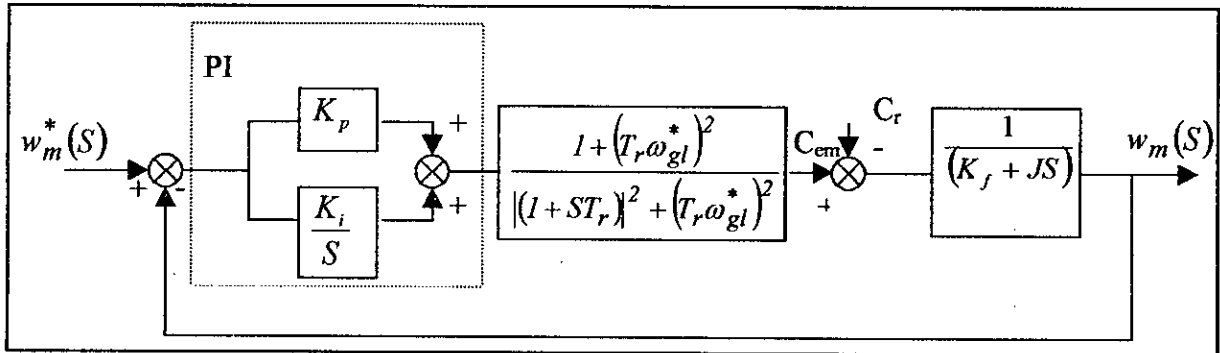


Figure II.8. Schéma fonctionnel du réglage de vitesse avec PI classique.

La fonction de transfert de la vitesse par rapport à sa référence et la perturbation se présente comme suit :

$$w_m(S) = \frac{1}{K_f + JS} \left[\frac{K_p S + K_i}{S} \frac{1}{1 + ST_p} (w_m^*(S) - w_m(S)) - C_r(S) \right]$$

Avec $1/1 + ST_p$ la fonction de transfert de la machine simplifiée.

On a :

$$\frac{K_i}{K_p} \approx \frac{K_f}{J} \quad \text{et} \quad T_p \ll 1$$

D'où :

$$w_m(S) = \frac{K_p}{K_p + JS} w_m^*(S) - \frac{JS}{(K_f + JS)(K_p + JS)} C_r(S)$$

En régime permanent, nous arriverons à $S = 0$, $w_m = w_m^*$

La poursuite se faite à une dynamique fonction des paramètres du régulateur (J/K_p). La perturbation s'annule avec la dynamique de la boucle ouverte car $J/K_p \ll J/K_f$.

Pour plus de détail voire *Annexe III*

II.8. Simulation et interprétation

Les *figures.II.9.** représentent les résultats de simulation. Nous avons simulé un démarrage à vide puis une application de couple de charge. Dans la boucle de régulateur, on insère un régulateur PI :

Nous remarquons une amélioration de la réponse de la vitesse au démarrage. La vitesse passe de $+100$ à -100 rad/s avec des pics de couple et de courant considérables.

Le découplage est obtenu car $\Phi_{qr} = 0$ et $\Phi_{dr} = \Phi_r$

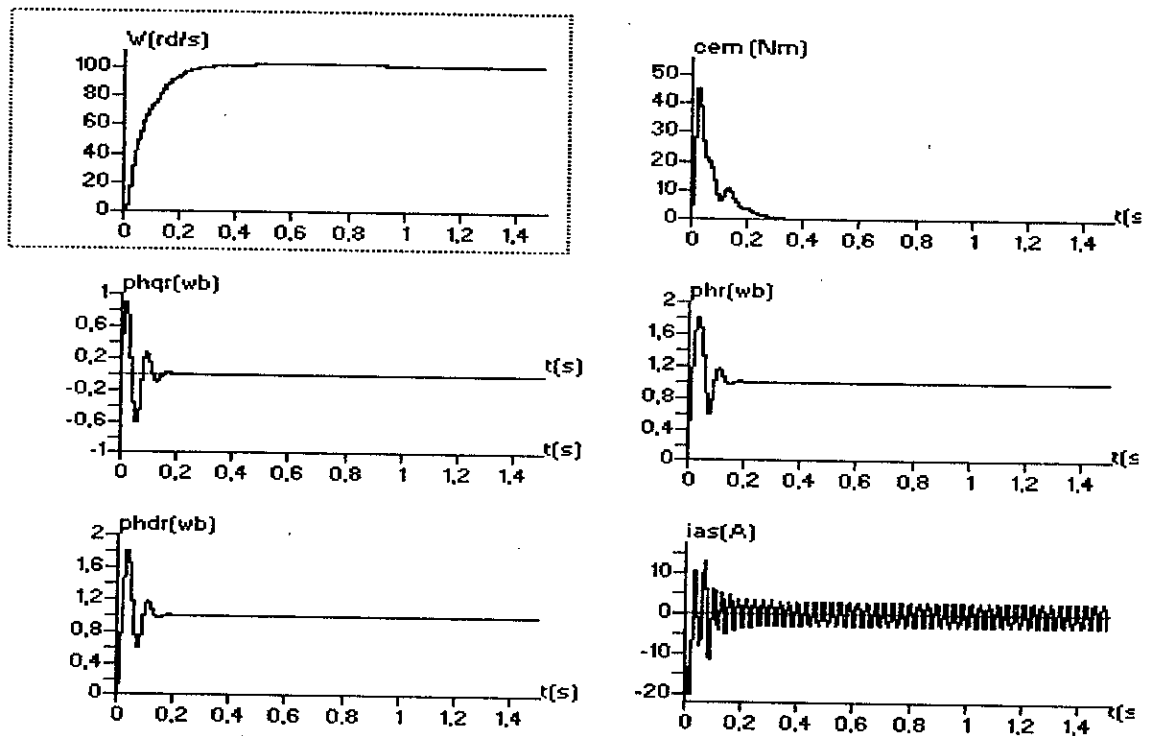


Figure II.9.1. Réglage de vitesse pour un démarrage à vide

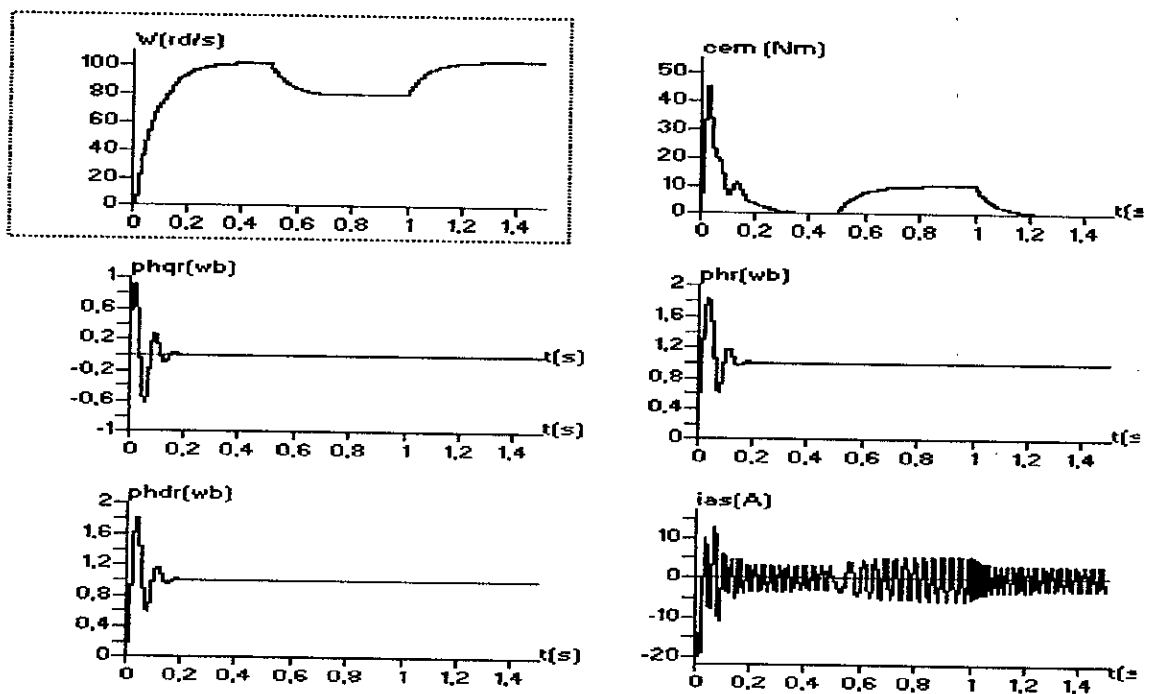


Figure II.9.2. Réglage de vitesse avec application d'une charge.

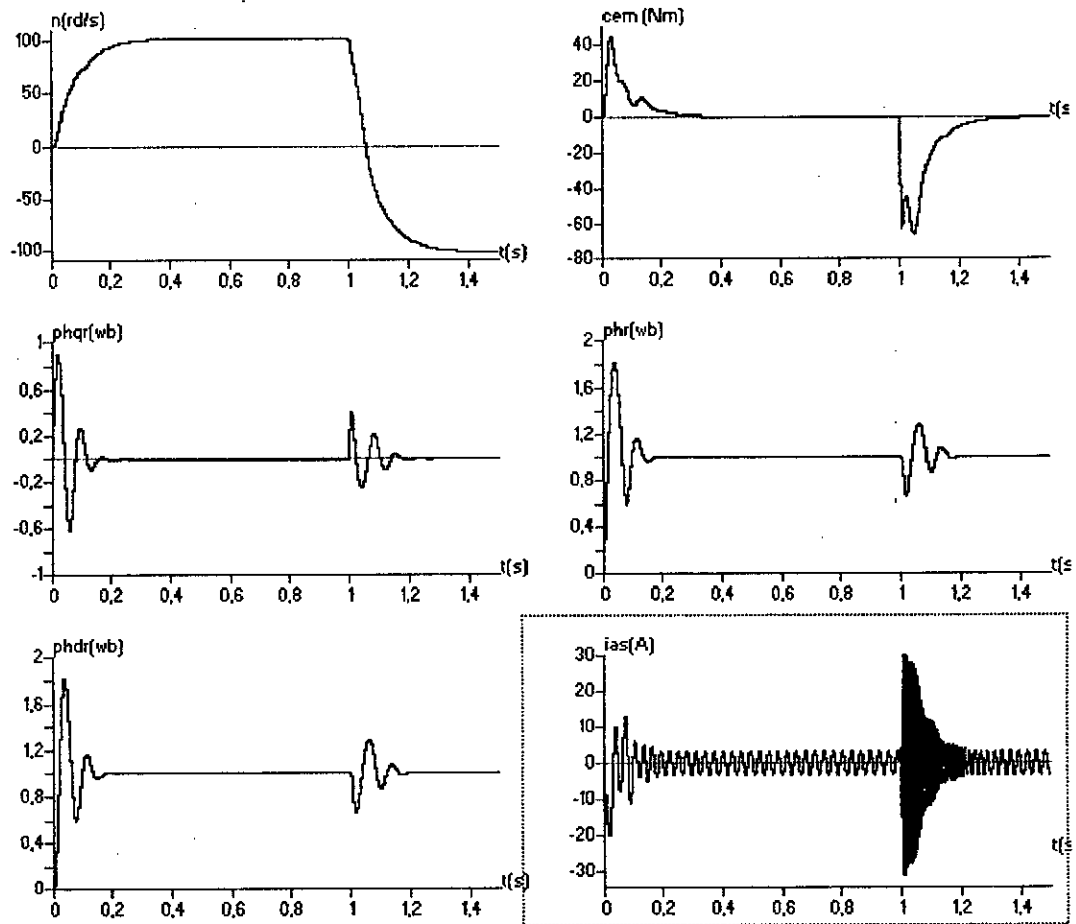


Figure II.9.3. Réglage de vitesse avec inversion de sens de rotation

CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande vectorielle avec la commande indirecte par orientation du flux de la MAS alimentée en tension. Ainsi, on a traité le réglage de vitesse par un régulateur *PI*.

La commande par flux orienté nous a permis de simplifier le système. En effet, à partir d'un modèle non linéaire, on a obtenu un modèle découplé qui nous permet de commander la vitesse de la machine asynchrone.

Il faut signaler que le régulateur *PI* ne permet pas en tout cas de garder la vitesse de la machine asynchrone égale à sa référence. En outre, la faiblesse de la commande indirecte par orientation du flux rotorique se traduit par la diminution de la vitesse lors de l'application d'une charge. C'est la raison pour laquelle nous consacrons le chapitre suivant à une étude d'analyse et de synthèse du réglage de la vitesse par poursuite d'un modèle de référence.

CHAPITRE III

Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence de la machine asynchrone

INTRODUCTION

Quand les caractéristiques d'un système sont connues, on cherche à améliorer ses performances (amortissement, temps de montée, dépassement...) en introduisant les correcteurs de type avance de phase, retard de phase ou *P.I.D.*

Dans le cas où les paramètres du système ne sont pas connus, on cherche alors à adapter l'organe de commande de façon à ce que le processus se comporte selon un certain *modèle de référence*. Cette technique de commande porte le nom de : "*commande adaptative à modèle de référence*" [Dja_98].

Les systèmes adaptatifs à modèle de référence *MRAS* (*model référence adaptif systèmes*) sont très utilisés dans de larges domaines, pour résoudre une variété importante de problèmes en commande, identification et estimation d'état. Le caractère dual de ces méthodes permet leur utilisation suivant la structure spécifiée, dans différentes applications. Nous distinguons deux façons d'adapter le système ajustable, afin d'assurer une minimisation de l'erreur généralisée ou de sortie, entre le système ajustable et le modèle de référence. L'adaptation paramétrique se base sur l'ajustement des paramètres de la structure choisie ; tandis que le signal de synthèse (*signal synthèses*) est une manière de transformer l'ajustement en un signal d'entrée qui attaque le bloc ajustable.

La synthèse d'algorithmes de commande adaptative avec modèle de référence se fait soit à l'aide de la théorie de Lyapounov soit à partir du concept d'hyperstabilité et de positivité. Ce dernier concept qui est le plus répandu.

III.1. Principe de la commande adaptative avec modèle de référence

Cette commande fait tendre asymptotiquement le processus vers un modèle de référence établi à partir des performances désirées pour le système en boucle fermée. Le mécanisme d'adaptation corrige les paramètres de régulateur en fonction de l'erreur entre la sortie mesurée et celle du modèle (*figure.III.1*).

Le mécanisme d'adaptation est utilisé soit :

- Pour modifier les paramètres du système ajustable appelé adaptation des paramètres, soit :

- Par la génération d'un signal auxiliaire à l'entrée appelée adaptation par signal de synthèse.

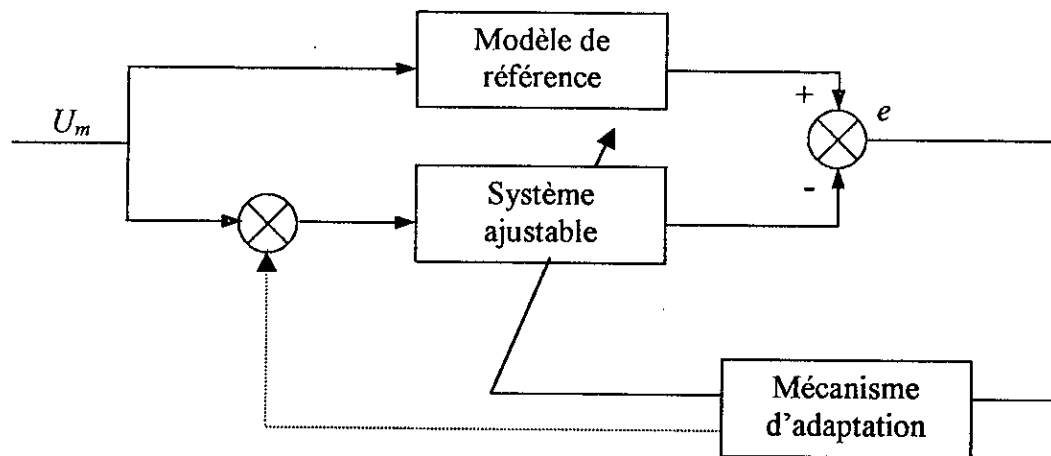


Figure.III.1. Schéma de principe de la commande adaptative par modèle de référence.

III.2. Différentes structures de systèmes de commande adaptative avec modèle de référence

Par les liens entre la prédiction et l'estimation d'une part et la commande d'autre part, on peut considérer deux structures de systèmes adaptatifs.

- Le processus est assimilé au modèle de référence.
- Le processus est inclus dans la partie ajustable par l'organe de commande adaptative.

Ces deux structures de systèmes adaptatifs correspondent aux différents diagrammes consignés dans la *figure III.2.* [Naj_82].

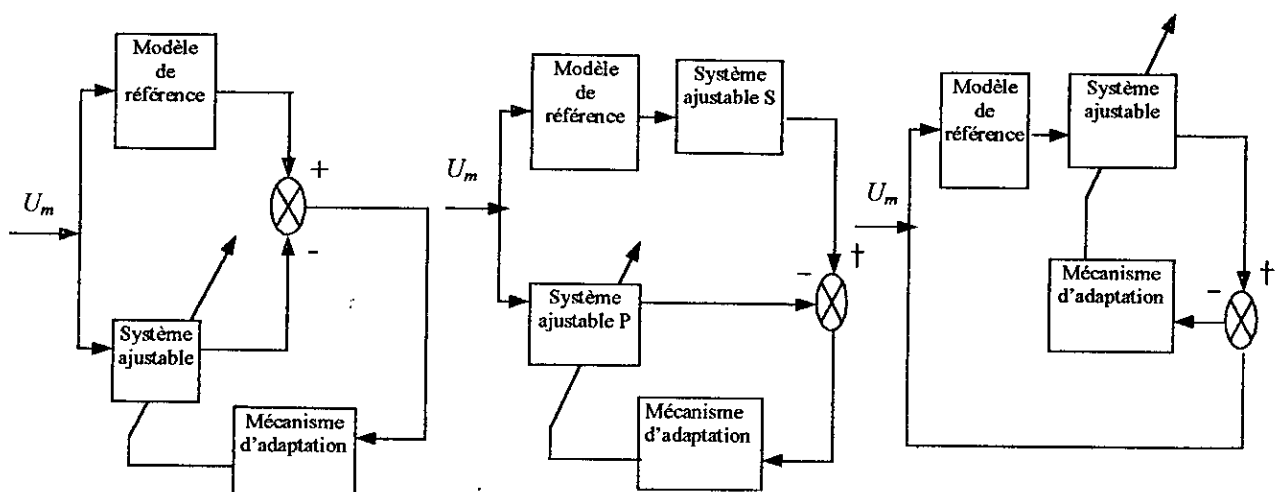


Figure .III.2.1. Structure parallèle.

Figure .III.2.2. Structure série - parallèle.

Figure .III.2.3. Structure série.

III.3. Synthèse des lois de commande adaptative par la théorie de la stabilité

Avant de synthétiser les lois d'adaptation, certaines hypothèses de bases doivent être posées [Lan_79] :

- Le modèle de référence doit être un système linéaire invariant dans le temps.
- Le modèle de référence et le système ajustable ont la même dimension.
- Durant le processus d'adaptation. Les paramètres du système ajustable dépendent seulement du mécanisme d'adaptation.
- Aucun signal, autre que le vecteur d'entrée, n'agit sur le système.
- La différence initiale entre les paramètres du modèle et ceux du système est connue.
- Le vecteur erreur d'état et de sortie sont mesurables.

La synthèse des lois de commande par la théorie de la stabilité consiste à rechercher une loi d'adaptation assurant la convergence de l'erreur d'état $e = X - X_m$ vers 0, en exprimant l'équation non linéaire décrivant l'évolution de l'erreur $\frac{de}{dt} = f(x, t)$, elle conduit à rechercher la stabilité asymptotique de ce système

Pour simplifier le système exposé, nous allons présenter les méthodes suivantes pour les procédés continus. Mais elles sont tout à fait transposables au cas discret.

III.3.1. Utilisation de la théorie de Lyapounov

Introduisons quelques définitions et théorèmes sur la stabilité [Naj_82] :

Soit un système décrit par une équation non-linéaire $dx/dt = f(x, t)$, avec x vecteur d'état de dimension n et $f(0, t) = 0$.

- **Définition de la stabilité**

La solution $x=0$ est stable au sens de Lyapounov si et seulement si pour tout $t_0 > 0$ et tout $\varepsilon > 0$, il existe $\sigma(t_0, \varepsilon)$ tel que :

$$|x_0| < \sigma(\varepsilon, t_0) \Rightarrow |x(t)| < \varepsilon \text{ pour tout } t > t_0 \text{ où } x(t) \text{ est une solution égale à } x_0 \text{ en } t_0.$$

- **Définition de la stabilité asymptotique**

La solution $x = 0$ est asymptotiquement stable au sens de Lyapounov si et seulement si :

1. Elle est stable au sens de Lyapounov
2. Pour tout $t > 0$ et tout $\varepsilon > 0$, il existe $\sigma(t_0)$ et $T(\varepsilon, x_0, t_0)$ tel que :

$$t_0 < \sigma(t_0) \Rightarrow |x(t)| < \varepsilon \text{ pour tout } t > t_0 + T$$

Où : $x(t)$ est une solution égale à x_0 en t_0

Ce la signifie, en fait, que si les conditions initiales ne s'éloignent pas trop du point d'équilibre, alors $\lim_{t \rightarrow \infty} |x(t)| = 0$. En d'autres termes la solution $x=0$ est attractive.

- **Définition de fonction de classe K**

Une fonction de R^+ dans R^+ est de classe K si et seulement si :

1. $\alpha(0) = 0$
2. α est continue
3. α est strictement croissante.

- **Théorème**

La solution d'équilibre $x = 0$ est (uniformément) asymptotiquement stable s'il existe une fonction V de R^n dans R telle que :

1. $V(0, t) = 0$ pour tout t ,
2. V est différentiable suivant t et x ,
3. il existe deux fonctions $\alpha(\cdot)$ $\beta(\cdot)$ de classe K telles que $\alpha(|x|) < V(t, x) < \beta(|x|)$ pour tout t et $x \neq 0$.
4. il existe une fonction $\eta(\cdot)$ de classe K telles que $\frac{dV(t, x)}{dt} < -\eta(|x|)$ pour tout t et $x \neq 0$

Nous allons exploiter les définitions et théorèmes précédents pour effectuer la synthèse des lois de commande adaptative.

III.3.1.1. Principe de la méthode

La méthode consiste à rechercher une fonction de Lyapounov et une loi d'adaptation pour laquelle la solution $e = 0$ du système $\frac{de}{dt} = f(e, t)$ soit un point asymptotiquement stable.

III.3.1 .2. Application

- **Cas général**

Considérons le modèle de référence décrit par l'équation d'état ci-dessous :

$$\frac{dx_m}{dt} = A_m x_m + B_m u \quad (\text{III.1})$$

Et le système ajustable par :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (\text{III.2})$$

Les matrices A et B contiennent les paramètres des contrôleurs qui doivent être adaptés de façon à ce que le système ajustable se comporte comme le modèle de référence.

La dynamique de l'erreur :

$$e = x_m - x \quad (\text{III.3})$$

$$\begin{cases} \frac{de}{dt} = \frac{dx_m}{dt} - \frac{dx}{dt} \\ \frac{de}{dt} = A_m e + (A_m - A)x + (B_m - B)u \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

En introduisant la fonction de Lyapounov [Naj_82] :

$$V = e^T P e + \text{trace}([A_m - A]^T Q [A_m - A]) + \text{trace}([B_m - B]^T R^{-1} [B_m - B]) \quad (\text{III.5})$$

Du système $\frac{de}{dt} = f(e, t)$ avec Q et R deux matrices définies positives.

Calculons :

$$\frac{dV}{dt} = e^T S e + 2\text{trace}\left([A_m - A]^T \left(P e x^T - Q^{-1} \frac{dA}{dt}\right)\right) + 2\text{trace}\left([B_m - B]^T \left(P e u^T - R^{-1} \frac{dB}{dt}\right)\right) \quad (\text{III.6})$$

En tenant compte du fait que A étant stable, il existe deux matrices définies positives telles que :

$$A_m^T P + P A_m = -S \quad (\text{III.7})$$

Il propose une loi d'adaptation :

$$\begin{cases} \frac{dA}{dt} = Q P e x^T \\ \frac{dB}{dt} = R P e u^T \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Assurant $\frac{dV}{dt} = -e^T S e$ et donc la stabilité désirée.

III.3.2. Utilisation de la notion de l'hyperstabilité

La méthode que nous allons présenter était proposée par [Lan_79]. Elle consiste à ramener le problème de synthèse à un problème d'hyperstabilité. Considérons le système mono-entrée / mono-sortie :

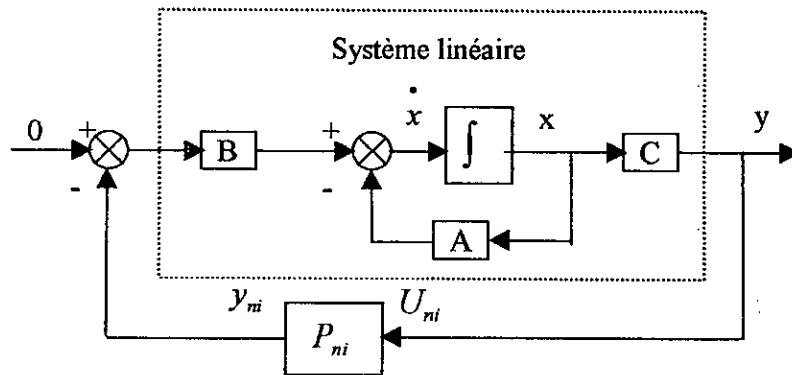


Figure .III.3 Décomposition pour l'étude de l'hyperstabilité.

Il est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \tag{III.9}$$

A, B et C ont des coefficients réels. La fonction de transfert du bloc linéaire est donnée par :

$$F(s) = C(s[I] - A)^{-1}B$$

• **Théorème**

Le système décrit par la *figure .III.3.* est stable si :

- La fonction de transfert F représentant la partie linéaire est une fonction strictement réelle positive
- La partie non linéaire satisfait l'inégalité :
il existe une constante σ indépendante de t telle que

$$\eta(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} y_{ni} u_{ni} d\tau \geq -\sigma_0^2$$

Avec y_{ni} sortie de la partie non linéaire et u_{ni} entrée de la partie non linéaire.

Ce théorème peut être étendu aux systèmes multi-entrees multi-sortie. Celui-ci est asymptotiquement hyperstable si :

- La matrice de transfert de la partie linéaire est strictement réelle positive.
il existe une constante σ indépendante de t telle que

$$\eta(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} y_{nl} u_{nl} d\tau \geq -\sigma_0^2 \text{ pour tout } t \text{ positif}$$

Où u_{nl} et y_{nl} désignent respectivement l'entrée et la sortie de la partie non linéaire (vecteurs de même dimension).

• Principe de la méthode

Le modèle est décrit par l'équation d'état ci-dessous :

$$\begin{aligned} \frac{dx_m}{dt} &= A_m x_m + B_m w \\ y_m &= C x_m \end{aligned} \quad (\text{III.10})$$

Et le système ajustable par :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (\text{III.11})$$

A_m est une matrice stable. x_m et x sont deux vecteurs de dimension n . u et w sont deux scalaires. y et y_m sont deux vecteurs de dimension q .

Notons $e = x_m - x$ l'erreur sur l'état et $e_y = y_m - y$ celle sur la sortie.

On détermine une loi d'adaptation non linéaire rendant le système $dx/dt = f(x, t)$ asymptotiquement hyperstable.

La commande u est la somme d'une composante linéaire u_L et d'une composante non linéaire u_{NL} compensant l'influence des variations de paramètres.

$$u = u_L + u_{NL} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{aligned} u_L &= -k_x x_m + k_w u_w + k_e e \\ u_{NL} &= \Delta k_x(e, t) x_m + \Delta k_w(e, t) w + \Delta k_e(e, t) e_y \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

Avec $v = D e_y = D C e_x = H e_x$ et D est une matrice de gain de dimension $1 \times q$.

Les correcteurs (matrices à coefficients constants) sont calculés à partir du système nominal.

En l'absence de variation de paramètres (et pour $u_{NL} = 0$), l'erreur d'état est donnée par :

$$\frac{de}{dt} = (A - B K_e C) e + (A_m - A - B K_x) x_m + (B_m - B K_w) w \quad (\text{III.14})$$

En choisissant :

- K_e tel que $A-Bk_e$ soit une matrice de HURWITZ (ses valeurs propres sont à partie réelle négative)

- $$k_x = (B^T B)^{-1} B(A_m - A) \tag{III.15}$$

- $$k_w = (B^T B)^{-1} B B_m \tag{III.16}$$

Où

$$B^T = (B^T B)^{-1} B : \text{la pseudo inverse de } B$$

L'erreur e_x converge asymptotiquement vers 0. Mais les paramètres peuvent varier. Le système corrigé s'écarte alors du modèle. On rajoute le terme U_{NL} pour compenser l'influence de cette dérivée sur les paramètres.

Dans ce cas l'erreur sur l'état vérifie :

$$de/dt = (A - BK_e C)e + B\Delta u \tag{III.17}$$

$$\Delta u = \left[(B^T B)^{-1} B(A_m - A) - K_x - \Delta k_x \right] x_m - \Delta k_e e_y + \left[(B^T B) B B_m - k_w - \Delta k_w \right] w \tag{III.18}$$

D'après le théorème qui précède, le système défini par (III.17) et (III.18) est asymptotiquement hyperstable si :

- la matrice de transfert $H(S[I] - A + BK_e C)^{-1} B$ strictement réelle positive
- La partie non linéaire vérifie : $\eta(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} y_m u_m d\tau \geq -\sigma_0^2$

L'inégalité précédente est satisfaite en adaptant une loi d'adaptation proportionnelle intégrale du type :

$$\begin{cases} \Delta K_x = \int_0^t L_1 v(Q_1 X_m)^T d\tau + L_2 v(Q_2 X_m)^T + \Delta K_x(v(0), 0) \\ \Delta K_e = \int_0^t M_1 v(R_1 e_y)^T d\tau + M_2 v(R_2 e_y)^T + \Delta K_e(v(0), 0) \\ \Delta K_w = \int_0^t N_1 v(S_1 W)^T d\tau + N_2 v(S_2 W)^T + \Delta K_w(v(0), 0) \end{cases} \tag{III.19}$$

Avec L_i, M_i, N_i des réels positifs non nuls, S_i des réels, Q_i des matrices réelles de dimension $n \times n$ et R_i des matrices de dimension $q \times q$.

III.4. Application à la machine asynchrone

Le système est décrit par :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu$$

Le vecteur d'état représentant le système est :

$$x = w_m$$

Et celui de modèle est :

$$x_m = w_{mm}$$

Le vecteur d'entrée :

$$u_m = w_r^*$$

Le système est décrit par :

$$\frac{dw_m}{dt} = -\frac{k_f}{J} w_m + \frac{k_t}{J} I_{qs}$$

Avec :

$$k_t = p L_m \Phi_r / L_r$$

Le modèle est donné par l'équation suivante :

$$\frac{dw_{mm}}{dt} = -\frac{K}{J} w_{mm} + \frac{K}{J} w_m^*$$

Où K spécifier la dynamique du modèle de référence.

On considère l'erreur sur l'état $e = w_{mm} - w_m$

La consigne de couple est donnée par la lois :

$$Cem = K_w w_r^* - K_x w_m + K_e e + \Delta u$$

D'où :

$$\Delta u = \Delta K_x w_m - \Delta K_w w_m^* + \Delta K_e e$$

Avec :

et :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta K_x = \int_0^t L_1 v Q_1 w_m d\tau + L_2 v Q_2 w_m \\ \Delta K_e = \int_0^t M_1 v R_1 e_y d\tau + M_2 v R_2 e_y \\ \Delta K_w = \int_0^t N_1 v S_1 w_m^* d\tau + N_2 v S_2 w_m^* \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} K_w = \frac{1}{k_t} (K - k_f) \\ K_x = \frac{K}{k_t} \\ K_e = 8.5 \\ K = 0.5 \end{array} \right.$$

D'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_1(t) = K_x + \Delta K_x \\ K_2(t) = K_e + \Delta K_e \\ K_3(t) = K_w + \Delta K_w \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} v = 0.006 \\ L_i = M_i = Q_i = 2 \\ N_i = R_i = S_i = 2 \end{array} \right. \quad i = 1,2$$

III.5. Simulation et interprétation

Le schéma bloc de la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence est représenté à la *figure.III.4*.

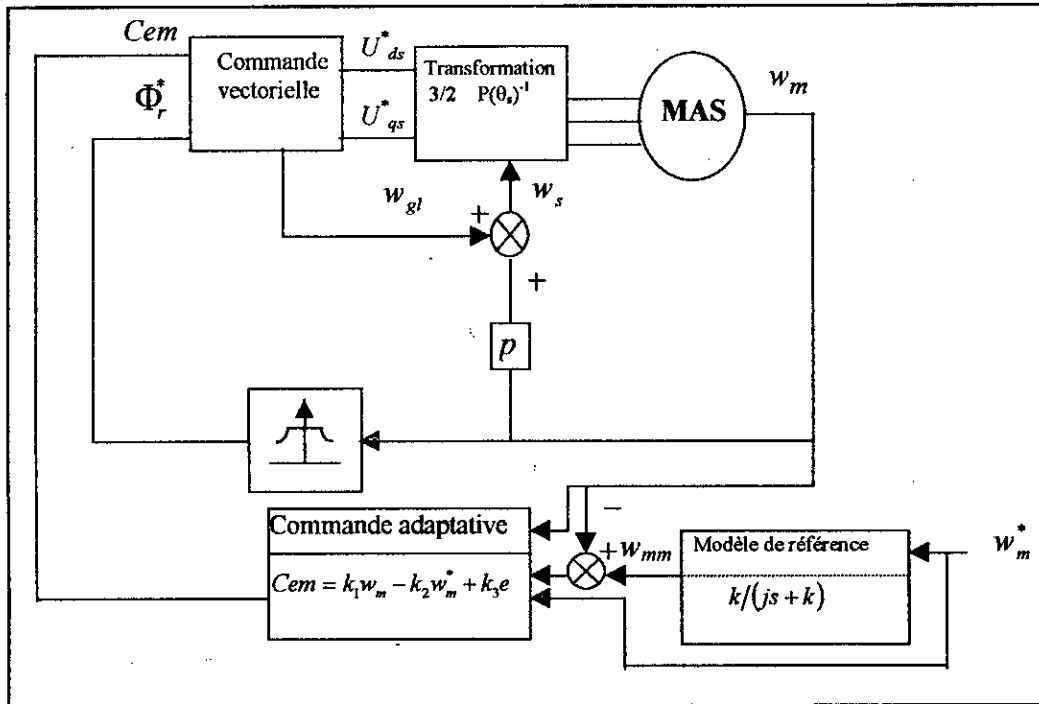


Figure III.4. Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence d'une MAS.

Nous avons simulé le démarrage avec application de couple résistant entre $t=0.5s$ et $t=1s$ *figure .III.5.1*, puis une inversion du sens de rotation de 100 rad/s à -100 rad/s est effectué à l'instant $t=1s$ (*figure .III.5.2*).

Le même travail que précédemment a été effectué pour une variation des paramètres de la machine ($R_s=2R_s$ et $R_r=2R_r$). Les résultats de simulation sont représentés dans la *figure .III.5.3*.

De ces résultats, on tire les remarques suivantes :

Le découplage est obtenu, car $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$ (*figure .III.5.1* et *figure .III.5.2*)

La vitesse suit parfaitement la consigne. Les piques du courant et du couple sont importants lors d'inversion de sens de rotation.

Pour la *figure .III.5.3*, après l'application de la variation des paramètres de la machine, on remarque que la vitesse suit toujours la consigne, mais le découplage est perdu.

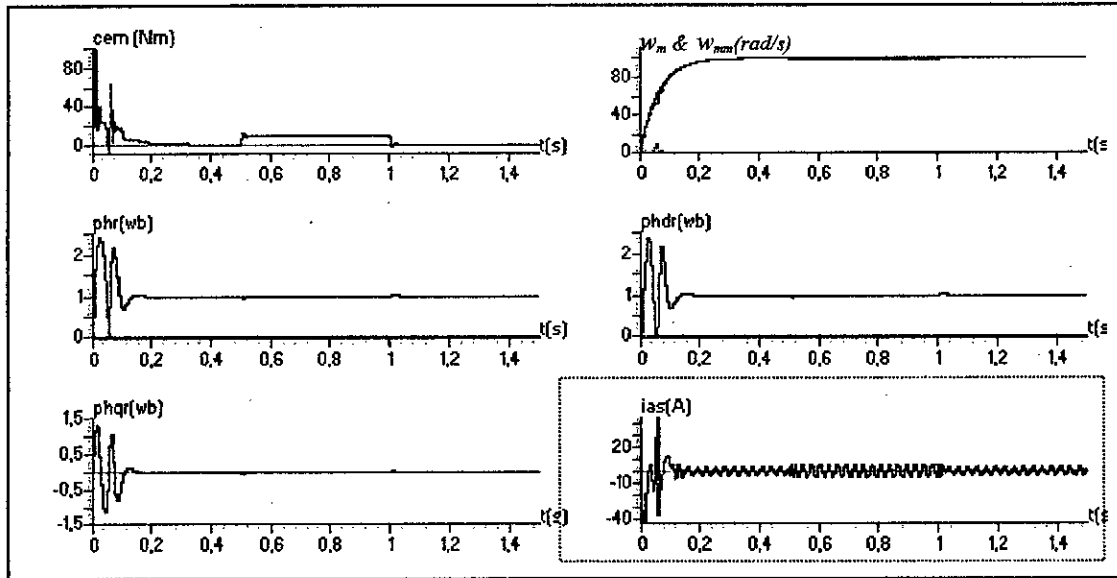


Figure III.5.1 Réglage de la vitesse par la MRAS avec application de charge

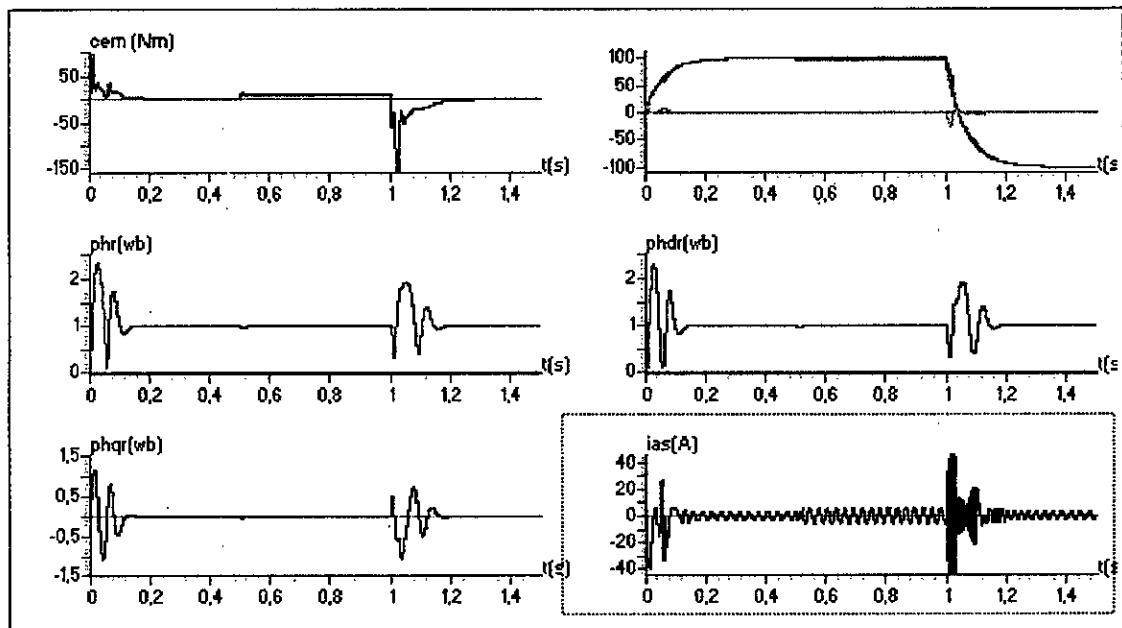


Figure III.5.2 Réglage de la vitesse par la MRAS avec application de charge et inversion de sens de rotation.

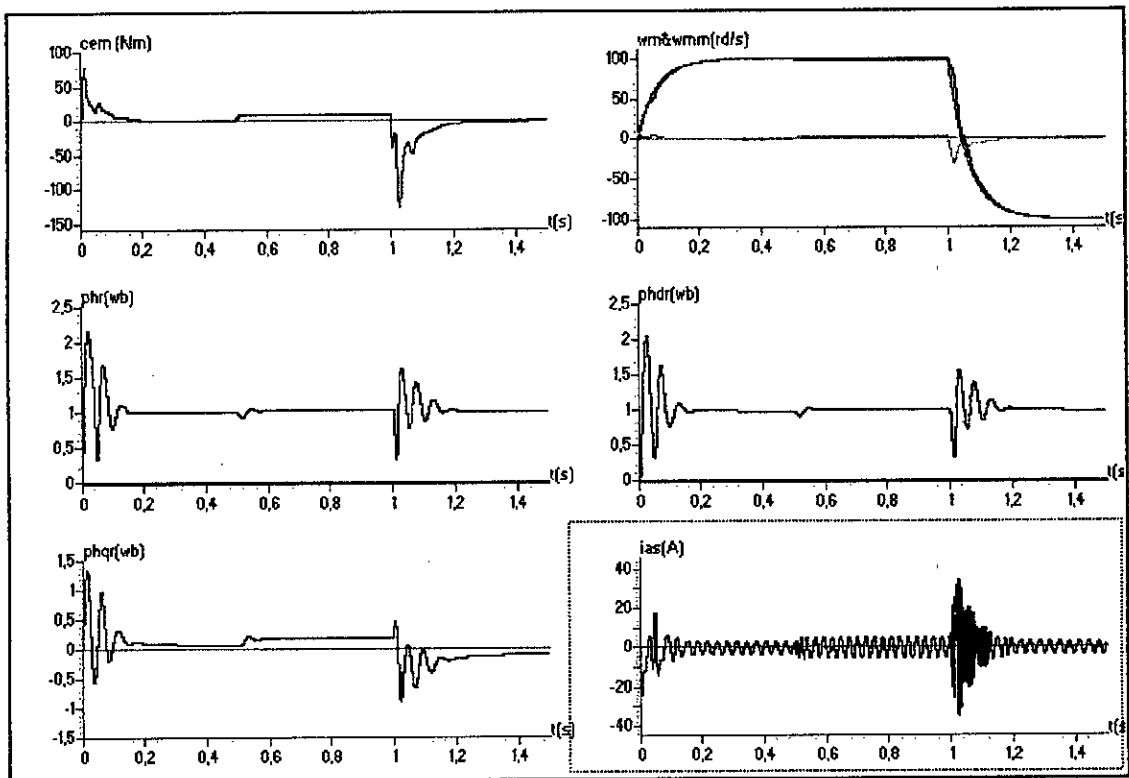


Figure III.5.3. Régulation de la vitesse par la MRAS avec une variation des paramètres de la machine.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté un algorithme d'analyse et de synthèse de lois d'adaptation par poursuite d'un modèle de référence, puis on a appliqué cette commande à la machine asynchrone dans le but d'éliminer les inconvénients qu'on a trouvé dans le réglage classique.

En présence de variations des paramètres de la partie commandée, la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence maintient les performances du système que l'on s'est fixées.

L'étude de la convergence des algorithmes de commande peut être ramenée à l'analyse de la stabilité d'une équation différentielle ordinaire.

CHAPITRE IV

Modélisation et stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

INTRODUCTION

Dans les chapitres précédents, on a étudié la commande vectorielle et la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence de la *MAS*. L'alimentation alternative est supposée idéale. Ce chapitre s'intéresse à l'étude d'une structure d'un convertisseur continu-alternatif : *"l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux à structure NPC"*.

Les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques ont atteint les stades d'application industrielle à la fin des années 70. Les convertisseurs les plus utilisés de nos jours pour réaliser cette alimentation alternative sont les onduleurs à deux niveaux. Afin de monter en tension et en puissance, les onduleurs à cinq niveaux commencent à être utilisés.

Ce chapitre se compose de deux parties principales. La première partie est consacrée à l'étude de la structure de l'onduleur à cinq niveaux. Ainsi, on présentera :

- Son principe de fonctionnement.
- Ses modèles de connaissance et de commande.

Dans la deuxième partie, on étudiera quelques stratégies de commande de ce convertisseur.

IV.1. Modèles de fonctionnement et de commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC

IV.1 .1. Modèles de fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux

IV.1 .1.1. Structure d'un onduleur à cinq niveaux

Un bras de l'onduleur *NPC* (*Neural Point Clamping*) à cinq niveaux étudié dans ce mémoire, est présenté à la *figure.IV.1*.

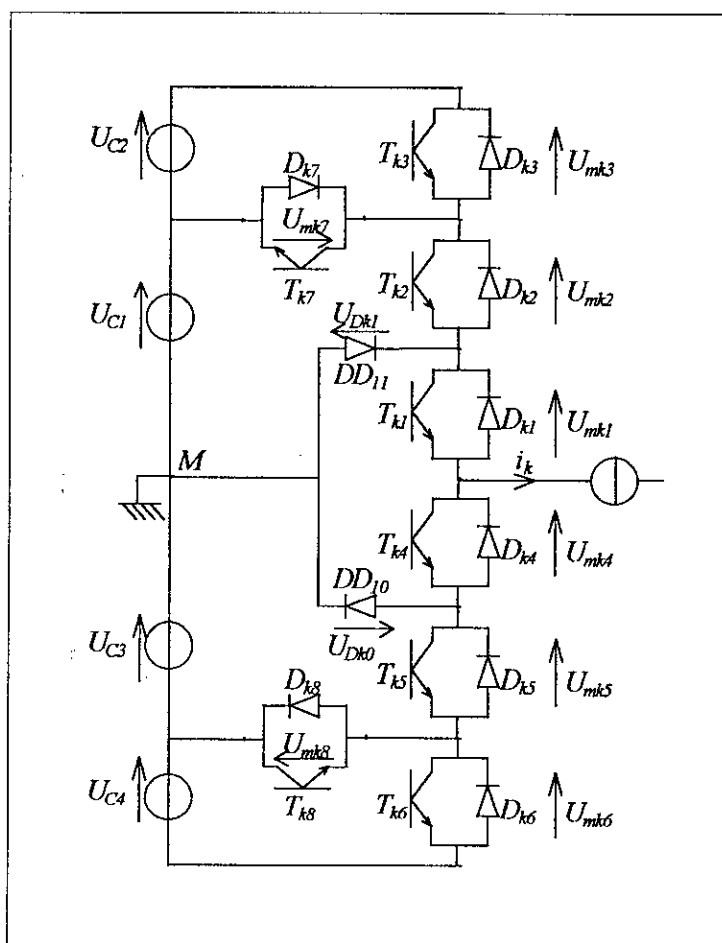


Figure.IV.1. Un bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

En mode commandable, un bras est équivalent à un commutateur à cinq positions qui permet d'obtenir à la sortie cinq niveaux de tension *figure.IV.1*.

Ce bras est constitué de huit paires diodes-transistors et de deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur.

Dans le cas idéal les tensions U_{C1} , U_{C2} , U_{C3} et U_{C4} sont égales. Dans ce chapitre, on supposera toujours $U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_c$.

Pour la commande de la machine asynchrone triphasée, on utilisera l'onduleur triphasé à cinq niveaux dont la structure est représentée à la *figure.IV.2*.

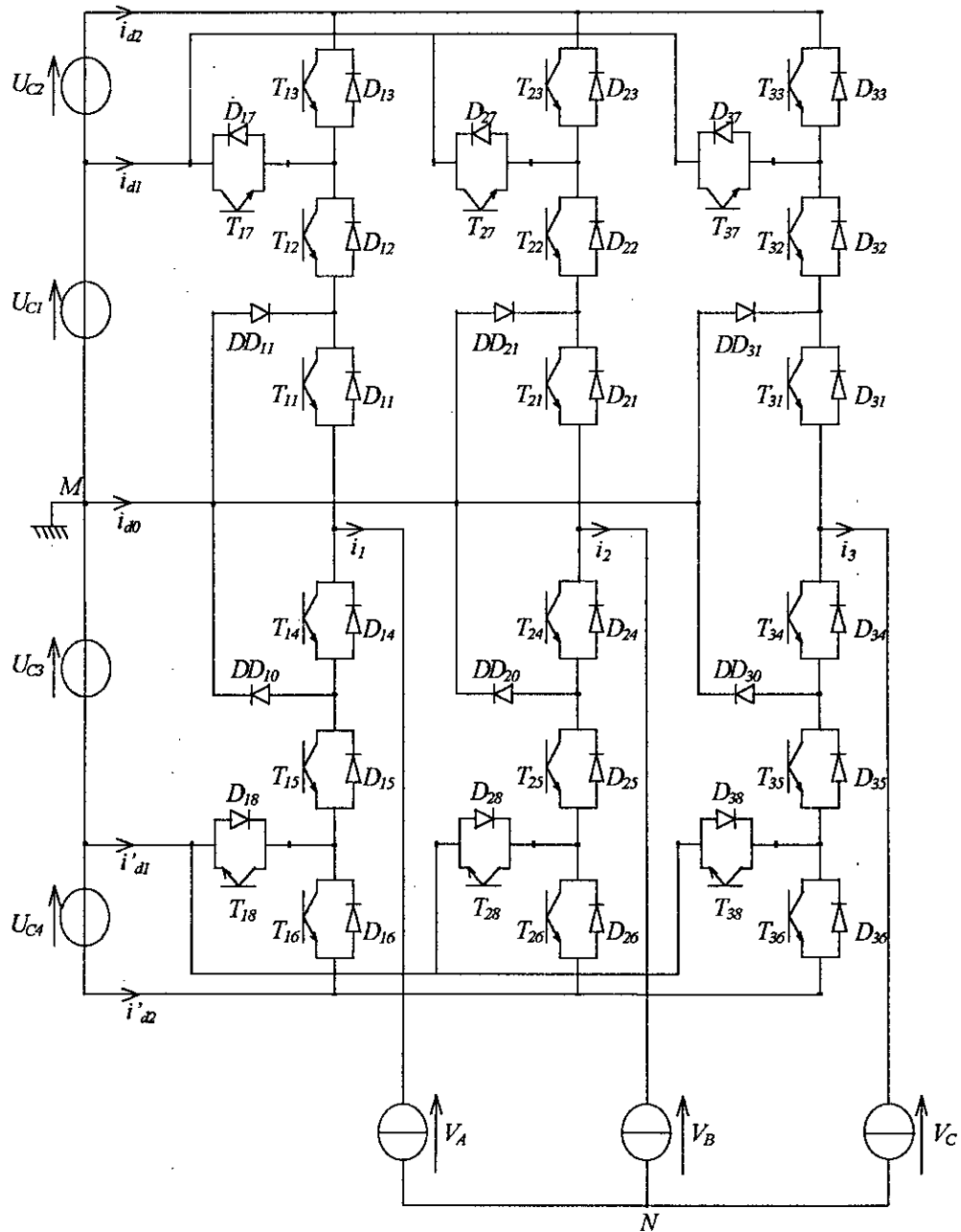


Figure.IV.2. Onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

IV.2. Fonctionnement d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

En représentant chaque pair diode-transistor par un seul interrupteur bidirectionnel, le bras d'un onduleur triphasé définit sept configurations possibles. Ces différentes configurations sont représentées par la *figure.IV.3.**. Le tableau donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec M origine de potentiel et V_{km} le potentiel du nœud k du bras k).

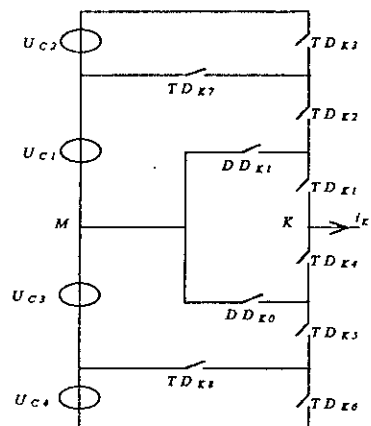


Fig.IV.3.1. La configuration E_0

Configuration	Grandeurs électriques
E_0	$i_k=0$
E_1	$V_{kM}=U_{C1}+U_{C2}=2U_C$
E_2	$V_{kM}=U_{C1}=U_C$
E_3	$V_{kM}=0$
E_4	$V_{kM}=-U_{C3}=-U_C$
E_5	$V_{kM}=-U_{C4}-U_{C3}=-2U_C$
E_6	$V_{kM}=0$

Tableau 4.1- Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k.

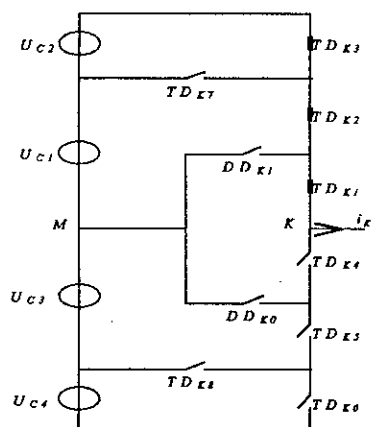


Fig.IV.3.2 La configuration E_1

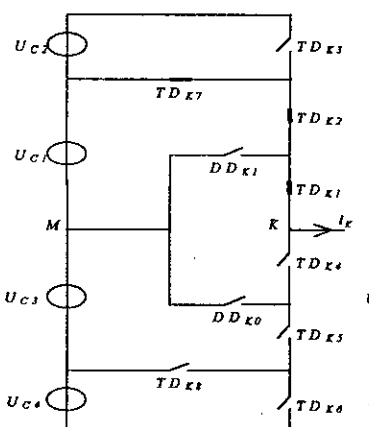


Fig.IV.3.3 La configuration E_2

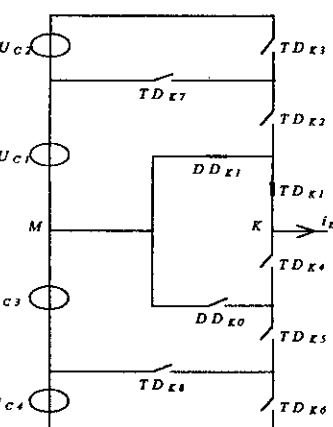


Fig.IV.3.4 La configuration E_3

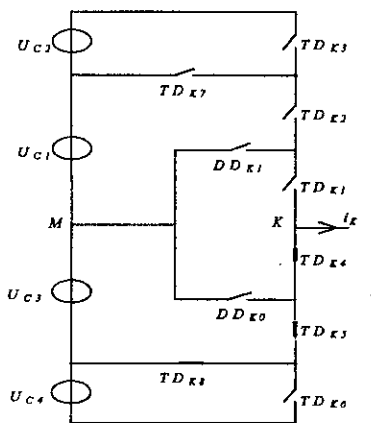


Fig.IV.3.5 La configuration E_4

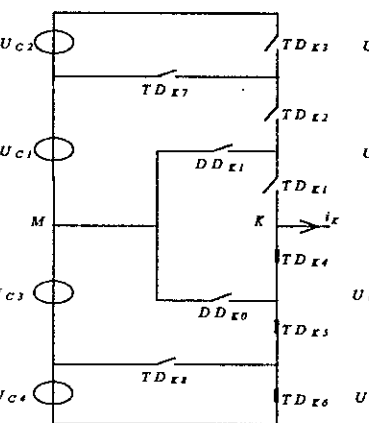


Fig.IV.3.6 La configuration E_5

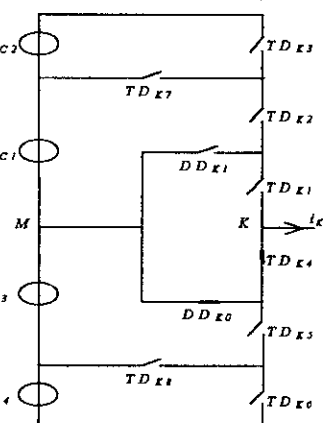


Fig.IV.3.7 La configuration E_6

Figure.IV.3. *. Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur.

IV.3. Cellules de commutation multi-tripôles

Chaque bras k d'onduleur à cinq niveaux *figure.IV.2*. constitue une cellule de commutation multi-tripôle [Ber_95] dont les semi-conducteurs se combinent pour constituer plusieurs cellules tri-pôles. La *figure.IV.4*. montre ces cellules.

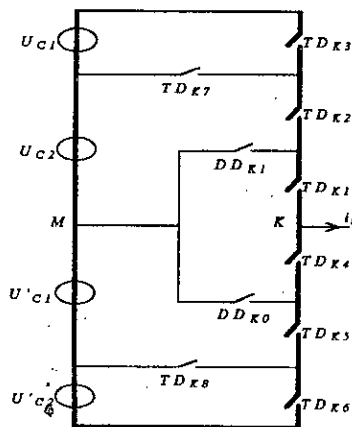


Fig.IV.4.1

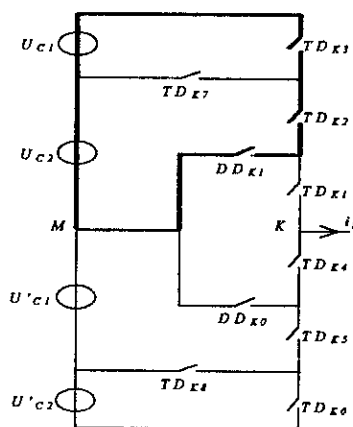


Fig.IV.4.2

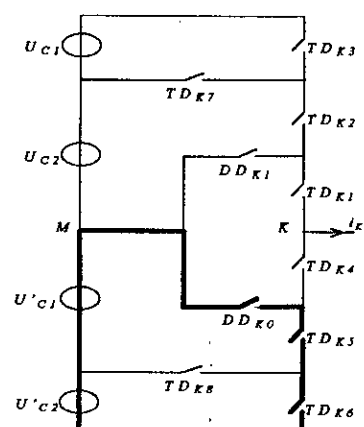


Fig.IV.4.3

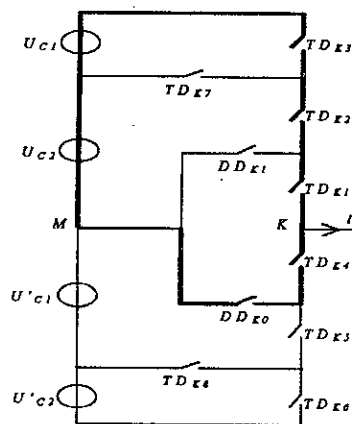


Fig.IV.4.4

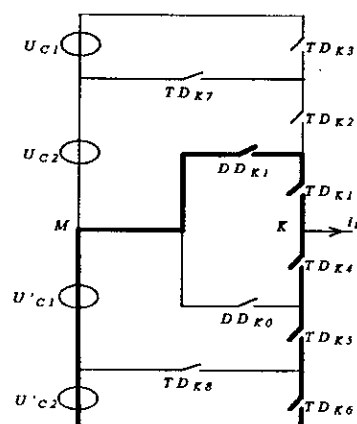


Fig.IV.4.5

Figure.IV.4.* Certaines cellules multi-tripôles d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

IV.4. Modèle de commande de l'onduleur à cinq niveaux

IV.4.1. Commandabilité d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ces différentes configurations possibles dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs). Cela implique alors une conduction continue des convertisseurs [Ber_95].

Pour éviter les courts-circuits des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte une commande complémentaire de l'onduleur.

Six commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux (*Annexe IV*). La commande complémentaire optimale est donnée ci-dessous [Ber_95] [Lou_98] :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B}_{k2} \\ B_{k5} = \overline{B}_{k1} \\ B_{k6} = \overline{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

IV.4.2. Fonctions de connexion

IV.4.2.1. Fonction de connexion F_{ki} d'un interrupteur

Elle définit l'état de l'interrupteur TD_{ki} du bras k .

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interepteur } TD_{ks} \text{ est fermé.} \\ 0 & \text{dans le cas contraire.} \end{cases}$$

En mode commandable et avec la commande complémentaire adoptée, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

IV.4.2.2. Fonction de connexion F_{km}^b d'un demi bras

La fonction de connexion F_{km}^b d'un demi bras est défini comme suit

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k3} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

telle que :

k : numéro du bras

$m=1$ pour le demi bras de haut, et $m=0$ pour le demi bras du bas.

IV.5. Modèle de commande et de connaissance de l'onduleur

IV.5.1. Fonction de conversion

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux *figure.IV.2*, les potentiels des nœuds A , B et C par rapport au point milieu M s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}(1-F_{13})U_{C1} + F_{11}F_{12}F_{13}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{14}F_{15}(1-F_{16})U_{C1} - F_{14}F_{15}F_{16}(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}(1-F_{23})U_{C1} + F_{21}F_{22}F_{23}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{24}F_{25}(1-F_{26})U_{C3} - F_{24}F_{25}F_{26}(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}(1-F_{33})U_{C1} + F_{31}F_{32}F_{33}(U_{C1} + U_{C2}) - F_{34}F_{35}(1-F_{36})U_{C3} - F_{34}F_{35}F_{36}(U_{C3} + U_{C4}) \end{cases} \quad (IV.4)$$

En introduisant les fonctions de connexion de demi bras, on aura :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{17}U_{C1} + F_{11}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{18}U_{C3} - F_{10}^b(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{BM} = F_{27}U_{C1} + F_{21}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{28}U_{C3} - F_{20}^b(U_{C3} + U_{C4}) \\ V_{CM} = F_{37}U_{C1} + F_{31}^b(U_{C1} + U_{C2}) - F_{38}U_{C3} - F_{30}^b(U_{C3} + U_{C4}) \end{cases} \quad (IV.5)$$

On constate d'après cette relation que l'onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleur à trois niveaux [Ber_95] [Lou_98].

Les tensions composées se déduisent alors comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (IV.6)$$

En utilisant la relation (IV.5), le système (IV.6) devient :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \right\} \quad (IV.7)$$

Les tensions simples sont données par les relations matricielles suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \right\} \quad (IV.8)$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur s'expriment en fonction des courants de la charge i_1 , i_2 et i_3 en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi bras.

$$\begin{cases} i_1 = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_2 = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d1} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (IV.9)$$

Le courant i_{d0} est lié aux courants d'entrée et aux courants de la charge par la relation :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} - i'_{d1} - i'_{d2} \quad (IV.10)$$

d'où :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^{\phi} + F_{10}^{\phi})i_1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^{\phi} + F_{20}^{\phi})i_2 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^{\phi} + F_{30}^{\phi})i_3 \quad (IV.11)$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, le vecteur d'état est $[U_{C1} \ U_{C2} \ U'_{C1} \ U'_{C2} \ i_1 \ i_2 \ i_3]$ et ses entrées internes sont :

$$[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i'_{d1} \ i'_{d2} \ i_{d0}] \text{ et } [U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_{d1} \ i_{d2} \ i'_{d1} \ i'_{d2} \ i_{d0}]$$

IV.5.2. Relation de conversion

Cette relation est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_{d0} \end{bmatrix} \quad (IV.12)$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U'_{C1} \\ U'_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_{d0} \end{bmatrix} \quad (IV.13)$$

On appellera $[N(t)]$ et $[M(t)]$ respectivement matrice de conversion simple et composée :

▪ Matrice de conversion simple

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [2(F_{17} + F_{11}) - (F_{27} + F_{21}) - (F_{37} + F_{31})] - \frac{1}{3} (2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b) - \frac{1}{3} [2(F_{18} + F_{10}) - (F_{28} + F_{20}) - (F_{38} + F_{30})] - \frac{1}{3} (2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-(F_{17} + F_{11}) + 2(F_{27} + F_{21}) - (F_{37} + F_{31})] - \frac{1}{3} (-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b) - \frac{1}{3} [-(F_{18} + F_{10}) + 2(F_{28} + F_{20}) - (F_{38} + F_{30})] - \frac{1}{3} (-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-(F_{17} + F_{11}) - (F_{27} + F_{21}) + 2(F_{37} + F_{31})] - \frac{1}{3} (-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b) - \frac{1}{3} [-(F_{18} + F_{10}) - (F_{28} + F_{20}) + 2(F_{38} + F_{30})] - \frac{1}{3} (-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b) & 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b) & 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b) & 0 \end{bmatrix}$$

▪ Matrice de conversion composée

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} (F_{17} + F_{11}) - (F_{27} + F_{21}) \\ (F_{27} + F_{21}) - (F_{37} + F_{31}) \\ (F_{37} + F_{31}) - (F_{17} + F_{11}) \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} (F_{28} + F_{20}) - (F_{18} + F_{10}) \\ (F_{38} + F_{30}) - (F_{28} + F_{20}) \\ (F_{18} + F_{10}) - (F_{38} + F_{30}) \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} (F_{20}^b - F_{10}^b) \\ (F_{30}^b - F_{20}^b) \\ (F_{10}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17} & F_{27} & F_{37} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18} & F_{28} & F_{38} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b) & 1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b) & 1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix}$$

Après avoir défini les matrices de conversion $[M(t)]$ et $[N(t)]$, on peut présenter le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

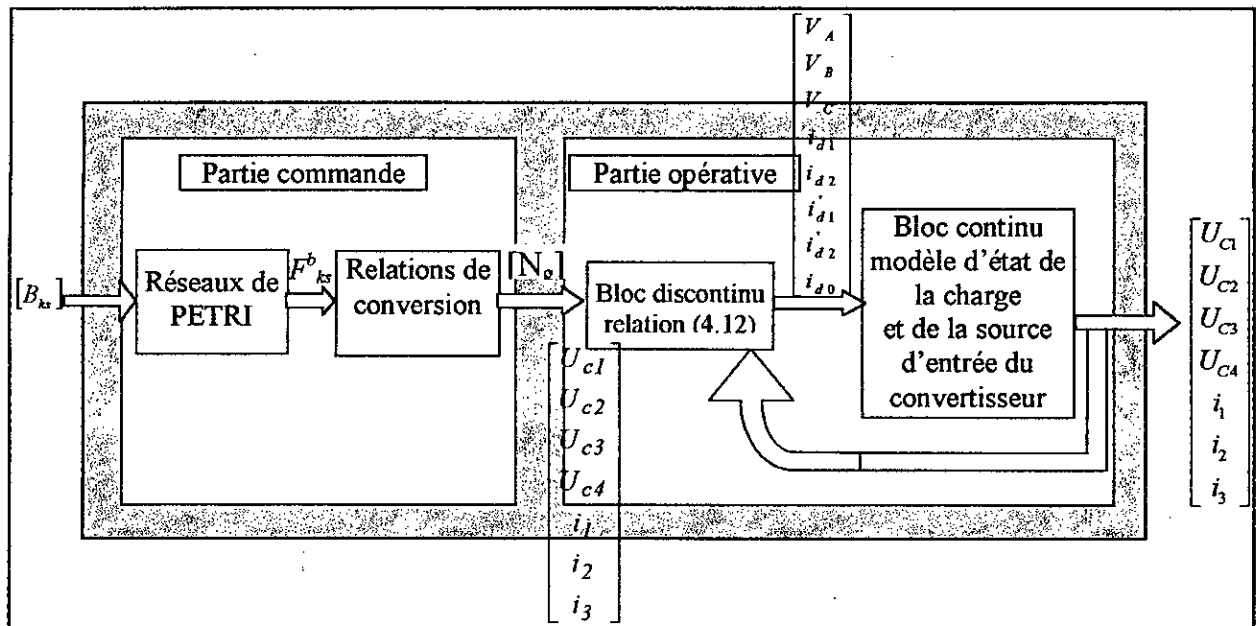


Figure IV.5. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC

- ◆ La partie commande est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de l'onduleur. cette partie génère la matrice de conversion [Ber_95] [Lou_98].
- ◆ La partie opérative est constituée :
 - D'un bloc de discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ces variables d'état de la matrice de conversion.
 - D'un bloc de continu qui représente le modèle d'état de la charge d'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

IV.5.3. Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Le modèle de connaissance de l'onduleur présenté à la figure IV.5 est bien adapté à la simulation et donc à la validation des stratégies de commande. Afin de pouvoir effectuer la synthèse des algorithmes de commande, on doit rendre le bloc discontinu continu [Ber_95]. Pour cela, on a besoin d'introduire (toujours en mode commandable), la notion de fonction génératrice.

IV.5.3.1. Fonctions génératrice

La fonction génératrice de connexion F_{ksg} est donnée par l'expression suivante :

$$F_{ksg} = \left[\frac{1}{T_c} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} F_{ks}(\tau) d\tau \right] \in [0,1] \text{ avec } n \in N \text{ et } I_c \rightarrow 0 \quad (IV.14)$$

De même, on peut définir les matrices génératrices de conversions simple et composée comme suit :

$$\begin{cases} [N_g(t)] = \left[\frac{1}{T_c} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} [N(\tau)] d\tau \right] \\ [M_g(t)] = \left[\frac{1}{T_c} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} [M(\tau)] d\tau \right] \end{cases} \quad (IV.15)$$

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur une période T_e (T_e infiniment petite), les relations de conversion (IV.12) et (IV.13) deviennent :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_{d0} \end{bmatrix} \quad (IV.16)$$

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ U_{C3} \\ U_{C4} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_{d0} \end{bmatrix} \quad (IV.17)$$

La figure IV.6 présente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

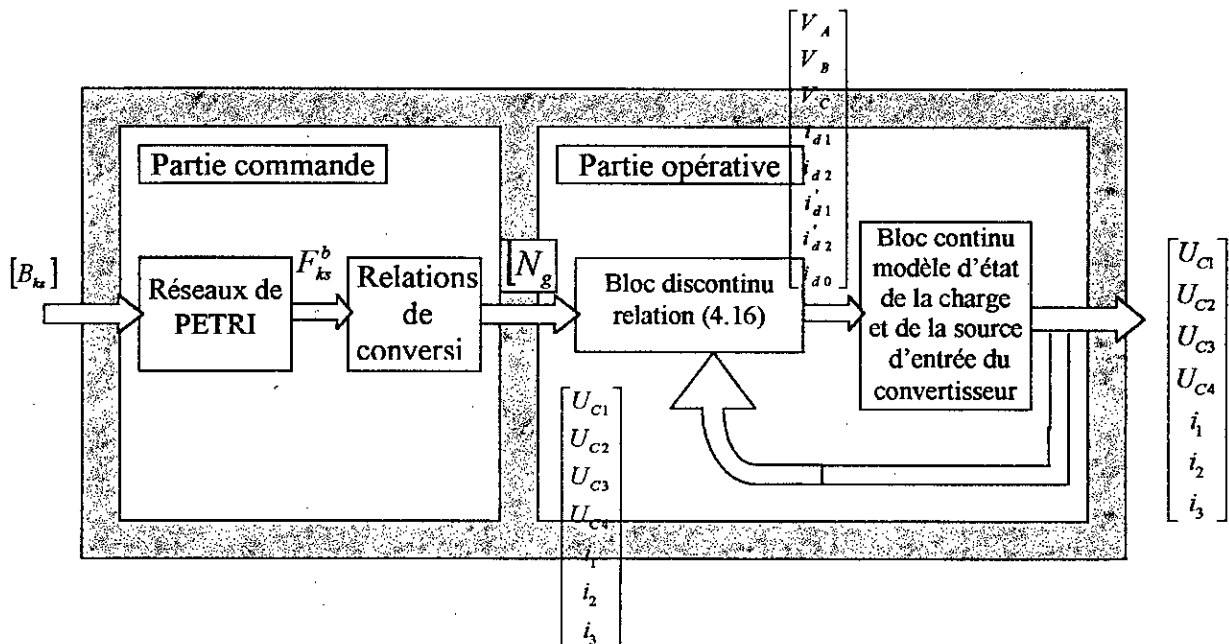


Figure IV.6. Modèle de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

▪ Matrice génératrice de conversion simple

$$N_g(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [2(F_{17g} + F_{11g}^b) - (F_{27g} + F_{21g}^b) - (F_{37g} + F_{31g}^b)] - \frac{1}{3} (2F_{1g}^b - F_{21g}^b - F_{31g}^b) & -\frac{1}{3} [2(F_{18g} + F_{10g}^b) - (F_{28g} + F_{20g}^b) - (F_{38g} + F_{30g}^b)] & -\frac{1}{3} (2F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [(F_{17g} + F_{11g}^b) + 2(F_{27g} + F_{21g}^b) - (F_{37g} + F_{31g}^b)] - \frac{1}{3} (-F_{11g}^b + 2F_{21g}^b - F_{31g}^b) & -\frac{1}{3} [(F_{18g} + F_{10g}^b) + 2(F_{28g} + F_{20g}^b) - (F_{38g} + F_{30g}^b)] & -\frac{1}{3} (F_{10g}^b + 2F_{20g}^b - F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [(F_{17g} + F_{11g}^b) - (F_{27g} + F_{21g}^b) + 2(F_{37g} + F_{31g}^b)] - \frac{1}{3} (F_{11g}^b - F_{21g}^b + 2F_{31g}^b) & -\frac{1}{3} [(F_{18g} + F_{10g}^b) - (F_{28g} + F_{20g}^b) + 2(F_{38g} + F_{30g}^b)] & -\frac{1}{3} (-F_{10g}^b - F_{20g}^b + 2F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{17g} & F_{27g} & F_{37g} \\ 0 & 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & 0 & F_{18g} & F_{28g} & F_{38g} \\ 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 1 - (F_{17g} + F_{18g} + F_{11g}^b + F_{10g}^b) & 1 - (F_{27g} + F_{28g} + F_{21g}^b + F_{20g}^b) & 1 - (F_{37g} + F_{38g} + F_{31g}^b + F_{30g}^b) \end{bmatrix}$$

▪ Matrice génératrice de conversion composée

$$M_g(t) = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} F_{17g} + F_{11g}^b \\ F_{27g} + F_{21g}^b \\ F_{37g} + F_{31g}^b \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} F_{27g} + F_{21g}^b \\ F_{37g} + F_{31g}^b \\ F_{17g} + F_{11g}^b \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} F_{11g}^b - F_{21g}^b \\ F_{21g}^b - F_{31g}^b \\ F_{31g}^b - F_{11g}^b \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} F_{28g} + F_{20g}^b \\ F_{38g} + F_{30g}^b \\ F_{18g} + F_{10g}^b \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} F_{18g} + F_{10g}^b \\ F_{28g} + F_{20g}^b \\ F_{38g} + F_{30g}^b \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} F_{20g}^b - F_{10g}^b \\ F_{30g}^b - F_{20g}^b \\ F_{10g}^b - F_{30g}^b \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{17g} & F_{27g} & F_{37g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{18g} & F_{28g} & F_{38g} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - (F_{17g} + F_{18g} + F_{11g}^b + F_{10g}^b) & 1 - (F_{27g} + F_{28g} + F_{21g}^b + F_{20g}^b) & 1 - (F_{37g} + F_{38g} + F_{31g}^b + F_{30g}^b) \end{bmatrix}$$

Comme le neutre de la charge de l'onduleur triphasé à cinq niveaux est isolé, on a alors :

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_{d1} + i_{d2} + i'_{d1} + i'_{d2} + i_{d0} = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

Dans ce cas et avec l'hypothèse $U_{c1}=U_{c2}=U_{c3}=U_{c4}=U_c$, le système (IV.16) peut être réduit, on utilisant seulement V_A , V_B , i_{d1} , i_{d2} , U_c , i_1 et i_2 :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = [N_{rg}(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.19})$$

De même la relation (IV.17) peut être réduite (la somme des tensions composées est nulle). Remplaçons dans (IV.19) les tension simples V_A et V_B par les tensions composées U_{AB} et U_{BC} , on obtient le système (IV.20).

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i'_{d1} \\ i'_{d2} \end{bmatrix} = [M_{rg}(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.20})$$

On appellera $[N_{rg}(t)]$ et $[M_{rg}(t)]$ données par (IV.21) et (IV.22), respectivement la matrice réduite de conversion simple et composée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

▪ Matrice réduite génératrice de conversion simple

$$N_g(t) = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \left[+2(F_{17g} - F_{18g} + 2F_{11g}^b - 2F_{10g}^b) - (F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) - (F_{37g} - F_{38g} + 2F_{31g}^b - 2F_{30g}^b) \right] & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} \left[- (F_{17g} - F_{18g} + 2F_{11g}^b - 2F_{10g}^b) + 2(F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) - (F_{37g} - F_{38g} + 2F_{31g}^b - 2F_{30g}^b) \right] & 0 & 0 \\ 0 & F_{17g} - F_{37g} & F_{27g} - F_{37g} \\ 0 & F_{11g}^b - F_{31g}^b & F_{21g}^b - F_{31g}^b \\ 0 & F_{18g} - F_{38g} & F_{28g} - F_{38g} \\ 0 & F_{10g}^b - F_{30g}^b & F_{20g}^b - F_{30g}^b \end{bmatrix}$$

▪ Matrice réduite génératrice de conversion composée

$$N_g(t) = \begin{bmatrix} \left[(F_{17g} - F_{18g} + 2F_{11g}^b - 2F_{10g}^b) - (F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) \right] & 0 & 0 \\ \left[(F_{27g} - F_{28g} + 2F_{21g}^b - 2F_{20g}^b) - (F_{37g} - F_{38g} + 2F_{31g}^b - 2F_{30g}^b) \right] & 0 & 0 \\ 0 & F_{17g} - F_{37g} & F_{27g} - F_{37g} \\ 0 & F_{11g}^b - F_{31g}^b & F_{21g}^b - F_{31g}^b \\ 0 & F_{18g} - F_{38g} & F_{28g} - F_{38g} \\ 0 & F_{10g}^b - F_{30g}^b & F_{20g}^b - F_{30g}^b \end{bmatrix}$$

IV.II. Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Après avoir modélisé l'onduleur qu'on va utiliser pour alimenter la machine asynchrone, on doit s'intéresser à la manière avec laquelle les signaux de commande de cet onduleur sont élaborés, pour avoir les cinq niveaux des tensions désirées.

Dans cette partie, on présente deux types de stratégie de commande :

- la triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.
- modulation vectorielle.

IV.II.1. Commande triangulo-sinusoidale à quatre porteuses

Pour l'onduleur à cinq niveaux, on peut utiliser quatre porteuses identiques, déphasées d'un quart période de hachage ($1/4f_p$) l'une de l'autre, afin d'améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie. Différentes porteuses sont possibles : porteuse triangulaire bipolaire; porteuse en dents de scie bipolaire, la porteuse en dents de scie bipolaire permet un taux d'harmonique le plus faible mais avec des harmoniques pairs et impairs. Les porteuses triangulaires permettent des tensions de sorties ayant la symétrie par rapport au quart et à la demi période [Ber_95].

Dans cette partie, on présente le cas de quatre porteuses en dents de scie bipolaires. La *figure.IV.8* présente le principe de cette stratégie pour un bras k de l'onduleur à cinq niveaux qui peut être résumé en deux étapes. Cette stratégie est caractérisée par l'indice de modulation $m = f_p/f$ et le taux de modulation $r = V_m/2U_{pm}$ (f_p fréquence de la porteuse).

1^{ère} étape : détermination des tensions intermédiaires ($V_{k1}, V_{k2}, V_{k3}, V_{k4}$) :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = 2U_c \\ V_{refk} < U_{p4} \Rightarrow V_{k4} = U_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = U_c \\ V_{refk} < U_{p3} \Rightarrow V_{k3} = 0 \end{cases} \quad (IV.23)$$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k2} = -U_c \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -U_c \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = -2U_c \end{cases}$$

Avec :

$$U_{p1}(t) = \begin{cases} U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - 1 \right); & 0 \leq t < T_p \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} + \frac{1}{2} \right), & 0 \leq t < \frac{T_p}{4} \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{3}{2} \right), & \frac{T_p}{4} \leq t < T_p \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} \right), & 0 \leq t < \frac{T_p}{2} \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - 2 \right), & \frac{T_p}{2} \leq t < T_p \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{1}{2} \right), & 0 \leq t < \frac{3T_p}{4} \\ U_{pm} \left(\frac{2t}{T_p} - \frac{5}{2} \right), & \frac{3T_p}{4} \leq t < T_p \end{cases}$$

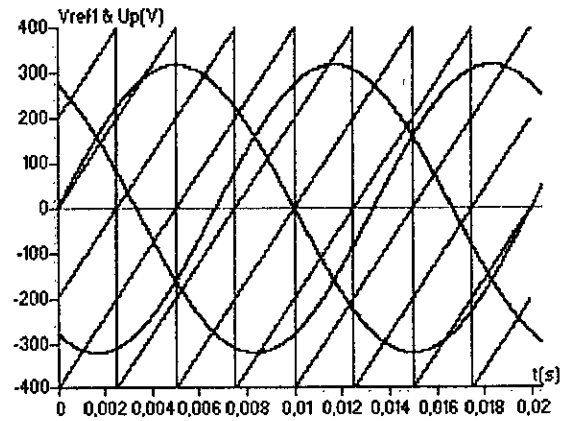


Figure IV.7. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=2, r=0.8$)

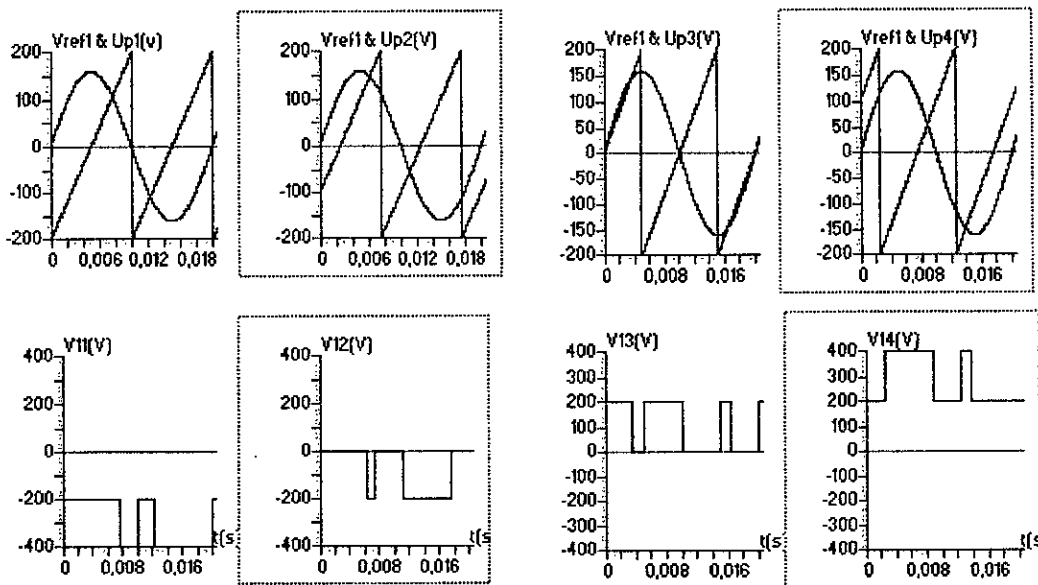


Figure IV.8. Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=2, r=0.8$)

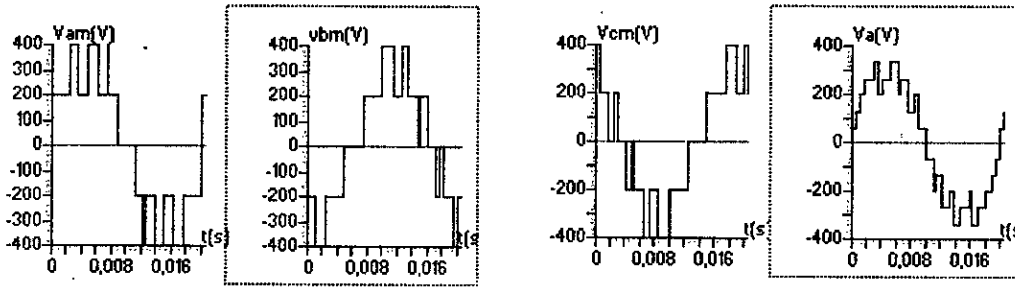


Figure.IV.9. Les tensions de sorties des trois bras (V_{AM} , V_{BM} et V_{CM}) et la tension simple V_A .

2^{ème} étape : Détermination du signal V_{KM} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs :

$$\begin{aligned}
 &V_{KM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \\
 &\left\{ \begin{aligned}
 &V_{KM} = 2E \Rightarrow B_{K1} = 1 \quad ; B_{K2} = 1 \quad ; B_{K3} = 1 \\
 &V_{KM} = E \Rightarrow B_{K1} = 1 \quad ; B_{K2} = 1 \quad ; B_{K3} = 0 \\
 &V_{KM} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1 \quad ; B_{K2} = 0 \quad ; B_{K3} = 0 \\
 &V_{KM} = -E \Rightarrow B_{K1} = 0 \quad ; B_{K2} = 0 \quad ; B_{K3} = 1 \\
 &V_{KM} = -2E \Rightarrow B_{K1} = 0 \quad ; B_{K2} = 0 \quad ; B_{K3} = 0
 \end{aligned} \right. \quad (IV.24)
 \end{aligned}$$

Les figures.IV.10.* représentent la tension de sortie V_A et son spectre de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses pour trois valeurs de m .

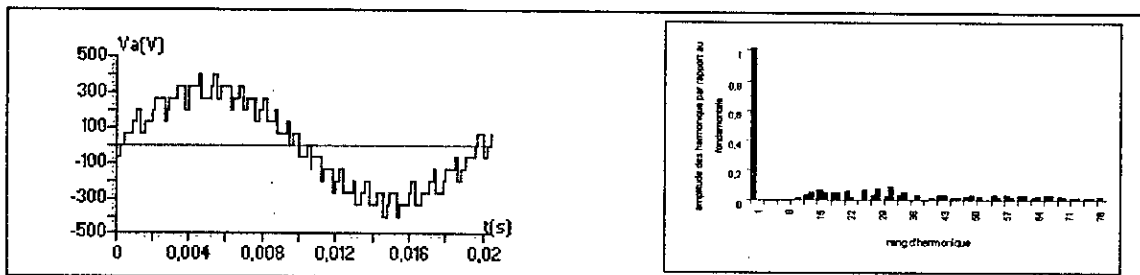


Figure.IV.10.1. $m=6$, $r=0.8$

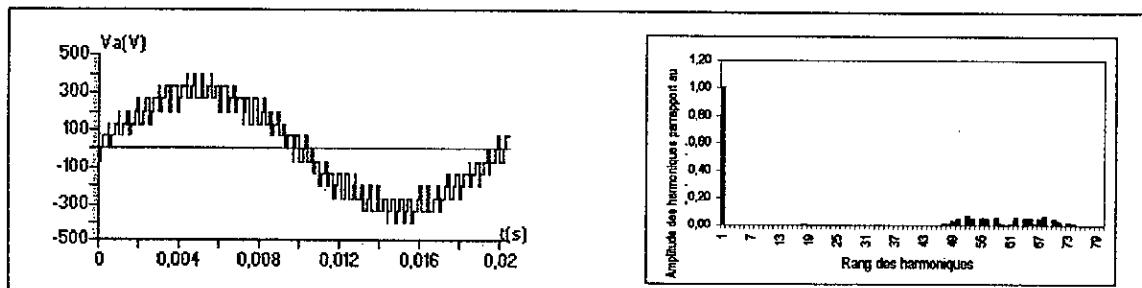


Figure.IV.10.2. $m=15$, $r=0.8$

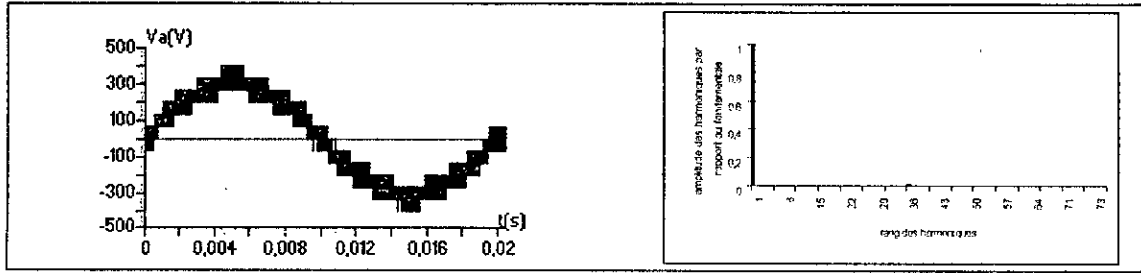


Figure.IV.10.3. $m=36, r=0.8$

Figure.IV.10.* La tension simple V_A et son spectre de l'onduleur commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses.

Interprétation

On constate pour cette stratégie que :

- Pour toutes les valeurs de l'indice de modulation m , on a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs en plus des harmoniques impairs *figure.IV.10.**.
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence $f_p = 4mf = 4f_p$ (avec f_p : fréquence des quatre porteuses).
- La première famille centrée autour de $4mf$ est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées (*figure.IV.10.3*).

Les *figures.IV.11.** montrent les variations de l'amplitude du fondamental et du taux d'harmonique et celles des harmoniques en fonction du taux de modulation r pour $m=6$.

On constate que :

- Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à 1 .
- Le taux d'harmonique diminue quand r augmente.
- Les harmoniques de rang 23 et 25 sont les plus importants pour $r=0.2$. Pour $r=1$ on a les harmoniques 17 et 19 les plus importants.

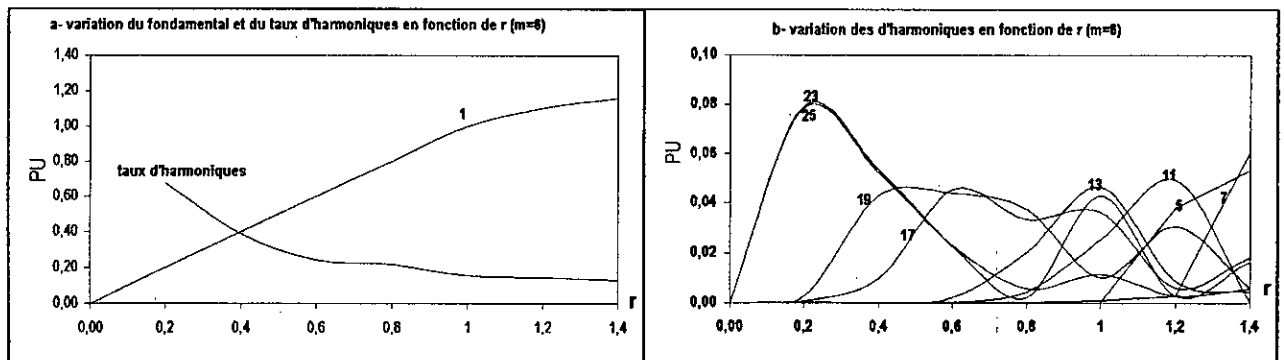


Figure.IV.11.*. Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=6$).

IV.II.2. Modulation vectorielle

Cette nouvelle modulation vectorielle peut utiliser aussi bien une ou quatre porteuses. Nous nous contenterons de présenter l'algorithme utilisant quatre porteuses bipolaires en dents de scie (comme déjà fait pour la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses).

Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur à cinq niveaux est une association en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

On définit à partir du vecteur de référence $V_{sref} = (V_{1ref}, V_{2ref}, V_{3ref})^T$ quatre nouveaux vecteurs de référence V_{sref1} , V_{sref2} , V_{sref3} et V_{sref4} . Ces nouveaux vecteurs de référence sont définis comme suit [Lou_98] :

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref}[i] + 2V_0 \\ V_{sref2}[i] = V_{sref}[i] + V_0 \\ V_{sref3}[i] = V_{sref}[i] - V_0 \\ V_{sref4}[i] = V_{sref}[i] - 2V_0 \end{cases} \quad \text{avec } i=1,2,3 \quad (IV.25)$$

La tension V_0 de fréquence $3f$ (f est la fréquence des tensions des vecteurs de référence) est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = \frac{\{Max(V_{sref}) + Min(V_{sref})\}}{4} \quad (IV.26)$$

Les quatre porteuses sont les mêmes que précédemment.

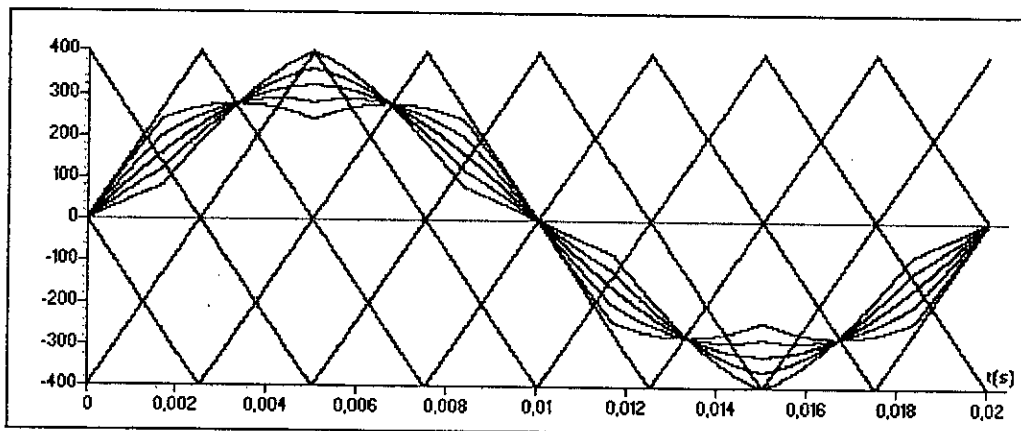


Figure IV.12. Différents signaux de la stratégie de modulation vectorielle ($m=2$, $r=0.8$)

Algorithme de commande

L'algorithme de la génération des ordres de commande des interrupteurs avec cette stratégie se résume aux deux étapes suivantes :

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires $V_{1M}[i]$, $V_{2M}[i]$, $V_{3M}[i]$ et $V_{4M}[i]$

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = 2U_C \\ V_{sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{1M}[i] = U_C \end{cases} \text{ et } \begin{cases} V_{sref2}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = U_C \\ V_{sref2}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{2M}[i] = 0 \end{cases} \quad (IV.27)$$

$$\begin{cases} V_{sref3}[i] \geq U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = 0 \\ V_{sref3}[i] < U_{p3} \Rightarrow V_{3M}[i] = -U_C \end{cases} \text{ et } \begin{cases} V_{sref4}[i] \geq U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -U_C \\ V_{sref4}[i] < U_{p4} \Rightarrow V_{4M}[i] = -2U_C \end{cases}$$

Etape 2 : Détermination de la variable intermédiaire $V_{0M}[i]$ image de la tension de sortie de l'onduleur à cinq niveaux et des ordres de commande des interrupteurs :

$$V_{0M}[i] = V_{1M}[i] + V_{2M}[i] + V_{3M}[i] + V_{4M}[i]$$

D'où la commande des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{0M}[i] = 2U_c \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 1 \\ V_{0M}[i] = U_c \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1; B_{k3} = 0 \\ V_{0M}[i] = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0 \\ V_{0M}[i] = -U_c \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 1 \\ V_{0M}[i] = -2U_c \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0; B_{k3} = 0 \end{cases}$$

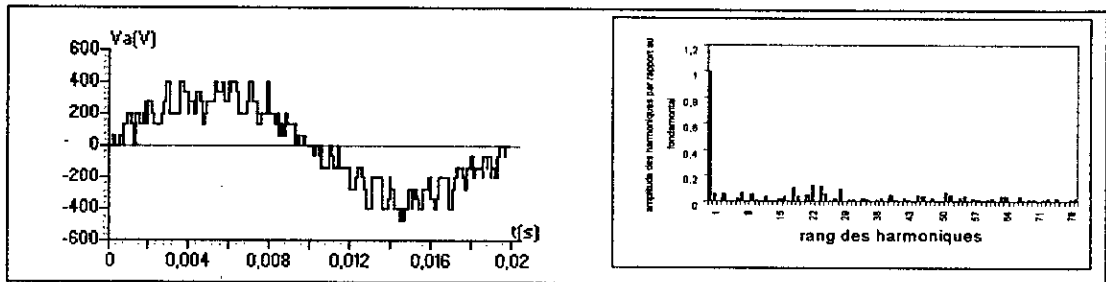


Figure IV.13.a $m=6, r=0.8$

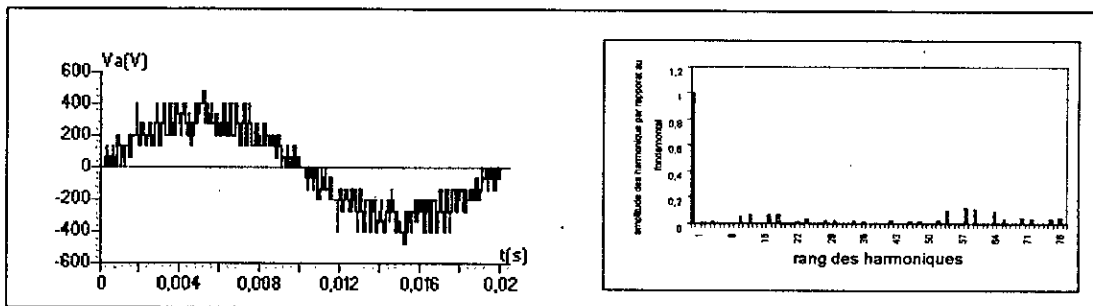


Figure IV.13.b $m=15, r=0.8$

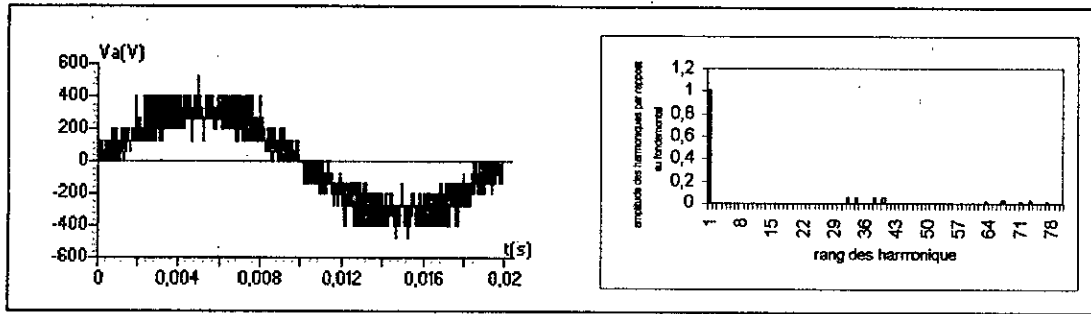


Figure IV.13.c. $m=36$, $r=0.8$

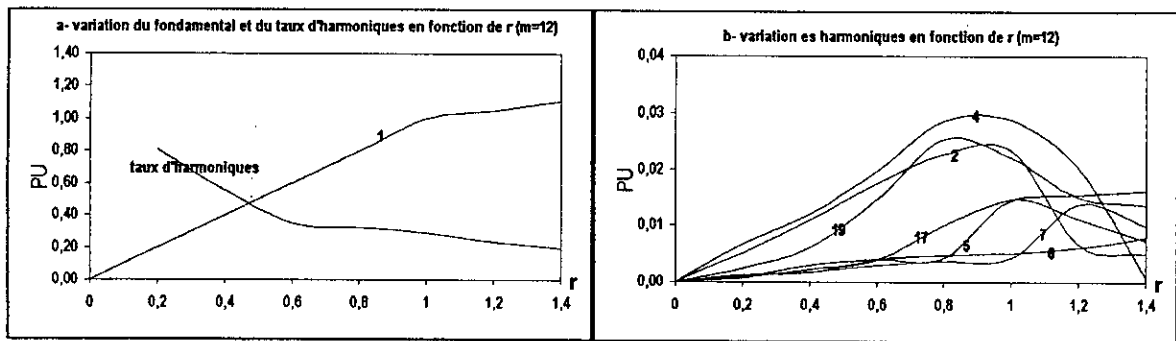


Figure IV.14. * Caractéristiques de la tension de sortie V_A de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la modulation vectorielle ($m=12$).

Interprétation

- On constate pour cette stratégie que :
- Pour toutes les valeurs de l'indice de modulation m , on a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs en plus des harmoniques impairs (figure IV.13. *).
 - Les harmoniques de tension de rang 2 et 4 ont des amplitudes comparables.
 - Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence $f_p = mf = f_p$ et non $4mf$.

Les figures IV.14. * montrent les variations, en fonction du taux de modulation r , de l'amplitude du fondamentale et du taux d'harmoniques (figure IV.14.a) et celles des harmoniques (figure IV.14.b) pour $m=6$. On constate que :

- Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à 1.
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.
- Les harmoniques de rang 2 et 4 sont les plus importants pour $r=0.2$. Pour $r=0.8$, on a les harmoniques 4 et 19 qui sont les plus importants.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons effectué deux étapes complémentaires :

Premièrement on a présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à cinq niveaux. En vue de la commande des onduleurs à cinq niveaux, on a élaboré le modèle de commande sans à priori sur leur source de tension et de courant. On a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène où toutes les grandeurs sont continues.

Deuxièmement on a étudié deux stratégies de commande *MLI* de l'onduleur triphasé à cinq niveaux.

CHAPITRE V

Réglage de la vitesse de la MAS alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on étudiera la commande de vitesse de la MAS triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC du *chapitre IV*. Il comporte deux parties :

- Réglage de la vitesse par un régulateur classique *PI*.
- Réglage de la vitesse par la méthode de *MRAS* (*model référence adaptif systems*).

V.1. Commande de vitesse de la MAS triphasée

V.1.1. Réglage classique

Il s'agit à présent d'étudier l'association onduleur-MAS pour un asservissement de vitesse. La *figure V.1* représente le schéma global de la commande vectorielle de la MAS avec introduction de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC comme source d'alimentation. Le schéma est valable pour tout asservissement de vitesse effectué par la suite, et ne dépend pas de la stratégie de commande appliquée à l'onduleur.

Les *figures V.2.a.** et (*V.2.b.**) montrent la dynamique de l'association onduleur-MAS commandée vectoriellement où l'onduleur est commandé respectivement par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses et la stratégie de modulation vectorielle. Les paramètres du régulateur sont les mêmes que pour le *chapitre II*.

Nous avons simulé le démarrage de la MAS avec application d'un couple résistant (*10 Nm*) entre $t=0.5s$ et $t=0.8s$. Puis, on a effectué une inversion du sens de rotation de *100 rd/s* à $-100 rd/s$ à l'instant $t=1s$.

La figure.V.2.a.* montre la vitesse réelle w_m et le flux ϕ_{gr} de la MAS. On remarque que le découplage est obtenu car $\phi_{gr}=0$ et la vitesse suit sa consigne. Cependant, on note une diminution de la vitesse et une légère dégradation du découplage lors de l'application d'une charge. Ceci du à la méthode indirecte elle-même.

Le même travail que précédemment a été effectué pour une variation des paramètres de la machine ($R_s=2R_s$ et $R_r=2R_r$). Les résultats de simulation sont présentés sur les figures.V.2.c.* et (V.2.d.*).

Les figures (V.2.c.3), (V.2.c.4), (V.2.d.3) et (V.2.d.4) montrent que la vitesse suit toujours sa consigne. Cependant, en remarque que le découplage est perdu à cause des variations des paramètres de la machine.

Les figures (V.2.c.1), (V.2.c.2), (V.2.d.1) et (V.2.d.2) montrent que les formes du couple et du courant statorique restent les mêmes que les précédentes.

De plus on constate que les deux stratégies de commande donnent des résultats identiques.

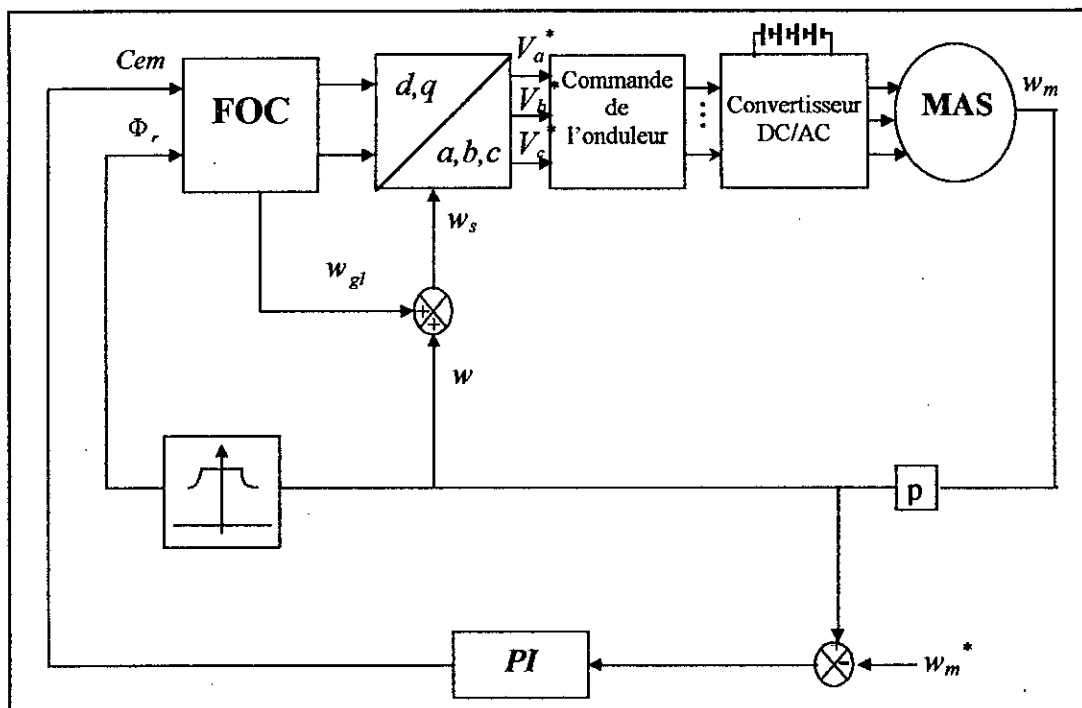


Figure.V.1. Commande vectorielle de l'association onduleur-MAS avec réglage de la vitesse (régulateur PI).

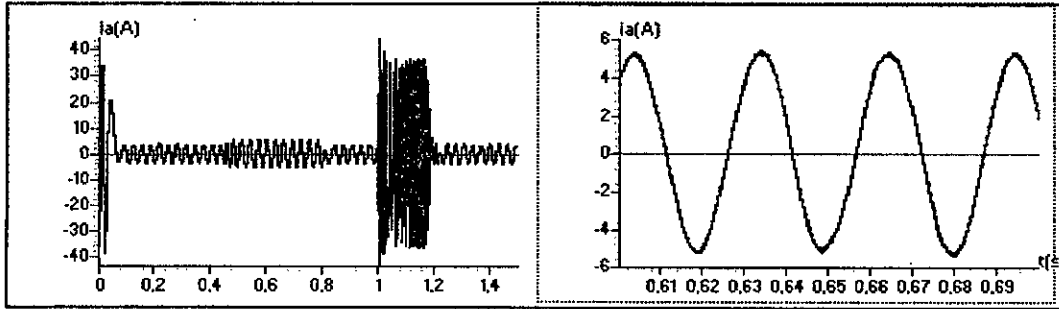


Figure .V.2.a.1. Le courant de l'association MAS-OND

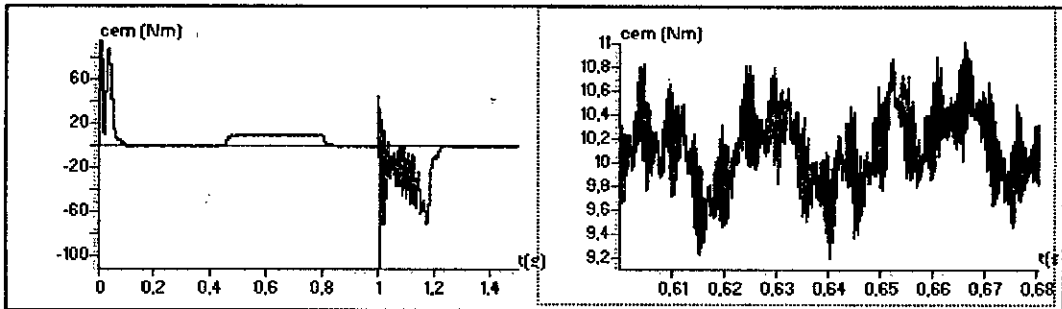


Figure .V.2.a.2. Le couple de l'association MAS-OND

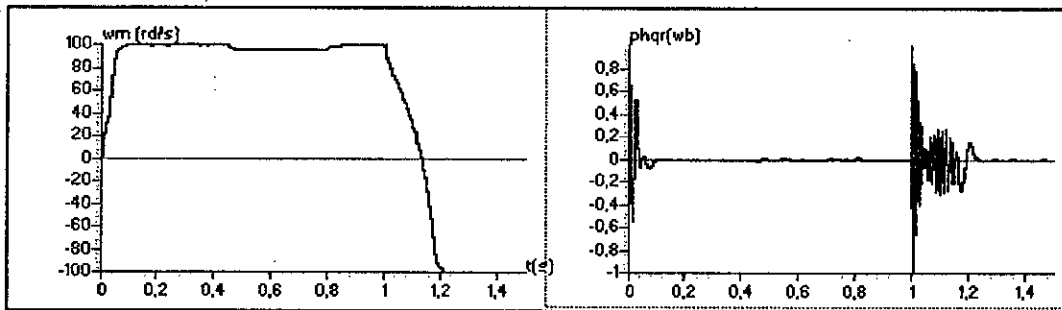


Figure .V.2.a.3. La conduite de l'association MAS-OND

Figure .V.2.a.4. Le flux Φ_{qr} de l'association MAS-OND

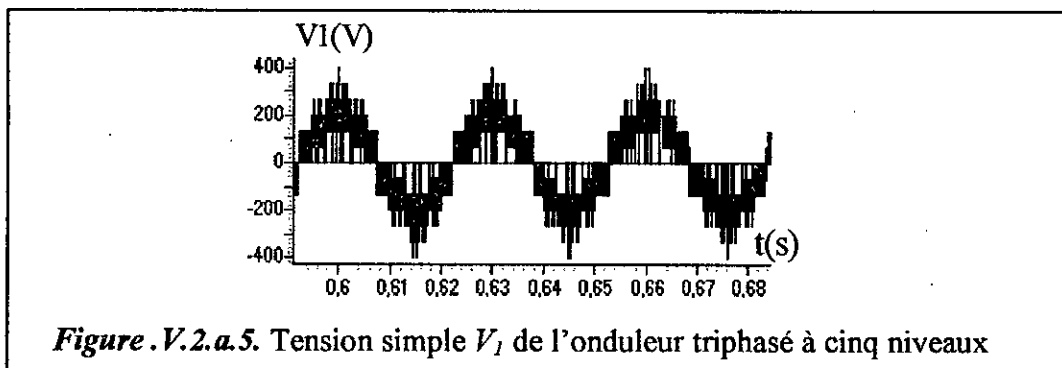


Figure .V.2.a.5. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Figure .V.2.a. Réglage de la vitesse par un régulateur PI de l'association MAS-OND commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$)

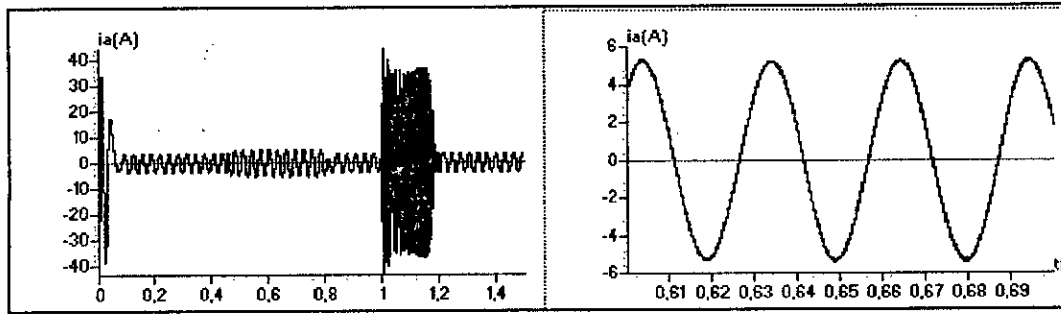


Figure .V.2.b.1. Le courant de l'association MAS-OND

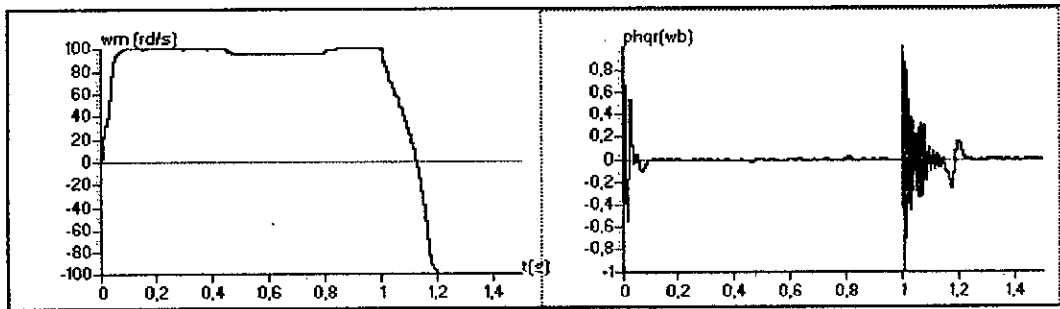


Figure .V.2.b.2. Le couple de l'association MAS-OND

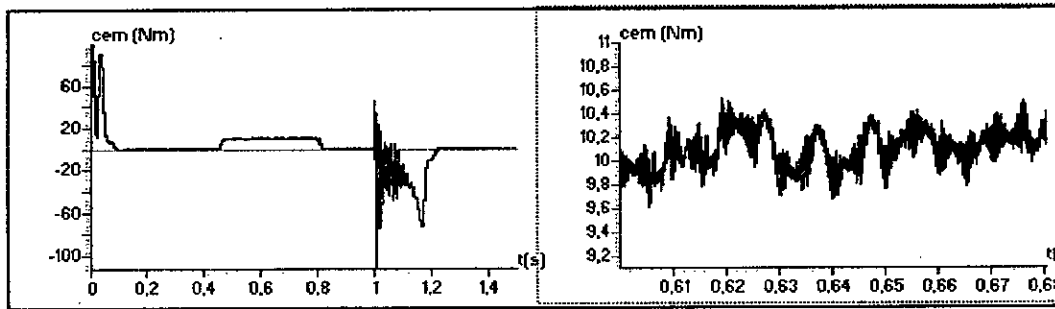


Figure .V.2.b.3. La conduite de l'association MAS-OND

Figure .V.2.b.4. Le flux Φ_{qr} de l'association MAS-OND

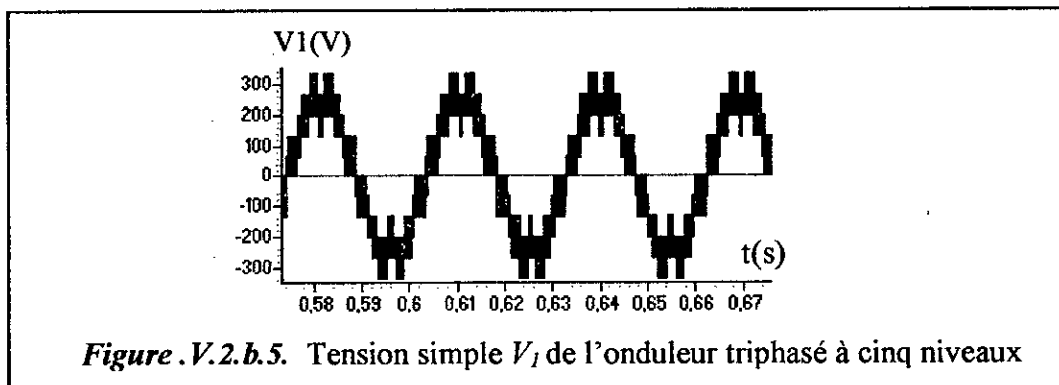


Figure .V.2.b.5. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Figure .V.2.b. Réglage de la vitesse par un régulateur PI de l'association MAS-OND commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$)

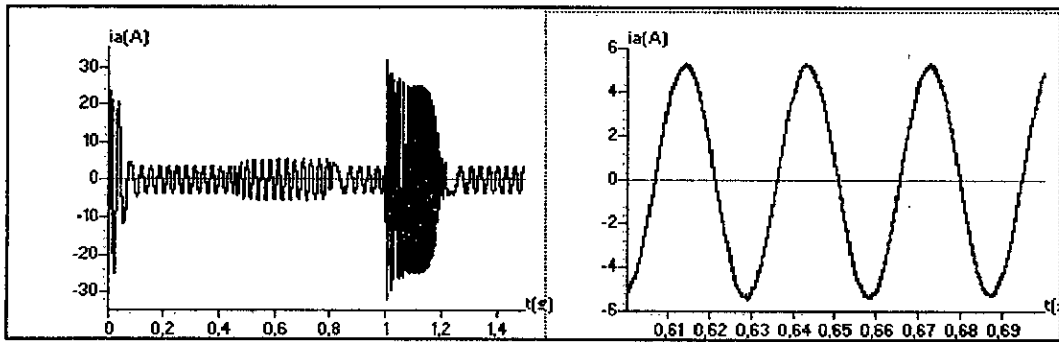


Figure .V.2.c.1. Le courant de l'association MAS-OND

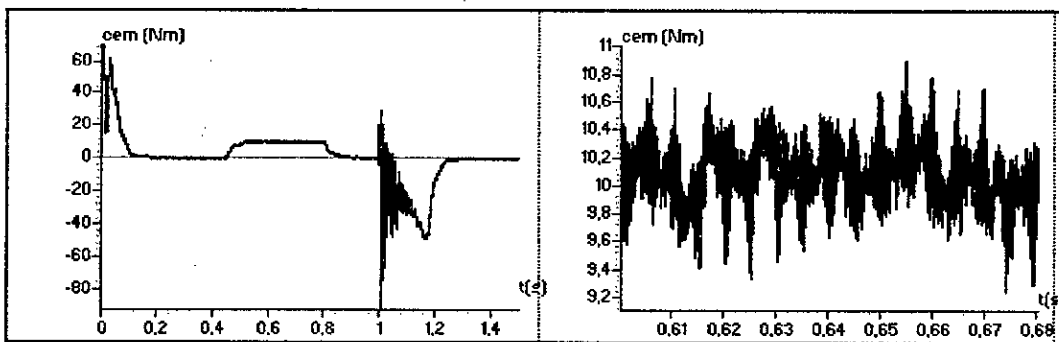


Figure .V.2.c.2. Le couple de l'association MAS-OND

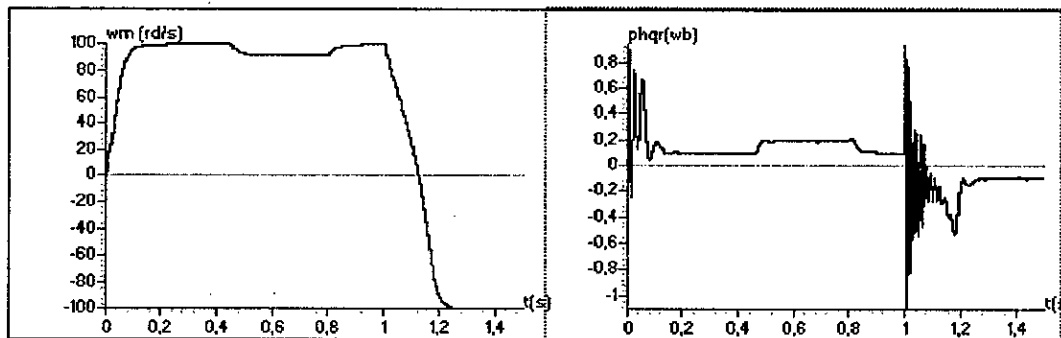


Figure .V.2.c.3. La conduite de l'association MAS-OND

Figure .V.2.c.4. Le flux Φ_{qr} de l'association MAS-OND

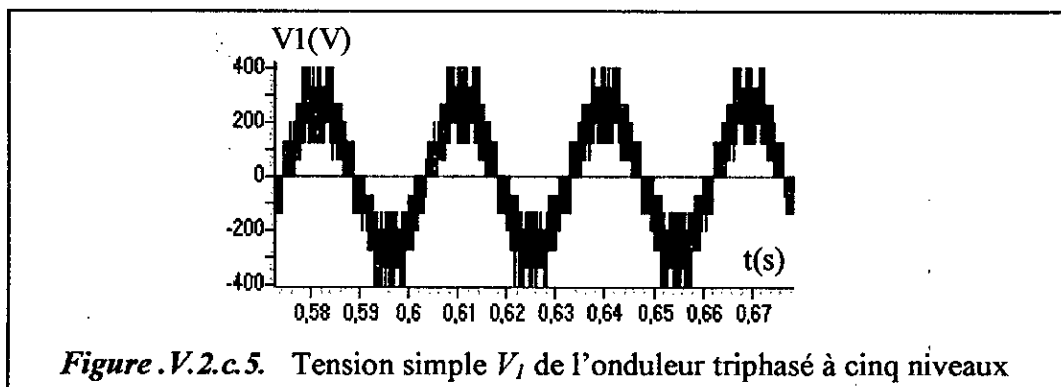


Figure .V.2.c.5. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Figure .V.2.c. Réglage de la vitesse par un régulateur PI de l'association MAS-OND commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$) Avec une variation de R_s, R_r par 100%.

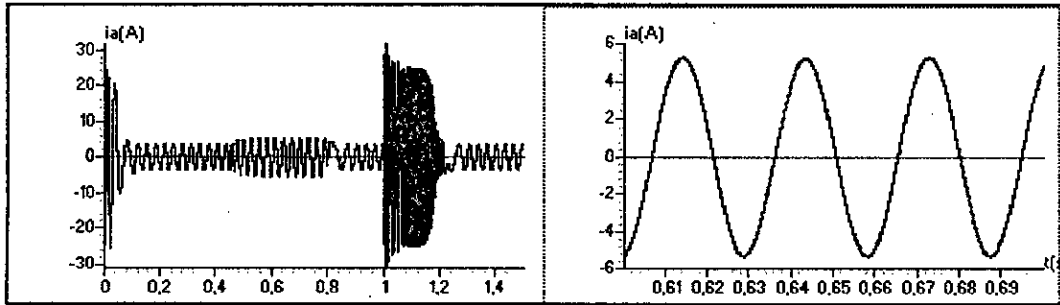


Figure .V.2.d.1. Le courant de l'association MAS-OND

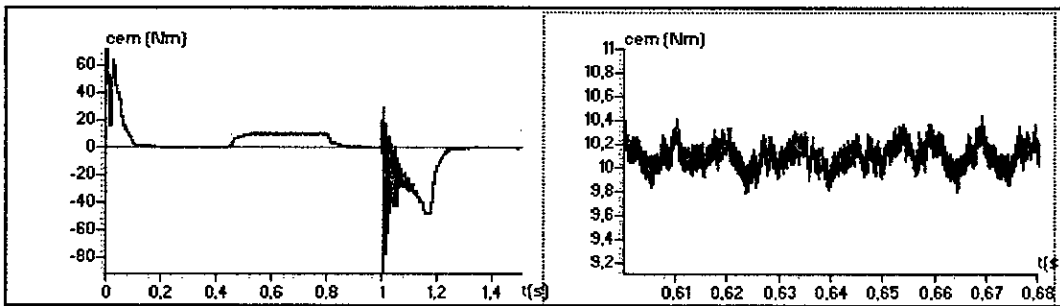


Figure .V.2.d.2. Le couple de l'association MAS-OND

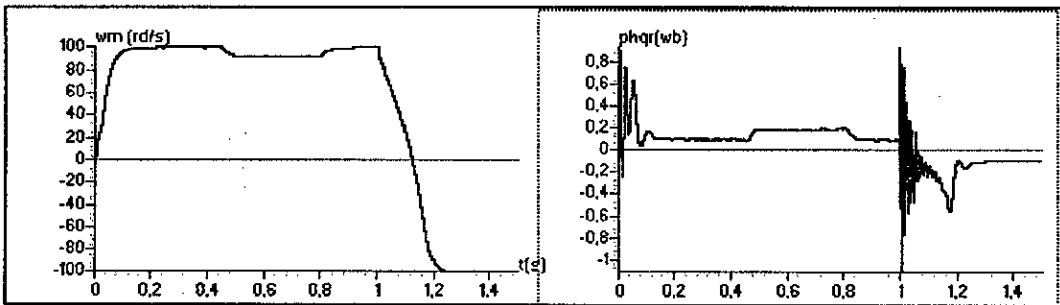


Figure .V.2.d.3. La conduite de l'association MAS-OND

Figure .V.2.d.4. Le flux Φ_{qr} de l'association MAS-OND

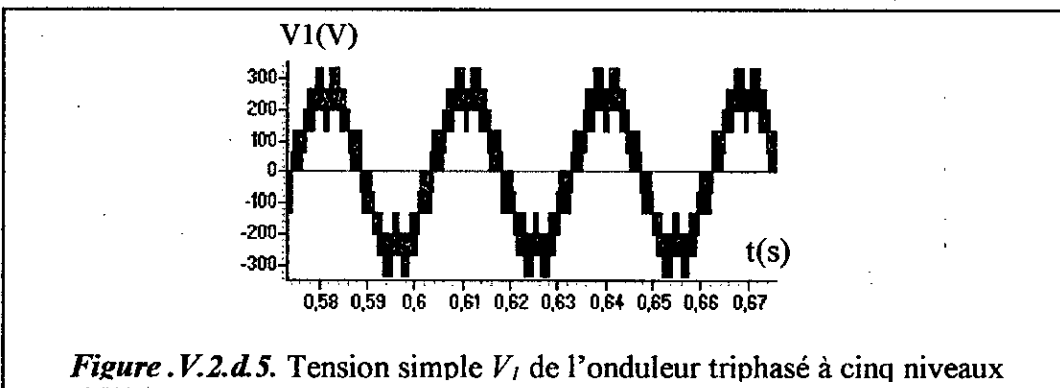


Figure .V.2.d.5. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Figure .V.2.d. Réglage de la vitesse par un régulateur PI de l'association MAS-OND commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$) Avec une variation de R_s, R_r par 100%.

V.1.2. Réglage par la commande adaptative

Il s'agit à présent d'étudier une commande adaptative avec modèle de référence associée à la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone alimentée en tension avec orientation du flux rotorique sur l'axe d du repère $d-q$ liée au champ tournant.

L'alimentation de la machine asynchrone est assurée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC commandé par deux stratégies de commande comme précédemment (la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses et la stratégie de modulation vectorielle).

Le schéma global de la commande adaptative avec modèle de référence dans le cadre de la commande vectorielle indirecte de la MAS avec introduction de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC est donné par la *figure.V.4*. Le schéma est valable pour tout asservissement de vitesse effectué par la suite, et ne dépend pas de la stratégie de commande appliquée à l'onduleur.

Nous avons simulé le démarrage de la MAS avec application d'un échelon de couple résistant (de 10 Nm) entre $t=0.5\text{s}$ et $t=0.8\text{s}$, puis une inversion du sens de rotation de 100 rad/s à -100 rad/s effectuée à l'instant $t=1\text{s}$.

Les *figures (V.3.a.*) (V.3.b.*)* montrent les performances de la commande adaptative avec modèle de référence de l'association machine asynchrone onduleur à cinq niveaux. L'onduleur est commandé respectivement par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses et la stratégie de modulation vectorielle.

Les *figures (V.3.*.3), (V.3.*.4)* montrent la vitesse de référence, la vitesse réelle et le flux ϕ_{qr} de la MAS. On note que la vitesse suit parfaitement sa consigne et le découplage est obtenu car $\phi_{qr}=0$.

Les *figures (V.3.*.1) et (V.3.*.2)* montrent les formes du couple et du courant statorique. On remarque que les piques du courant et du couple sont importants lors de l'inversion de sens de rotation.

Le même travail que précédemment a été effectué pour une variation de paramètres de la machine ($R_s=2R_s$ et $R_r=2R_r$). Les résultats des simulations sont présentés sur les *figures (5.3.c.*) (5.3.d.*)*.

On note que le découplage est perdu. Cependant, on remarque que la vitesse suit toujours sa référence.

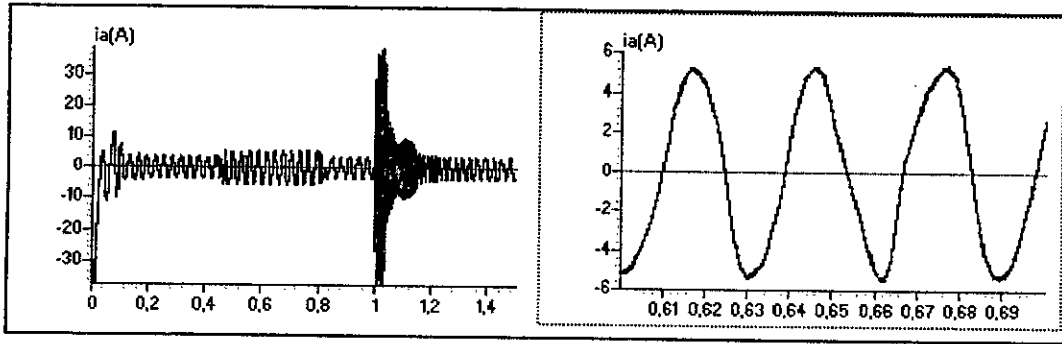


Figure V.3.a.1. Le courant de l'association MAS-OND

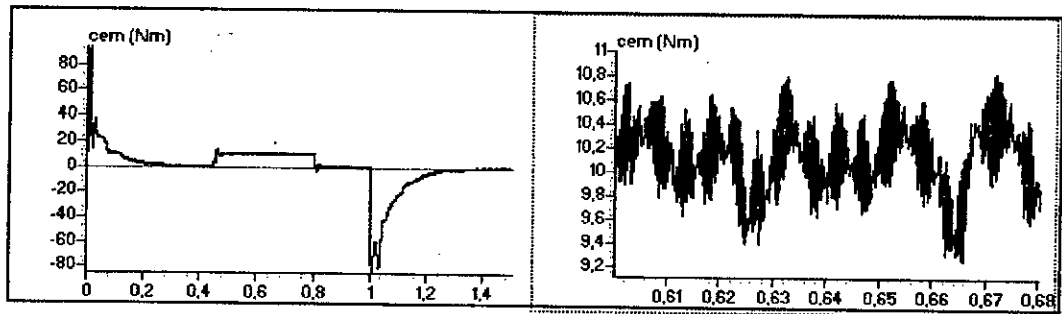


Figure V.3.a.2. Le couple de l'association MAS-OND

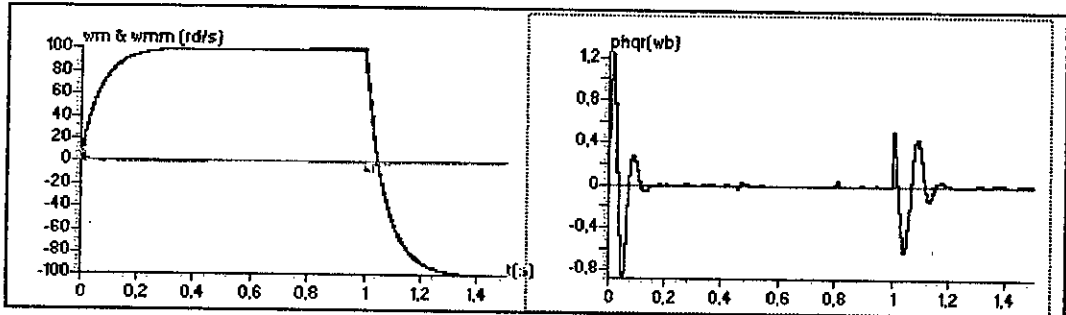


Figure V.3.a.3. La conduite de l'association MAS-OND

Figure V.3.a.4. Le flux Φ_{qr} de l'association MAS-OND

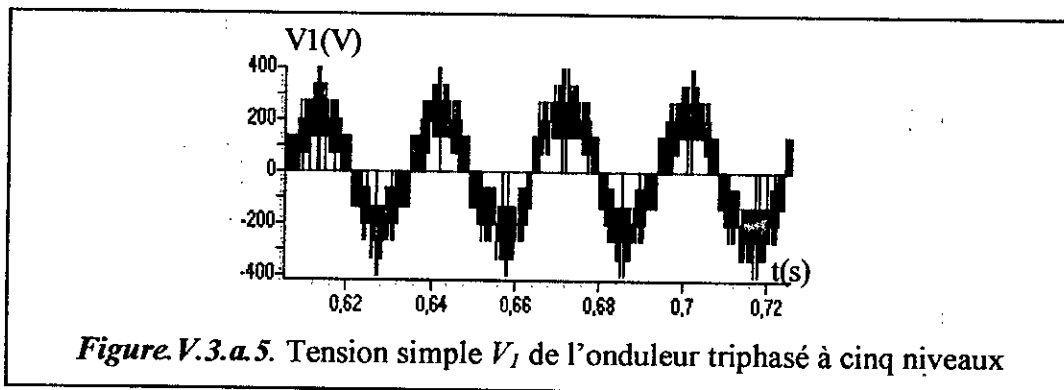


Figure V.3.a.5. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Figure V.3.a. Réglage de la vitesse par la commande adaptative de l'association MAS-OND commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$).

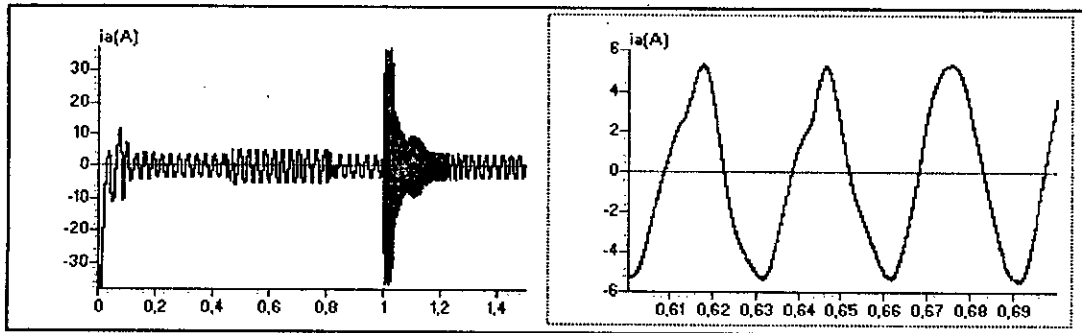


Figure V.3.b.1. Le courant de l'association MAS-OND

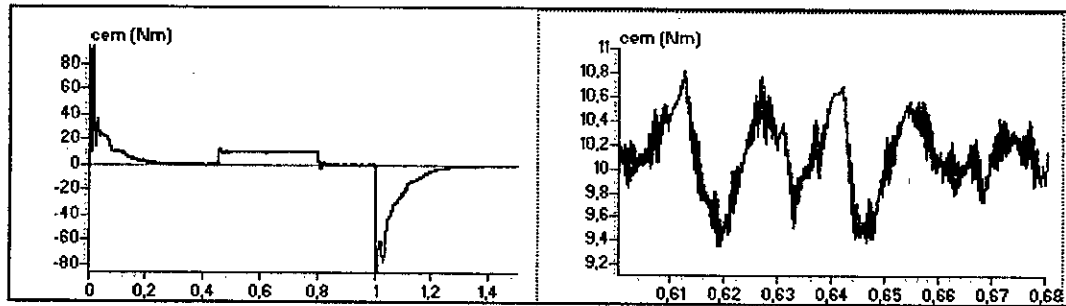


Figure V.3.b.2. Le couple de l'association MAS-OND

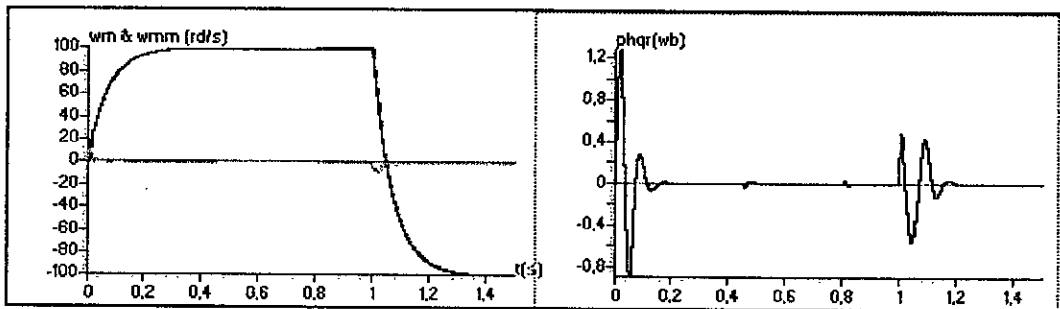


Figure V.3.b.3. La conduite de l'association MAS-OND

Figure V.3.b.4. Le flux Φ_{qr} de l'association MAS-OND

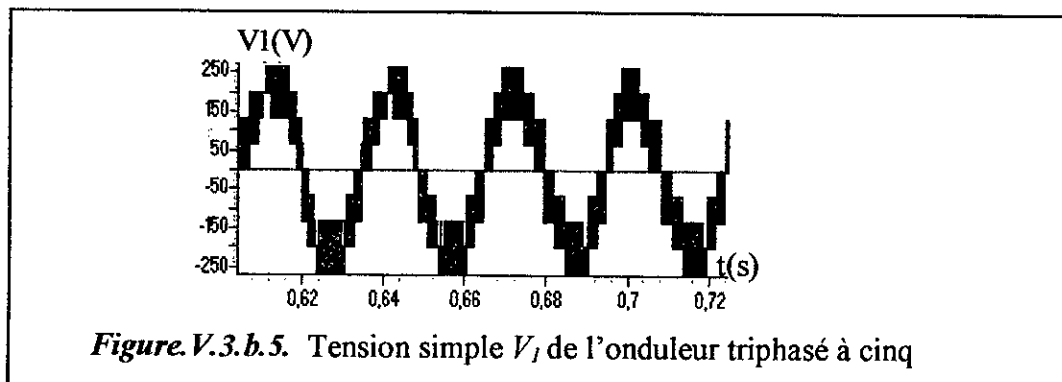


Figure V.3.b.5. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq

Figure V.3.b. Réglage de la vitesse par la commande adaptative de l'association MAS-OND commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$)

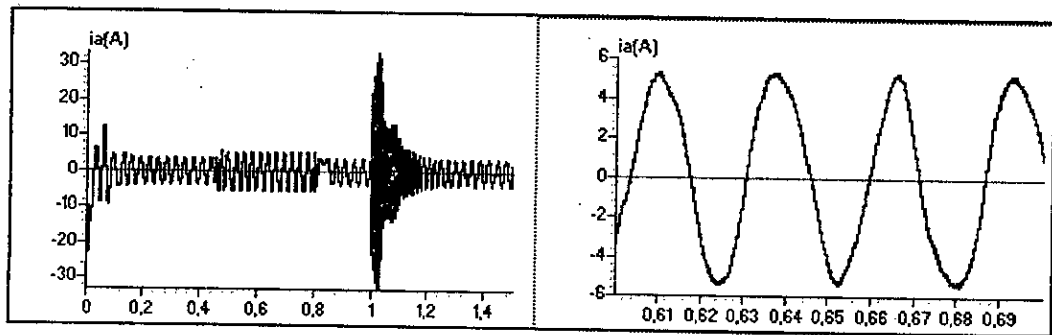


Figure V.3.c.1. Le courant de l'association MAS-OND

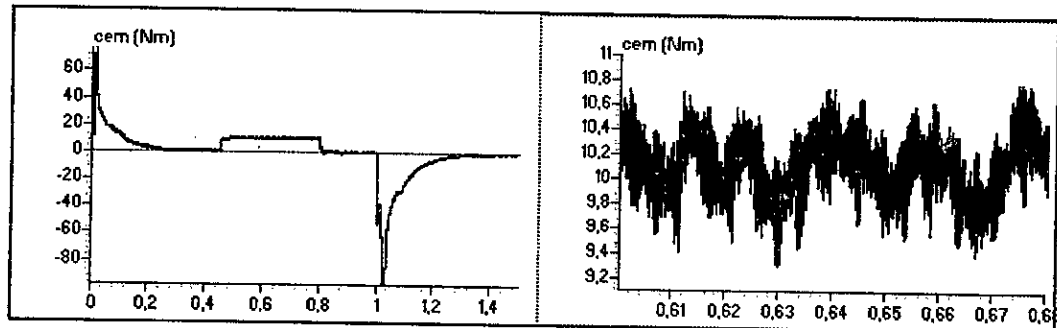


Figure V.3.c.2. Le couple de l'association MAS-OND

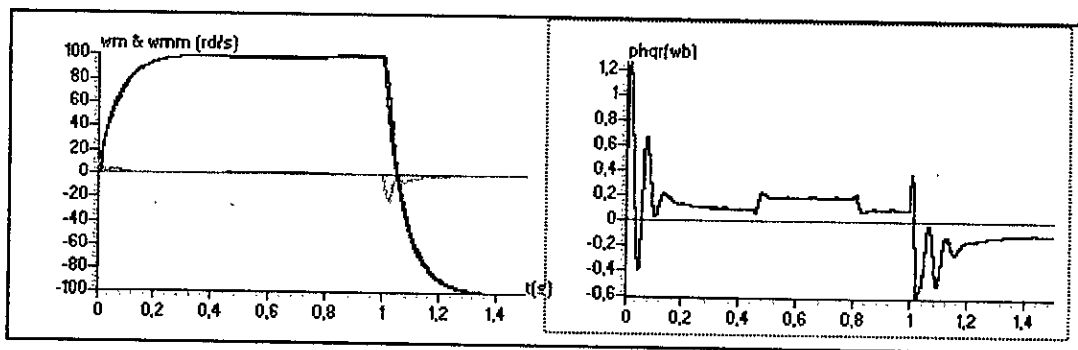


Figure V.3.c.3. La conduite de l'association MAS-OND

Figure V.3.c.4. Le flux Φ_{qr} de l'association MAS-OND

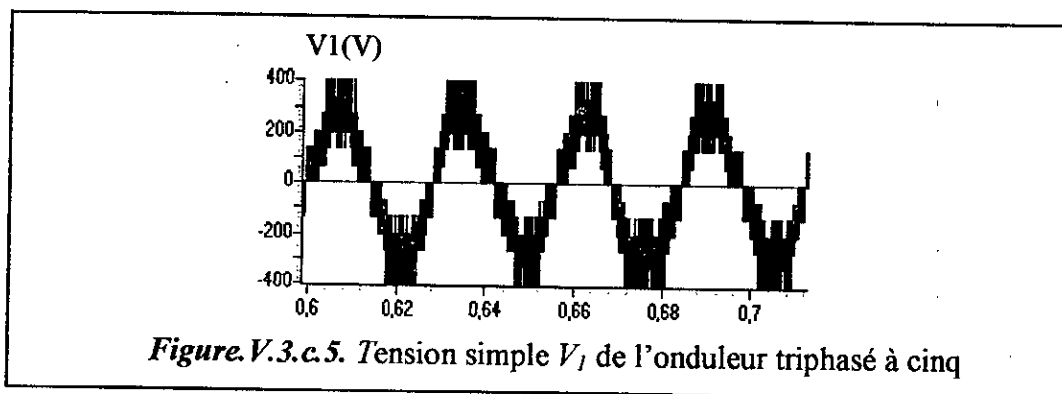


Figure V.3.c.5. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq

Figure V.3.c. Réglage de la vitesse par la commande adaptative de l'association MAS-OND commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$) Avec une variation de R_s, R_r par 100%.

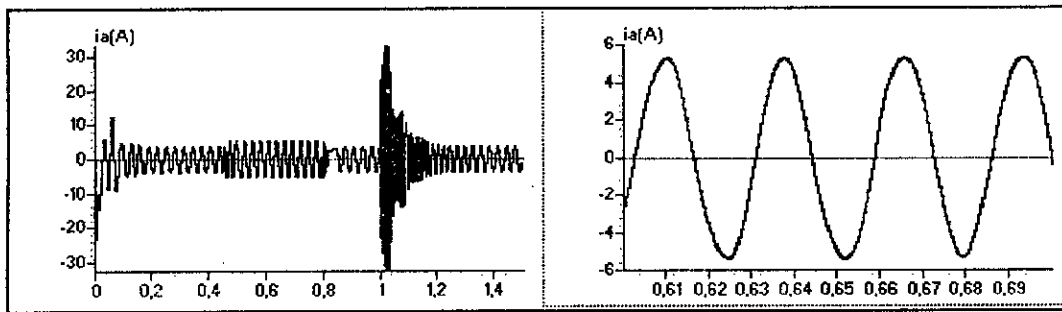


Figure V.3.d.1. Le courant de l'association MAS-OND

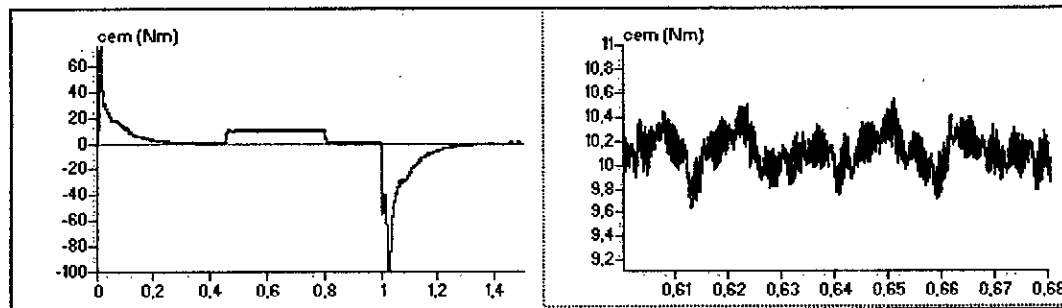


Figure V.3.d.2. Le couple de l'association MAS-OND

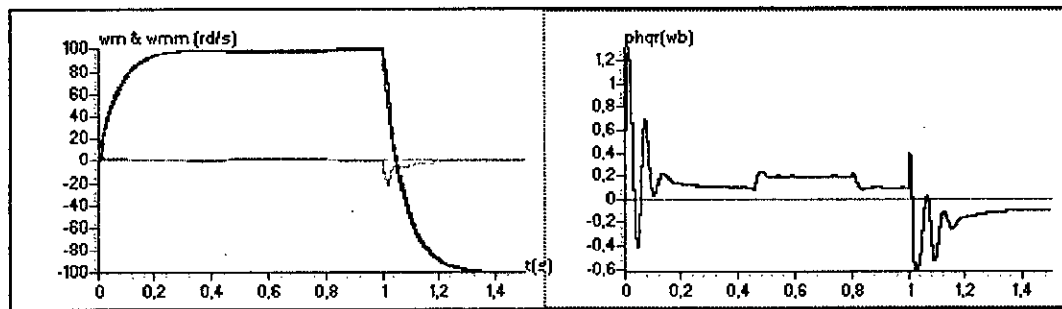


Figure V.3.d.3. La conduite de l'association MAS-OND

Figure V.3.d.4. Le flux Φ_{qr} de l'association MAS-OND

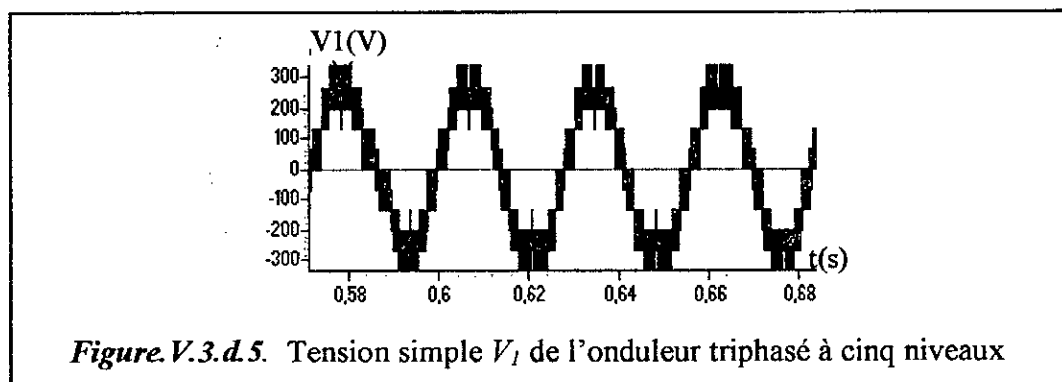


Figure V.3.d.5. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

Figure V.3.d. Réglage de la vitesse par la commande adaptative de l'association MAS-OND commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$) Avec une variation de R_s, R_r par 100%

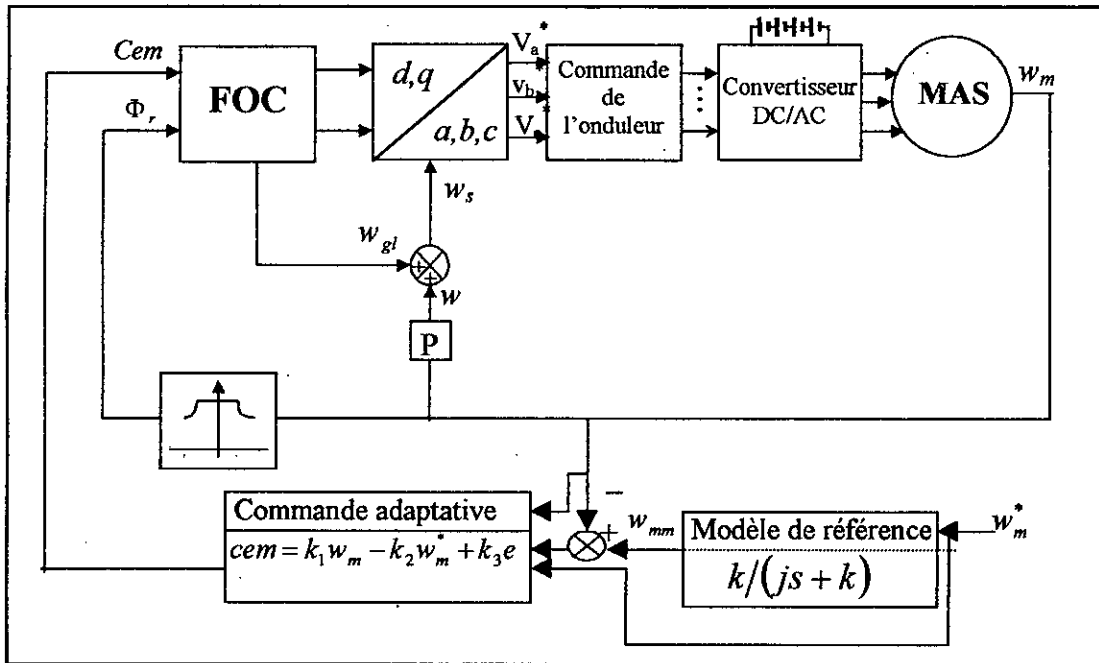


Figure.V.4. Commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence de la vitesse d'une machine asynchrone.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le réglage de la vitesse de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. On remarque que les résultats obtenus sont comparables à ceux des chapitres deux et trois.

Les performances obtenues avec l'algorithme du réglage de la vitesse par poursuite d'un modèle de référence d'une machine asynchrone alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC sont très intéressantes et très prometteuses quand à l'utilisation de ce convertisseur dans les domaines de forte puissance et la haute tension telle que la traction électrique.

CHAPITRE VI

Changeurs de fréquence utilisant des onduleurs à cinq niveaux

INTRODUCTION

Dans les deux chapitres précédents, on a supposé les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} du pont capacitif d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux constantes et égales. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des petites alimentations qui utilisent des batteries. Pour cela, on propose d'étudier un dispositif permettant de générer ces tensions à partir du réseau alternatif 50 HZ. C'est le redresseur triphasé à trois niveaux à MLI.

L'ensemble d'un ou deux redresseurs à trois niveaux-onduleur à cinq niveaux constitue des cascades jouant le rôle d'une alimentation réelle de notre machine.

Dans ce chapitre, on commencera par présenter le fonctionnement du redresseur à trois niveaux. Ensuite, on étudiera les performances de la conduite de la machine asynchrone alimentée par ces cascades.

VI.1. Redresseur triphasé à trois niveaux

Plusieurs études ont déjà été faites sur les onduleurs à trois niveaux [Ber_95]. Cet onduleur est par sa conception réversible. Ce qui lui permet de fonctionner en onduleur et ainsi de transférer de l'énergie de la source de tension continue à la source de courant alternatif ou bien fonctionner en redresseur est assuré alors le transfert énergétique dans le sens inverse.

La structure du redresseur triphasé à trois niveaux qu'on va utiliser est représentée sur la *figure.VI.1*. C'est un redresseur de courant à trois niveaux à MLI.

Le modèle de connaissance et de commande de ce redresseur est le même que celui de l'onduleur. Ce redresseur va être commandé par la MLI, c'est à dire U_{red1} et U_{red2} sont modulées pour générer les grandeurs d'entrée V_a , V_b et V_c . Pratiquement et vu que les paramètres du réseau R et L sont difficiles à identifier, on a ajouté en série une charge R' et L' de valeurs plus importantes pour pouvoir négliger celles du réseau. L'inductance ainsi

insérée permet de respecter l'alternance des sources pour le redresseur et de filtrer les harmoniques du courant de réseau.

VI.2. Commande par hysteresis en courant appliquée au redresseur à trois niveaux

Les stratégies de commande étudiées avec l'onduleur à trois niveaux [Ber_95] sont toutes valables pour commander notre redresseur.

La commande en courant est surtout utilisée en mode onduleur alimentant des machines à courant alternatif. Elle peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un convertisseur de tension régulé en courant au moyen des régulateurs classiques (P ou PI) ou à hysteresis. Afin d'avoir un courant de réseau pratiquement sinusoïdal et en phase avec sa tension, on utilise la commande par hystérésis.

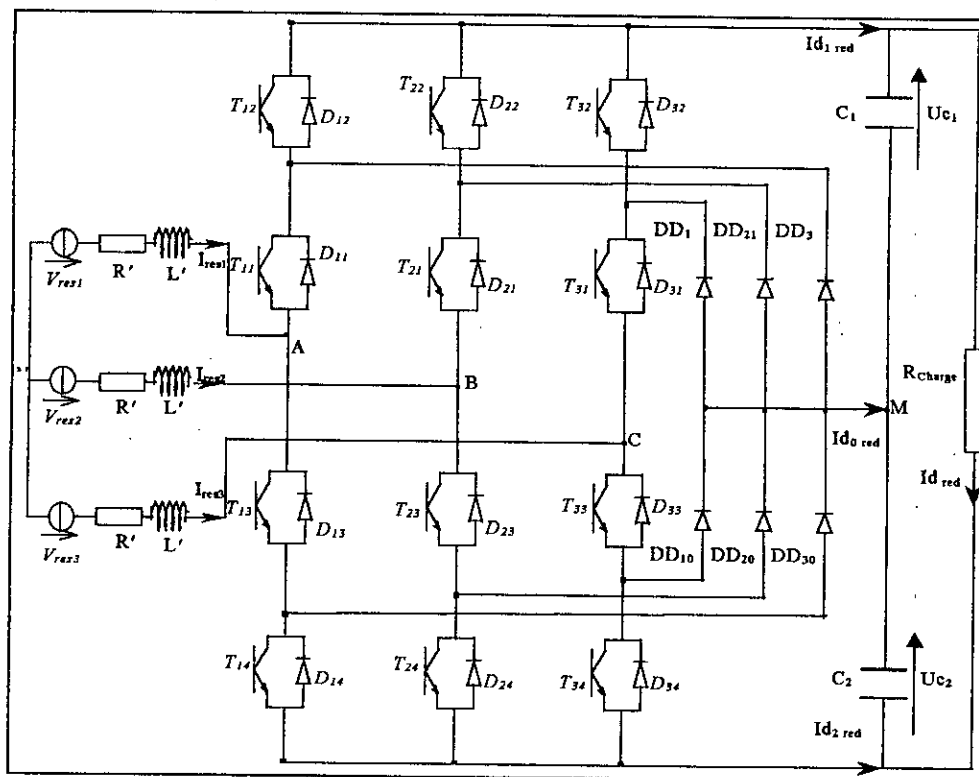


Figure VI.1. Redresseur NPC à trois niveaux à MLI

Le principe général de la commande par hystérésis est de comparer le courant de référentiel I_{ref} au courant réel du réseau et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du redresseur à trois niveaux. L'algorithme de commande par hystérésis en courant pour un bras k se résume par le système suivant, avec $\varepsilon_k = I_{ref} \cdot I_k$.

$$\Delta i \leq |\varepsilon_k| \leq 2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0$$

$$\varepsilon_k > 2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0$$

$$\Delta i \leq -2\Delta i \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1$$

Avec

$$I_{ref1} = I_{max} \sin(\omega t)$$

$$I_{ref1} = I_{max} \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

$$I_{ref1} = I_{max} \sin(\omega t - 4\pi/3)$$

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 de la tension de réseau E_{max} . Ceci est nécessaire également pour assurer un facteur de puissance unitaire (figure VI.2.).

En faisant la représentation de FRESNEL et en négligeant la résistance on a :

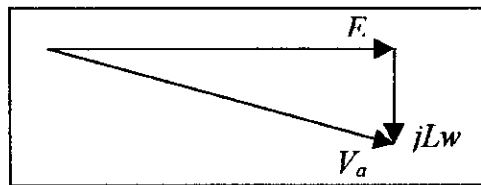


Figure VI.2. Représentation de FRESNEL du circuit équivalent du réseau

$$V_a = E - jL\omega I \Rightarrow V_a^2 = E^2 + (L\omega I)^2 > E^2$$

$$\text{donc } V_{max} > E$$

VI.2.1. Simulation et interprétation

Le redresseur de courant triphasé à trois niveaux est alimenté par un réseau de 220v et 50Hz. Les deux capacités C_1 et C_2 sont égales à 20mF puis 7mF. Ce redresseur alimente une résistance de 25Ω. Le redresseur est commandé par la stratégie d'hysteresis en courant. La valeur $I_{max}=25A$.

Les résultats sont présentés par les figures VI.3.* et VI.4.*. On remarque que les tensions U_{c1} et U_{c2} sont bien lissées.

La différence entre U_{c1} et U_{c2} est très petite par rapport aux valeurs des tensions U_{c1} et U_{c2} . Cette différence augmente avec la diminution de la valeur de la capacité mais elle reste toujours négligeable.

Dans certaines cas et pour certaines valeurs de l'hystérésis Δi , le redresseur à trois niveaux fonctionne plus en deux niveaux qu'en trois niveaux (les faibles valeurs de Δi).

Le courant I_{d0red} a une valeur moyenne nulle. Le courant I_{d2red} est l'opposé de I_{d1red} qui a une valeur moyenne positive

Le courant d'entrée d'une phase de réseau suit parfaitement sa référence sinusoïdale.

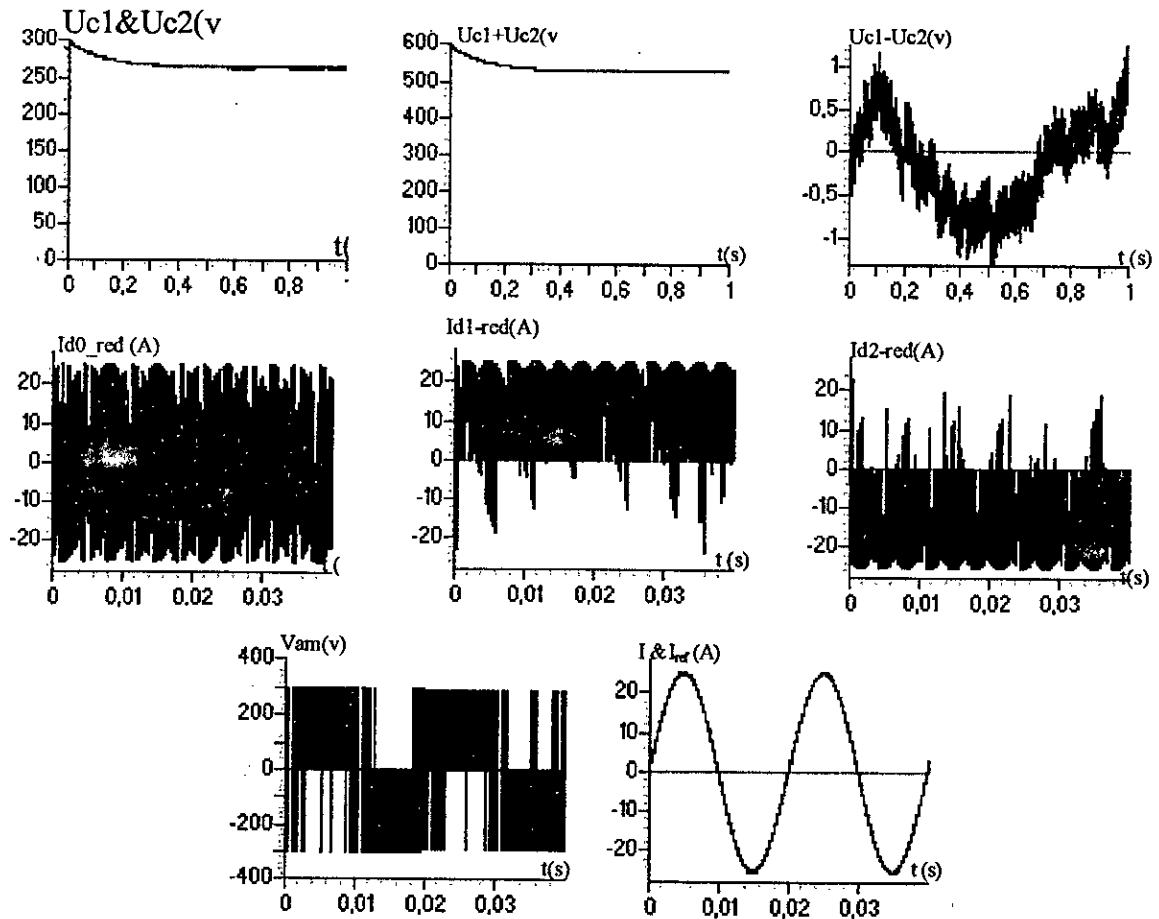


Figure VI.4. Les tensions et les courants d'entrée et de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux (commandé par hystérésis $\Delta i=0.05A$)($R_{charge}=25\Omega$, $C1=C2=20mF$).

Remarque : Le redresseur peut alimenter une charge à point milieu figure.VI.6. Dans ce cas, la différence entre $Uc1$ et $Uc2$ est plus faible comparée à celle d'une charge normale. Ceci est du à la compensation du courant $Id0_red$ par le courant ($I_{ch1}-i_{ch2}$)

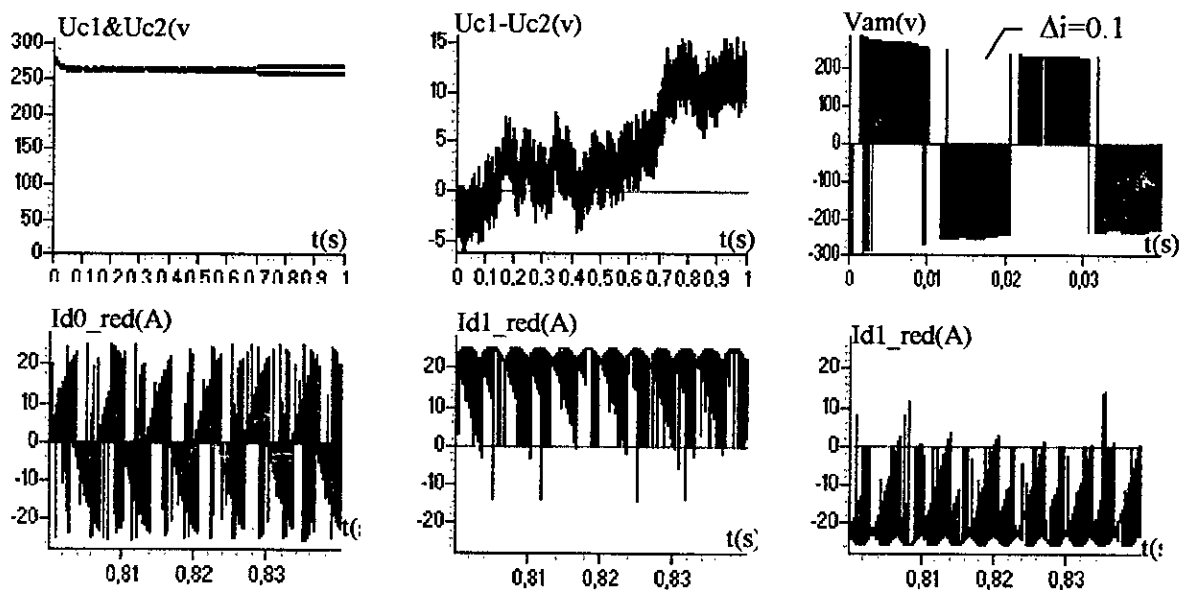


Figure VI.5. Les tensions et les courants d'entrée et de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux (commandé par hystérésis $\Delta i=0.05A$)($R_{charge}=25\Omega$, $C1=C2=2mF$).

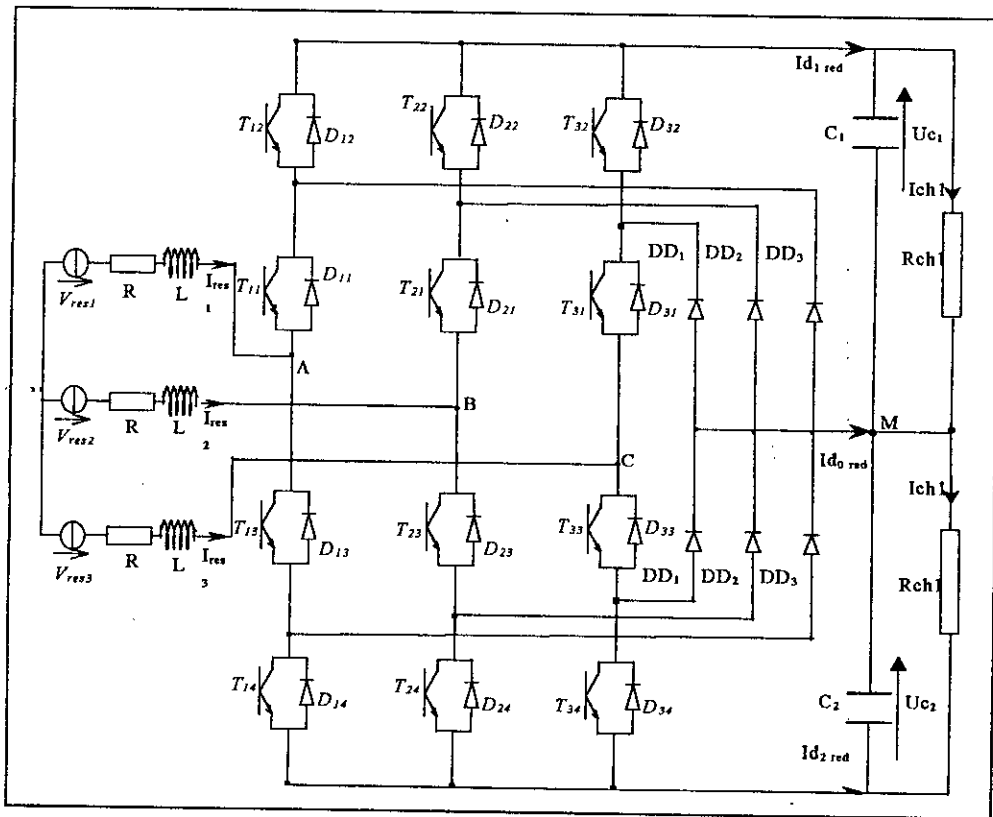


Figure VI.6. Redresseur NPC à trois niveaux à MLI alimentant une résistance à point milieu.

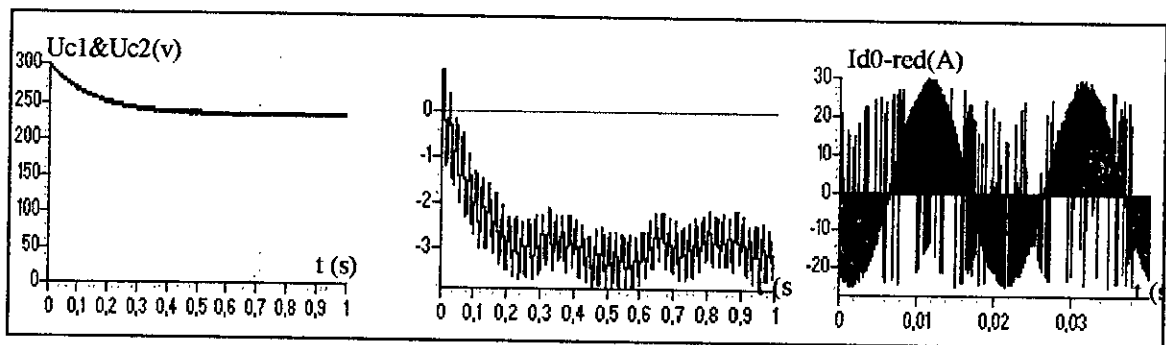


Figure VI.7. Les tensions et les courants de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux (commande par hystérésis $\Delta i=0.05A$) ($R_{ch1} = R_{ch2}=12.5\Omega$, $C1=C2=20mF$).

VI.3. Cascade redresseur triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux-MAS

VI.3.1. Modélisation du filtre intermédiaire

La structure de ce filtre est donnée par la figure VI.8. Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{1}{C1} (I_{d1_red} - I_{d1}) & (1) \\ \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{C2} (I_{d1_red} - I_{d1} - I_{d2}) & (2) \\ \frac{dU_{c3}}{dt} = \frac{1}{C3} (-I_{d2_red} + I_{d3} + I_{d4}) & (3) \\ \frac{dU_{c4}}{dt} = \frac{1}{C4} (-I_{d2_red} + I_{d4}) & (4) \end{cases} \quad (VI.1)$$

Le système (VI.1) ci-dessus peut être interprété par le graphe informationnel de la figure.VI.9. Les relations $R1, R2, R3$ et $R4$ de ce graphe sont respectivement les équations 1, 2, 3 et 4 de système (VI.1). Cette figure présente deux blocs indépendants. Dans ce graphe on peut considérer I_{d1}, I_{d2}, I_{d3} et I_{d4} comme des perturbations et I_{d1_red} et I_{d2_red} comme des grandeurs de commande. Ainsi, on voit que pour contrôler quatre grandeurs de sorties de U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4} on possède seulement deux grandeurs de commande I_{d1_red} et I_{d2_red} donc qu'il est pratiquement impossible.

Les relations (VI.*) confirment cette constatation où I_{d0} ne peut pas être toujours nul pour le cas de l'onduleur à cinq niveaux. Cette relation montre également qu'on peut réduire la différence entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} en utilisant des capacités importantes. On peut dire que I_{d2} et I_{d3} sont la source du déséquilibre entre les tensions.

$$\begin{cases} I_{d1} = C \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} & (VI.2) \\ I_{d3} = C \frac{d(U_{c3} - U_{c4})}{dt} & (VI.3) \end{cases}$$

avec : $C1=C2=C$
 $C3=C4=C$

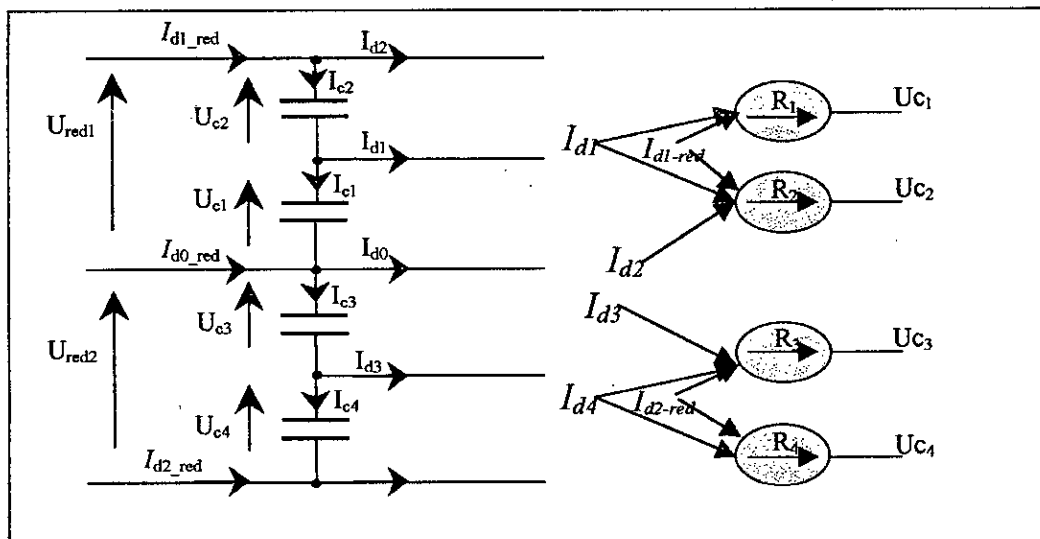


Figure VI.8. Filtre intermédiaire de la cascade un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux et son graphe informationnel

VI.3.2. Structure de la cascade

La structure de cette cascade est représentée par la *figure VI.9*. L'onduleur triphasé à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec ($m=4, r=0.8$). Le réseau alimentant le redresseur a une tension efficace de 220V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence du réseau qui alimente le redresseur est de 25A. La cascade alimente la MAS triphasée ($Cr=10Nm$).

Les *figures.VI.10.** présentent les différentes grandeurs de la cascade. La *figureVI.10.a* montre la tension simple V_1 et le courant de la phase une de la MAS triphasée. Le couple et la vitesse sont montrés à la *figure VI.10.b*.

Les courants d'entrée $Id0, \dots, Id4$ de l'onduleur triphasé à cinq niveaux sont montrés sur la *figure VI.10.c*. Le courant $Id0$ a une valeur moyenne nulle. Les courants $Id3$ et $Id4$ sont respectivement les opposés des $Id1$ et $Id2$. Les différences $Uc1-Uc3$ et $Uc2-Uc4$, sont pratiquement nulles comme le montre la *figure VI.10.d*. Les tensions $Uc1, \dots, Uc4$ se divergent vers des valeurs très grandes. Cela peut être justifié par le principe de la conservation de la puissance, car la puissance demandée par la machine est inférieure à celle fournie par le réseau. Donc la différence sera stockée dans les condensateurs sous forme de tension ($P_c=1/2CU^2_c$). Le courant I_{res1} du réseau triphasé alimentant le pont redresseur est pratiquement sinusoïdal (*figure VI.10.e*).

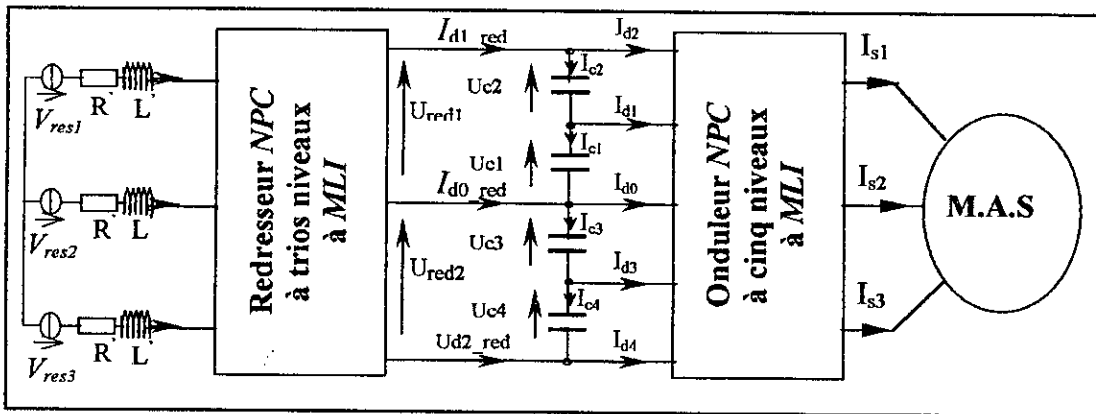


Figure IV.9. Cascade redresseur de courant triphasé à trios niveaux-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux.

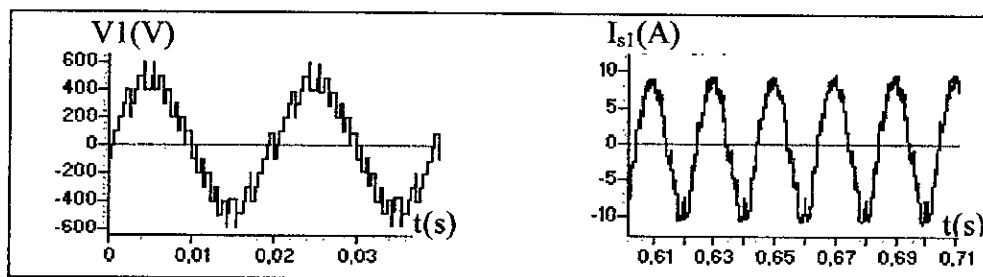


Figure VI.10.a. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux et courant I_{s1} de la phase une du moteur triphasé.

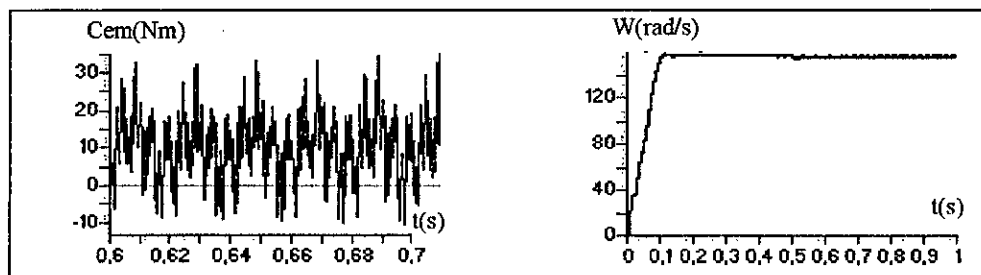


Figure VI.10.b. Couple et vitesse de la MAS triphasée.

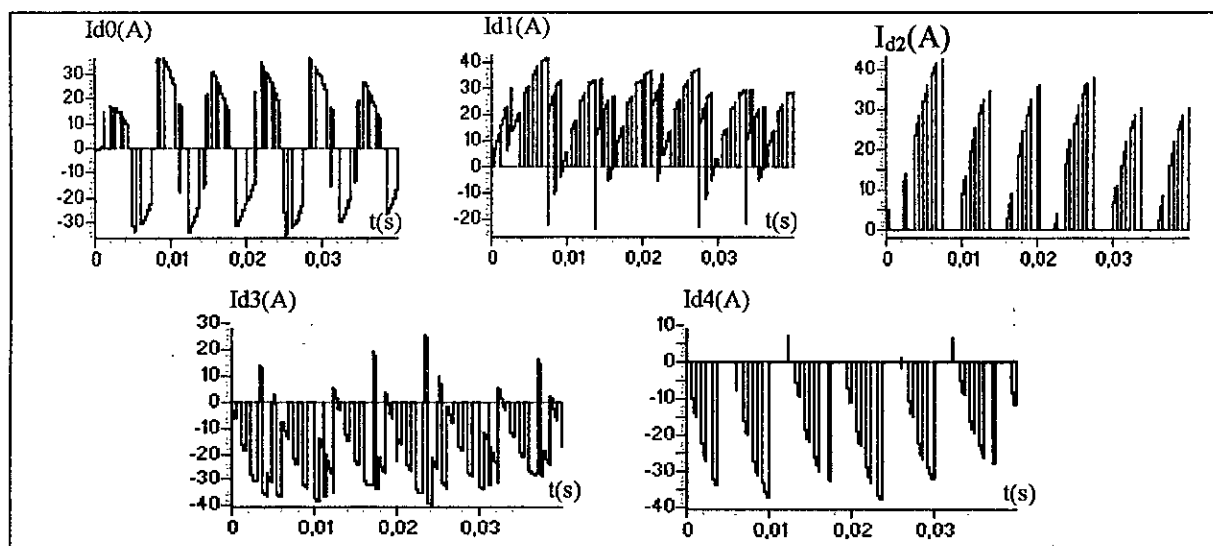


Figure VI.10.c. Courants I_{d0} , I_{d1} , I_{d2} , I_{d3} et I_{d4} de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

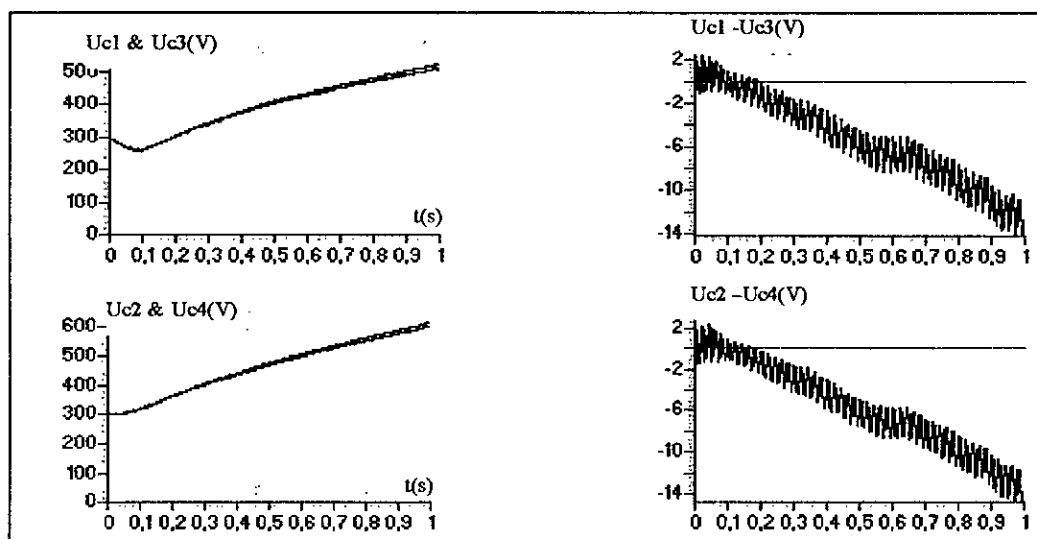


Figure VI.10.d. Les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} .

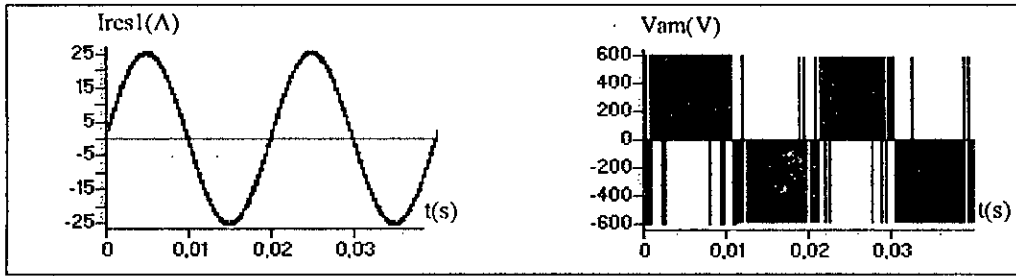


Figure VI.10.e. Courant et tension d'une phase du réseau alimentant le redresseur

NB : La valeur efficace du courant de référence I_{eff} qu'on doit imposer se déduit à partir du principe de la conservation de la puissance instantanée, en négligeant les pertes joules et les pertes mécanique et en supposant un facteur de puissance unitaire, on peut écrire :

$$3E_{eff}I_{eff} = Crr\Omega$$

Avec :

$$Crr = (k_f\Omega + Cr)$$

D'où on tire :

$$I_{eff} = \frac{Crr\Omega}{3E_{eff}}$$

On a simulé le même montage que précédemment. Les résultats de la simulation sont représentés dans la figure VI.11. *.

Les tensions $Uc1, \dots, Uc4$ se stabilisent et les différences se diminuent. Au démarrage, on remarque la diminution des tensions $Uc1, \dots, Uc4$. Cela du à la différence de puissance fournie par le réseau et celle demandée par la machine est comme le montre la figure VI.11.a. La vitesse présente une diminution lors de l'application d'une charge pour les même raisons (figure VI.11.b).

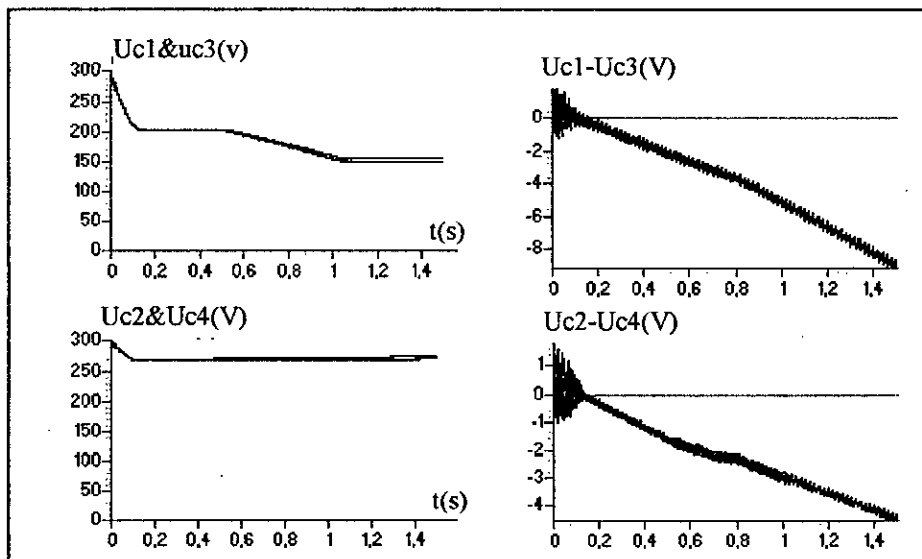


Figure VI.11.d. Les tensions $Uc1, Uc2, Uc3$ et $Uc4$

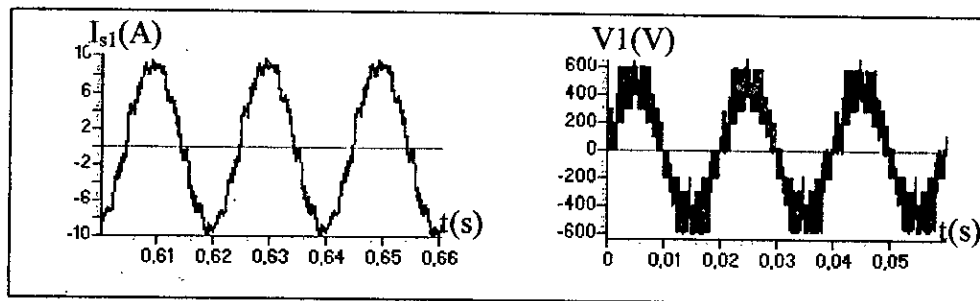


Figure VI.11.a. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux et courant I_{s1} de la phase une de la MAS triphasée.

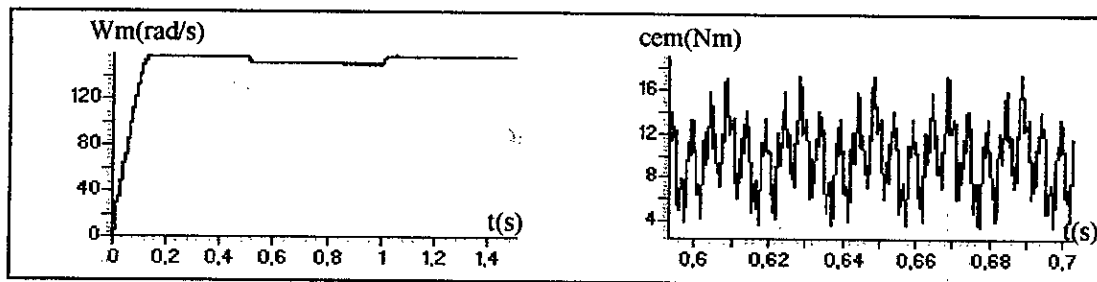


Figure VI.11.b. Couple et vitesse de la MAS triphasée.

VI.4. Cascade deux redresseurs triphasés à trois niveaux onduleur triphasé à cinq niveaux-MAS

VI.4.1. Modélisation du filtre intermédiaire

La figure VI.12 montre la structure de ce filtre. Le modèle de ce dernier est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{dUc1}{dt} = \frac{1}{C1} (I_{d1_red} - I_{d1}) & (1) \\ \frac{dUc2}{dt} = \frac{1}{C2} (I_{d0_red} + I_{d1_red} - I_{d1} - I_{d2}) & (2) \\ \frac{dUc3}{dt} = \frac{1}{C3} (-I'_{d2_red} - I'_{d0_red} + I_{d3} + I_{d4}) & (3) \\ \frac{dUc4}{dt} = \frac{1}{C4} (-I'_{d2_red} + I_{d4}) & (4) \end{cases} \quad (VI.4)$$

Le système (VI.4) ci-dessus peut être interprété par le graphe informationnel de la figure VI.12. Les relations R1, R2, R3 et R4 de ce graphe sont respectivement les équations 1, 2, 3 et 4 du système (VI.4). Cette figure présente deux blocs indépendants. Dans ce graphe, on peut considérer I_{d1} , I_{d2} , I_{d3} et I_{d4} comme des perturbations et I_{d1_red} et I_{d2_red} comme des grandeurs de commande. Ainsi, on a une grandeur de contrôle pour chacune des tensions $Uc1$, $Uc2$, $Uc3$ et $Uc4$. On déduit que le déséquilibre entre ces tensions sera plus faible que dans le cas d'un seul redresseur.

VI.4.2. Structure de la cascade

La figure VI.13 présente la structure de cette cascade. L'onduleur triphasé à cinq niveaux est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses avec ($m=4, r=0.8$). Les deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs de courant ont une tension efficace de 220V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence des réseaux alimentant les redresseurs est de 25A. La cascade alimente la MAS triphasée ($Cr=10Nm$).

Les figures VI.14.* présentent les différentes grandeurs de la cascade. La figure VI.14.a montre la tension simple $V1$ et le courant de la phase une de la MAS triphasée. Le couple et la vitesse sont montrés à la figure VI.14.b.

Les courants d'entrée $Id0, \dots, Id4$ de l'onduleur triphasé à cinq niveaux sont montrés sur la figure VI.14.c. Le courant $Id0$ a une valeur moyenne nulle. Les courants $Id3$ et $Id4$ sont respectivement les opposés des $Id1$ et $Id2$. Pour les tensions $Uc1, Uc2, Uc3$ et $Uc4$, on remarque qu'il n'y a pratiquement aucune différence entre les deux cascades avec un ou deux redresseurs de courant triphasés. Les différences $Uc1-Uc3$ et $Uc2-Uc4$ sont pratiquement nulles comme le montre la figure VI.14.d. Le courant $Ires1$ du réseau triphasé alimentant le pont redresseur est pratiquement sinusoïdal (figure VI.14.e).

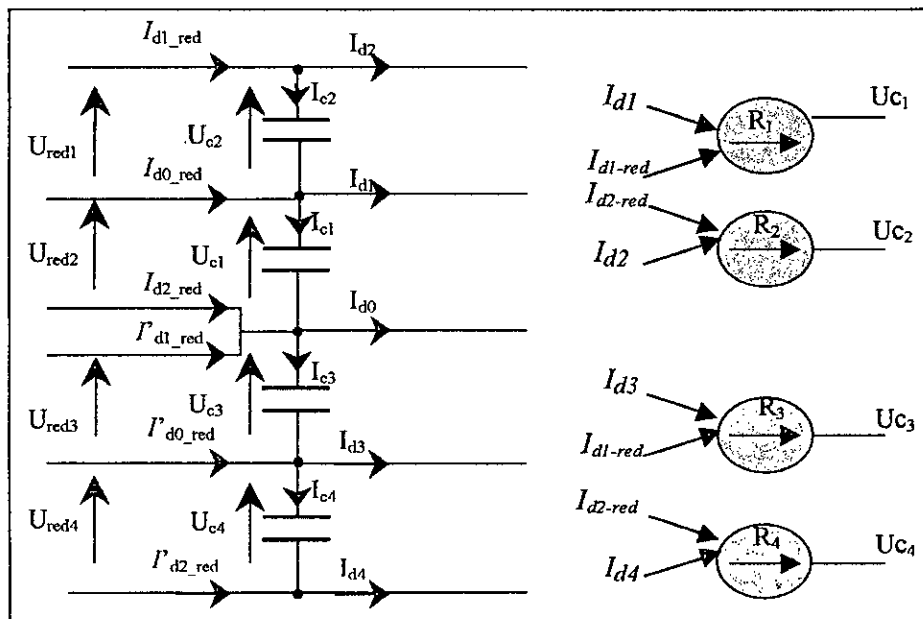


Figure VI.12. Filtre intermédiaire de la cascade deux redresseurs de courant triphasé à trois niveaux-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux et son graphe informationnel.

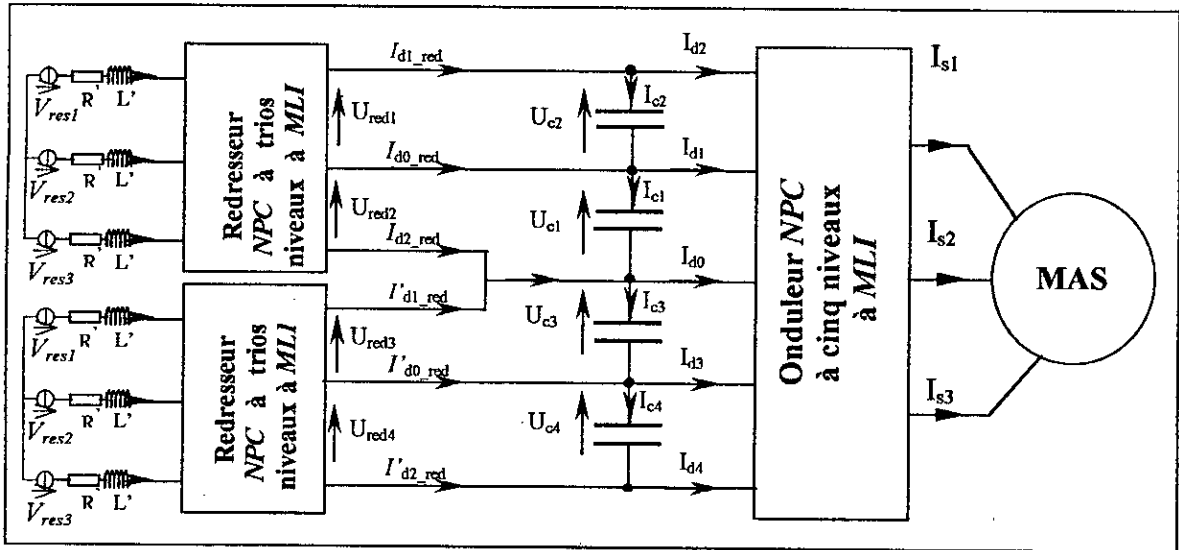


Figure VI.13. Cascade deux redresseurs de courant triphasés à trois niveaux-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux.

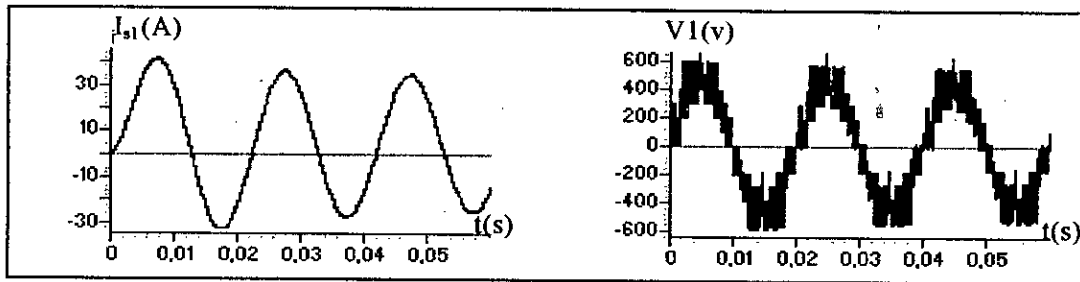


Figure VI.14.a. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux et courant I_{s1} de la phase une de la MAS triphasée.

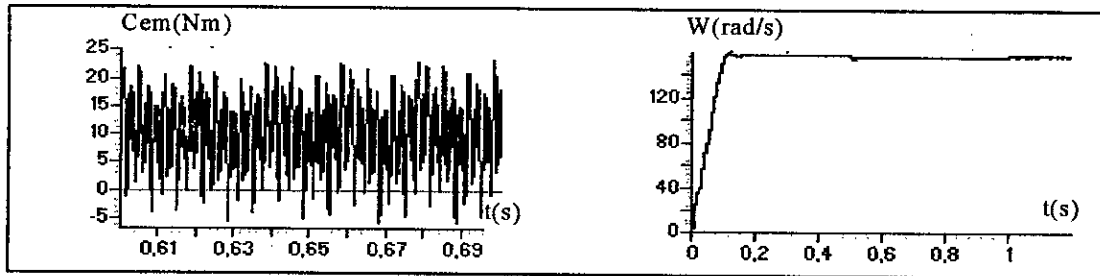


Figure VI.14.b. Couple et vitesse de la MAS triphasée.

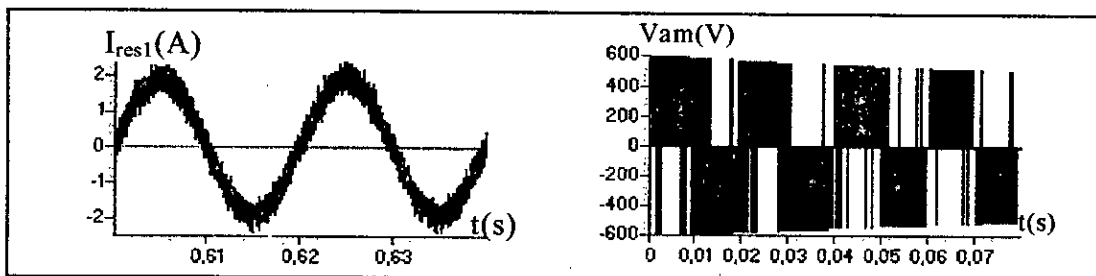


Figure VI.14.e. Courant et tension d'une phase du réseau alimentant le redresseur

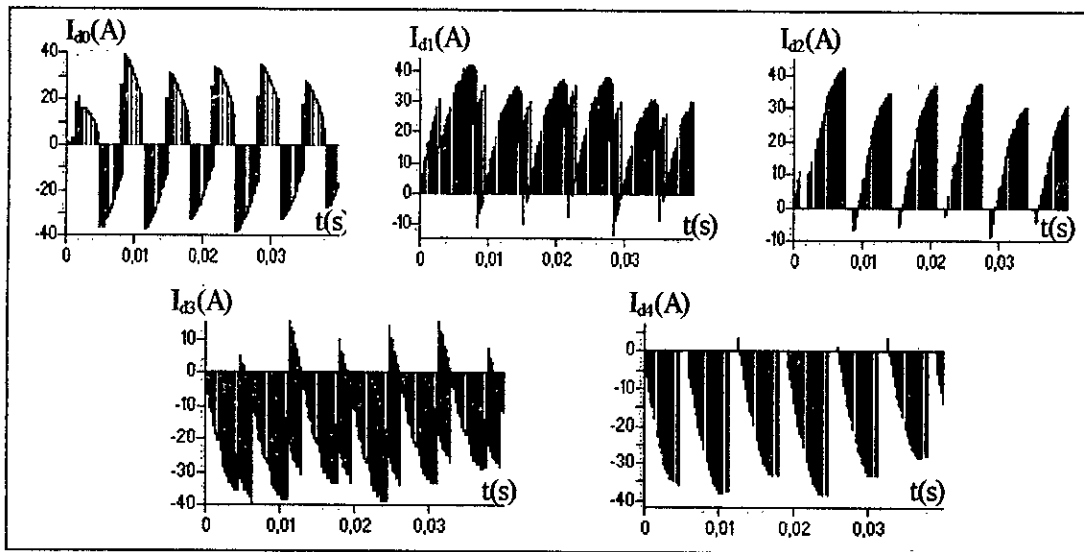


Figure VI.14.c. Courants $I_{d0} \dots I_{d4}$ de l'onduleur triphasé à cinq niveaux

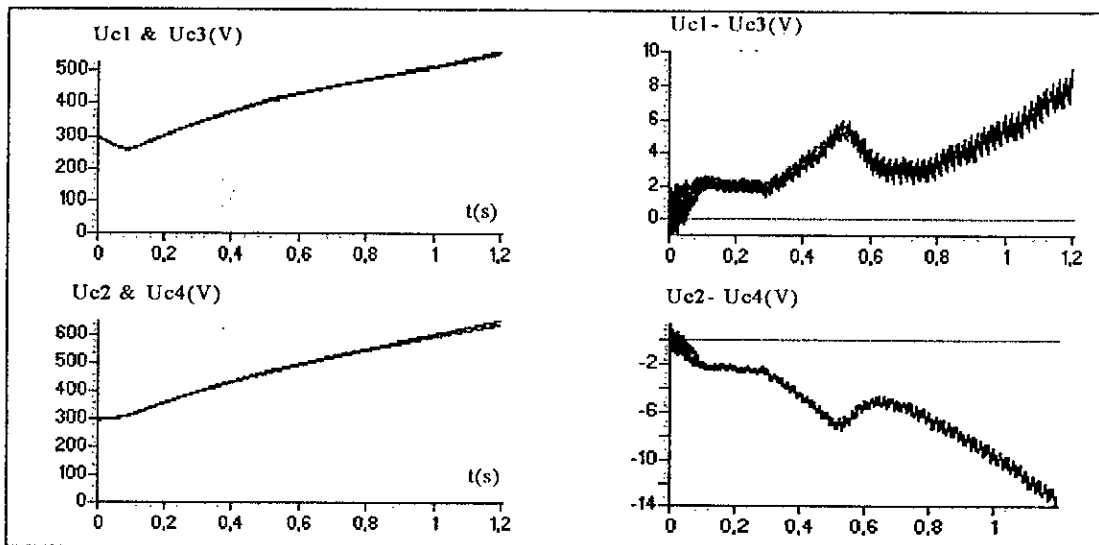


Figure VI.14.d. Les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} et leurs différences.

On a simulé le même montage que précédemment en utilisant l'égalité des puissances en régime établi. Les résultats de cette simulation sont représentés dans la figure VI.15.*

Les résultats sont similaires à ceux obtenus avec un seul redresseur sauf que les différences $U_{c1} - U_{c3}$ et $U_{c2} - U_{c4}$ sont plus faibles et les tensions U_{c1} , ..., U_{c4} sont plus stables.

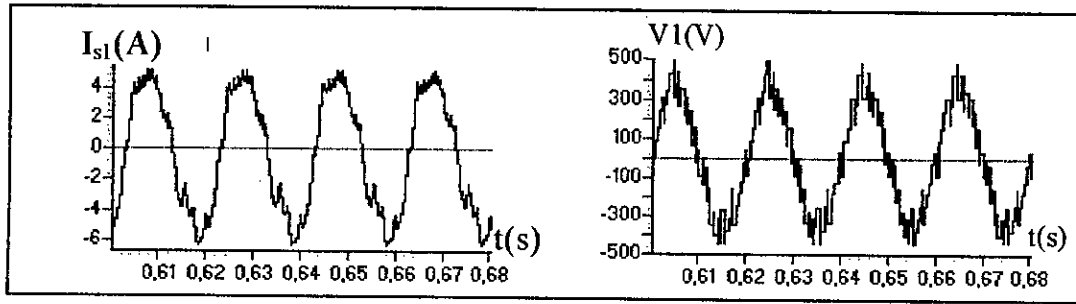


Figure VI.15a. Tension simple V_1 de l'onduleur triphasé à cinq niveaux et courant I_{s1} de la phase une de la MAS triphasé.

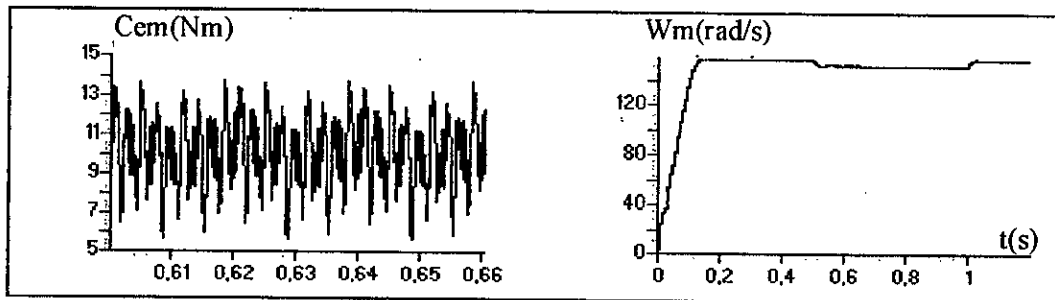


Figure VI.15.b. Couple et vitesse de la MAS associée à la cascade.

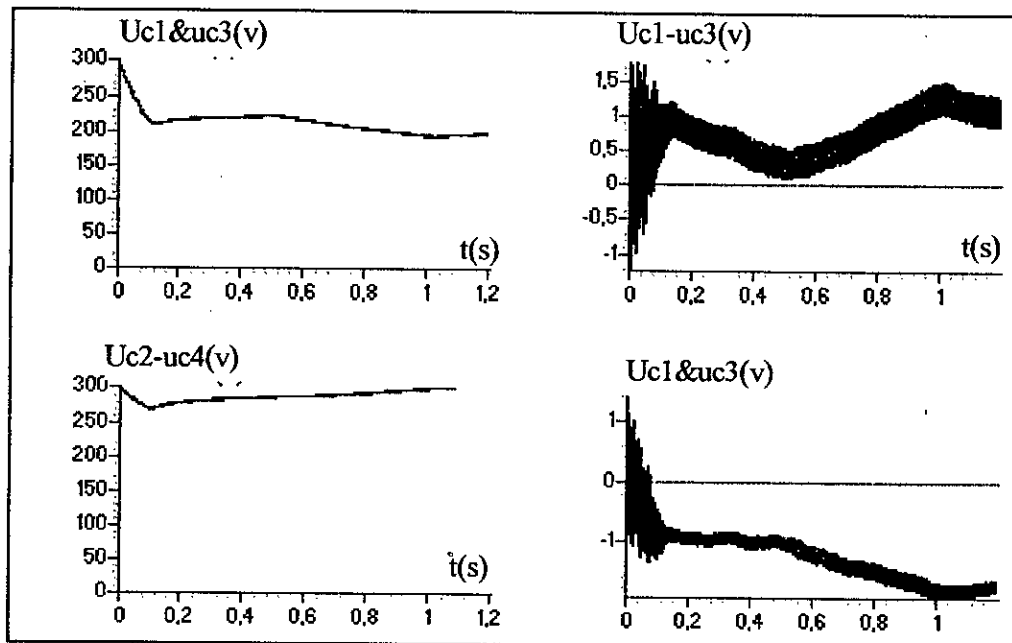


Figure VI.15.c. Les tensions U_{c1}, U_{c2}, U_{c3} et U_{c4} et leurs différences.

VI.5. La commande par modèle de référence de la vitesse de la MAS alimentée par la cascade

Dans cette dernière partie, on étudiera les performances de la commande par modèle de référence de la vitesse de la MAS alimentée par l'une des deux cascades utilisant le redresseur de courant à trois niveaux à MLI étudié précédemment.

La condition qu'on doit vérifier pour le choix du U_c (la valeur initiale que doit prendre les tensions U_{c1}, \dots, U_{c4}) est la même que celle utilisée précédemment.

La valeur efficace du courant de référence est choisie selon le principe de la conservation de la puissance.

VI.5. 1. Cas de la cascade à un seul redresseur de courant à trois niveaux

Pour analyser les performances de la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence de la vitesse d'une MAS associée à la cascade avec un seul redresseur, on a simulé l'ensemble. Le redresseur de courant à trois niveaux est commandé par hystérésis ($\Delta i=0.05$) et l'onduleur est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$). On a appliqué un créneau de couple ($10Nm$) entre $t=0.5s$ et $t=0.8s$ avec une inversion de sens de rotation de la MAS à $t=1s$. Les résultats de la simulation sont représentés dans les figures VI.18. *

On remarque dans la figure VI.18.a que la vitesse suit parfaitement sa référence, et le couple oscille autour de $10Nm$ pour compenser la charge appliquée à la MAS.

Pour les tensions U_{c1}, \dots, U_{c4} présentent des variations de telle sorte que le principe de la conservation de la puissance reste toujours vérifié. Les différences $U_{c1}-U_{c3}$ et $U_{c2}-U_{c4}$ sont faibles comme le montre la figure VI.18.b.

Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux sont représentés à la figure VI.18.c. On note l'annulation de I_{d1} et I_{d4} . Cela peut être justifié par le fait que l'onduleur fonctionne en trois niveaux au lieu de cinq niveaux. Car les amplitudes des tensions de référence (V_{ref}) données par le FOC sont très faibles devant U_{pm} (la valeur maximale des porteuses c.à.d r est très petite).

La figure VI.18.f montre les formes des tensions de référence pour deux valeurs de m ($m=4$ et $m=12$). On remarque la différence entre ces deux formes ce qui confirme l'influence de la valeur de m sur V_{ref} . Ce phénomène peut être expliqué par la négligence de la constante de temps de la fonction de transfert de l'onduleur car :

$$F_{ond}(s) = \frac{1}{1 + \tau s}$$

Telle que $\tau = \frac{T_h}{2}$ où T_h est la période d'une porteuse.

Quand m est petit, τ devient grand ce qui nous empêche de le négliger devant les constantes de temps de la MAS qui sont de même ordre et prises en considération.

Les figures (VI.16) et (VI.17) montrent les montages de la commande par MRAS de la MAS alimentée par les deux cascades suivantes respectivement :

- Redresseur à trois niveaux-onduleur à cinq niveaux.
- Deux redresseurs à trois niveaux-onduleur à cinq niveaux.

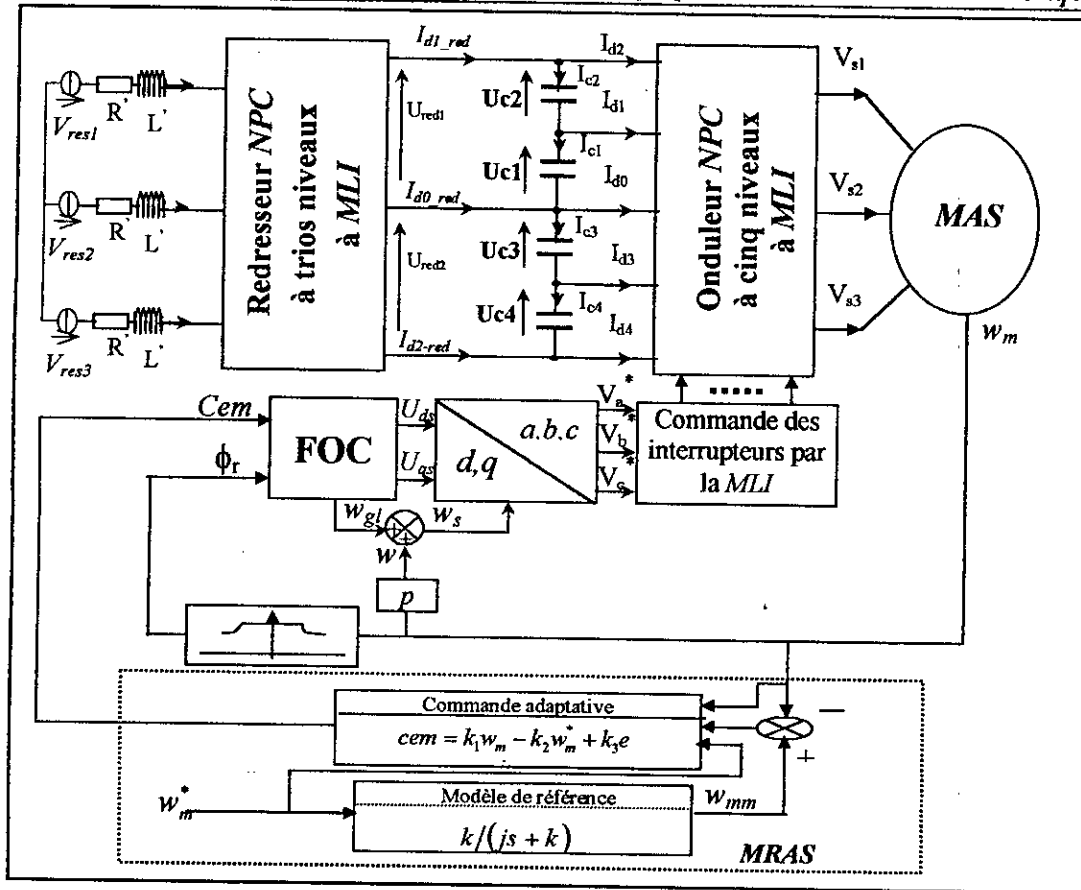


Figure VI.16. Commande par MRAS de la MAS alimentée par la cascade redresseur triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux..

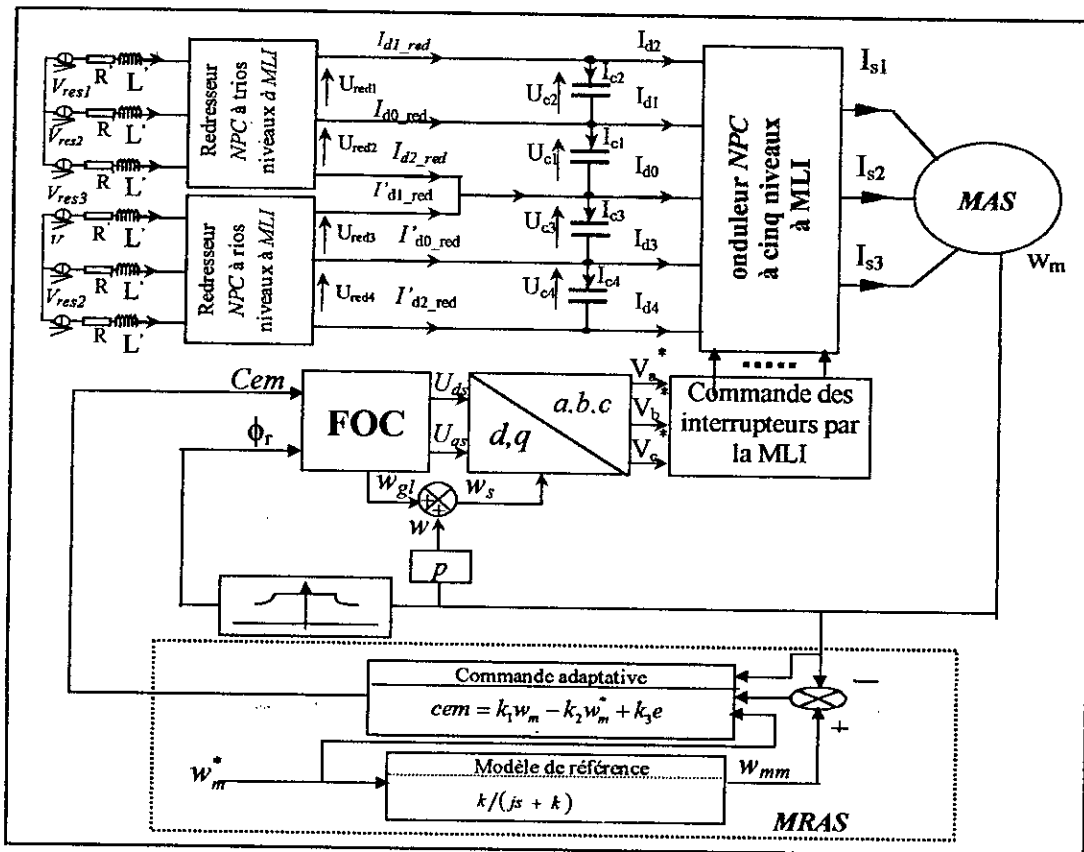


Figure VI.17. Commande par MRAS de la MAS alimentée par la cascade deux redresseurs triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux.

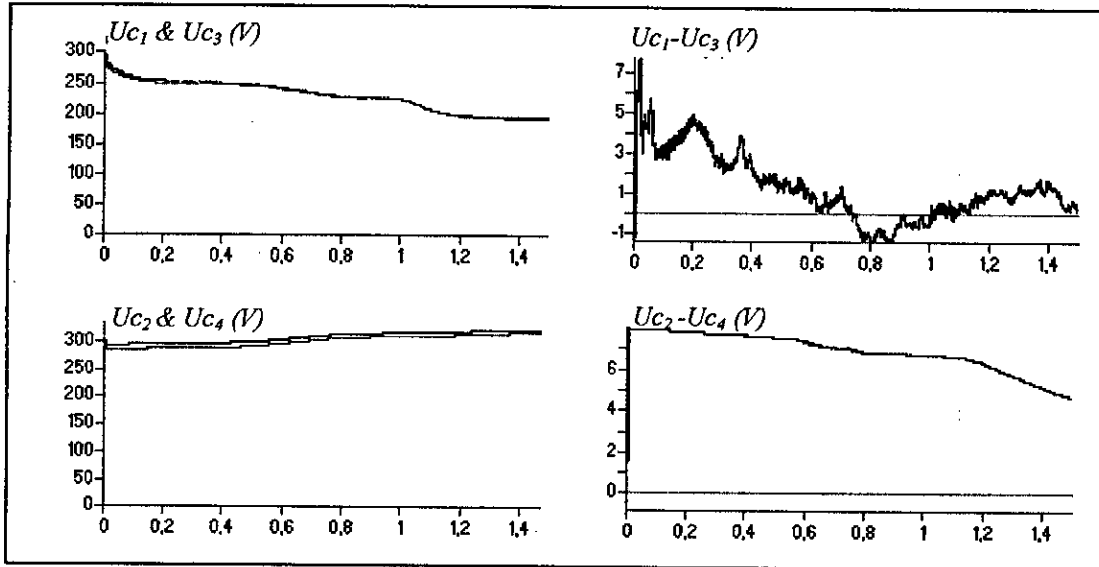


Figure VI.18.a Les tensions $Uc1, \dots, Uc4$ et les différence

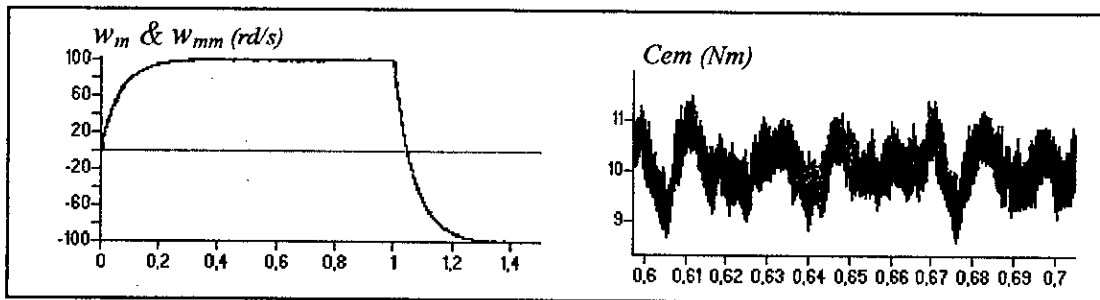


Figure VI.18.b Couple et vitesse de la MAS triphasée

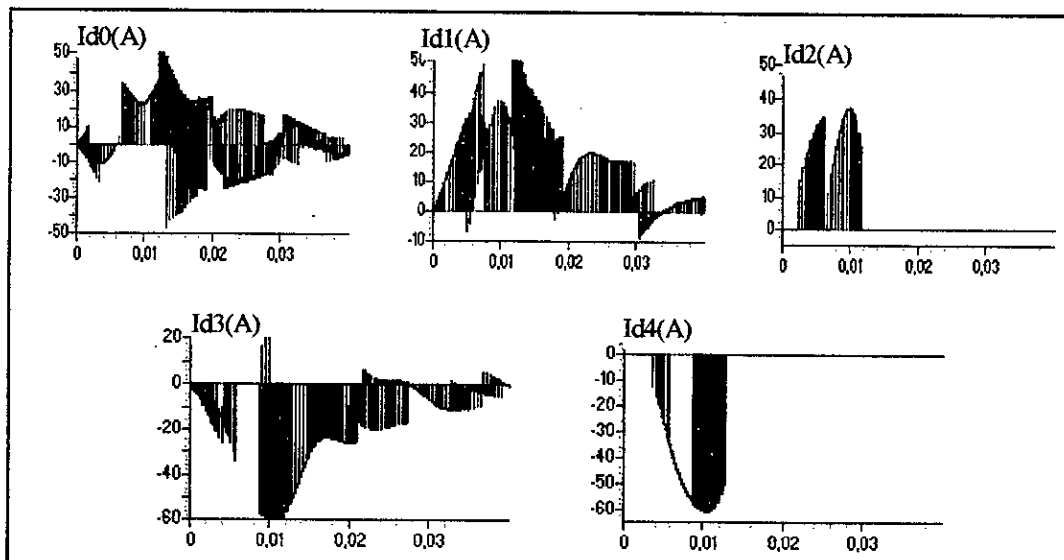


Figure VI.18.c Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$)

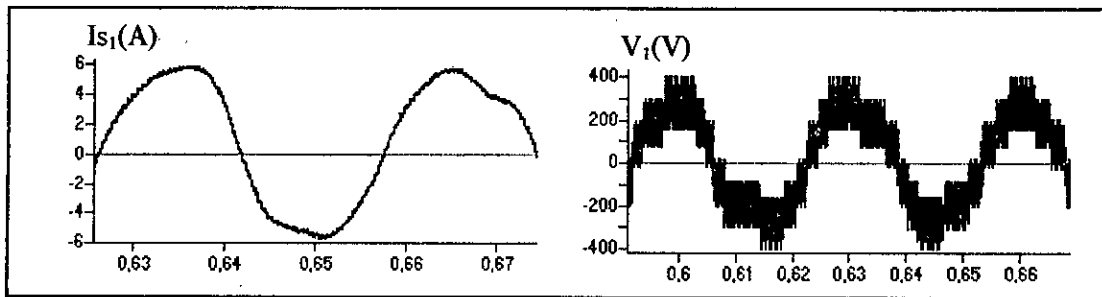


Figure VI.18.d Courant et tension de la MAS triphasée

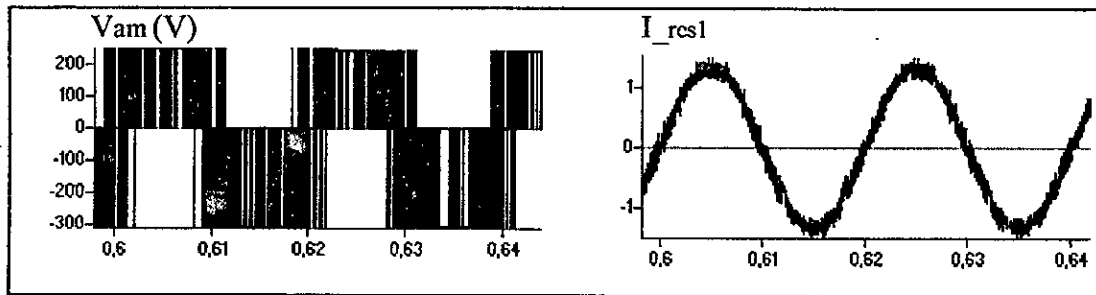


Figure VI.18.e Courant et tension du réseau qui alimente le redresseur.

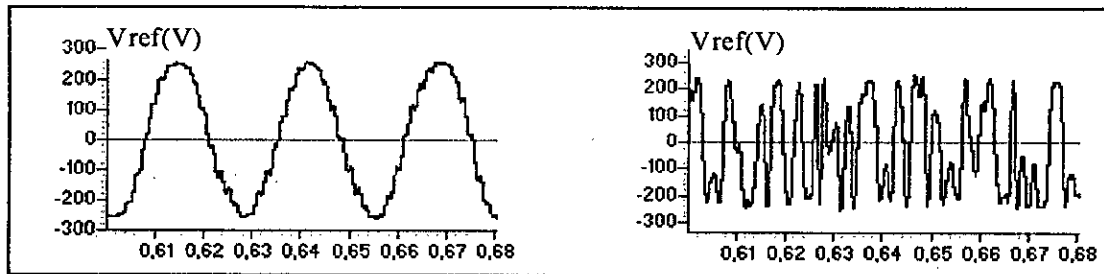


Figure VI.18.f. Tension de référence donnée par le FOC pour $m=12$ et $m=4$

VI.4.2. Cas de la cascade à deux redresseurs de courant à trois niveaux

Les figures VI.19.* montrent les performances de la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence de la vitesse d'une MAS associée à la cascade avec deux redresseurs. Les deux redresseurs de courant à trois niveaux sont commandés par hystérésis ($\Delta i=0.05$) et l'onduleur triphasé à cinq niveaux est commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=36, r=0.8$). On a appliqué un créneau de couple ($10Nm$) entre $t=0.5s$ et $t=0.8s$, avec une inversion de sens de rotation de la MAS à l'instant $t=1s$.

De même que pour le cas d'un seul redresseur, on remarque que la commande adaptative est performante car la vitesse suit toujours sa référence. Le couple oscille autour du couple résistant pour compenser la charge appliquée à la MAS (figure VI.19.b).

Les tensions $Uc1, \dots, Uc4$ sont plus stables que précédemment car elles sont commandées par quatre grandeurs ($I_{d1}, I_{d2}, I'_{d1}, I'_{d2}$) contrairement au premier cas où nous avons commandé quatre grandeurs par deux grandeurs seulement, mais l'instabilité de ces

tensions existe toujours ce qui nous conduit à affirmer que l'asservissement de ces dernières est nécessaire. Les différences $U_{c1-U_{c3}}$ et $U_{c2-U_{c4}}$ sont plus faibles comme le montre la figure VI.19.a.

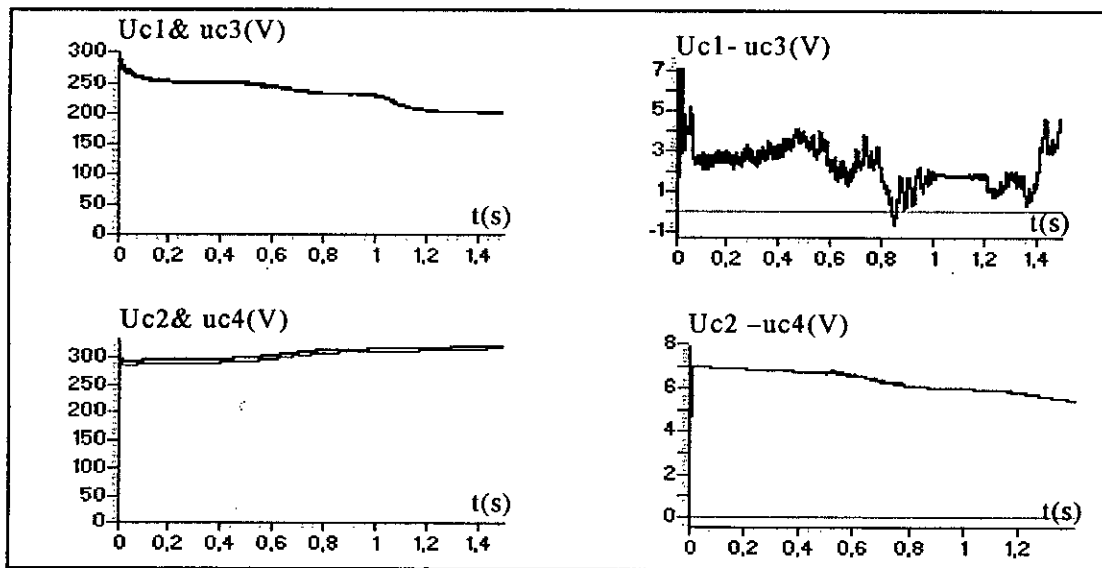


Figure VI.19.a Les tensions U_{c1}, \dots, U_{c4} et leurs différences

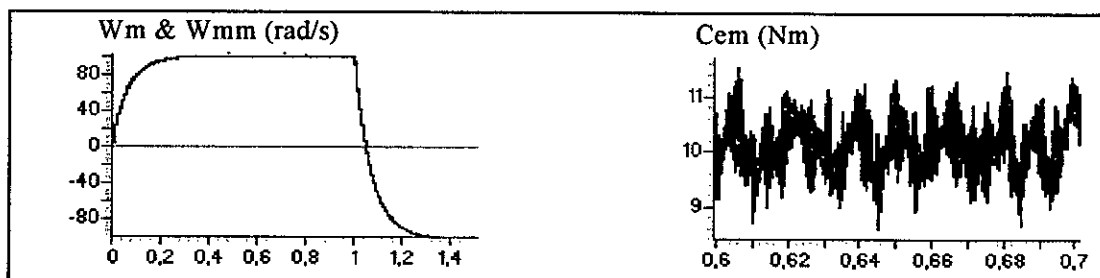


Figure VI.19.b Couple et vitesse de la MAS triphasée

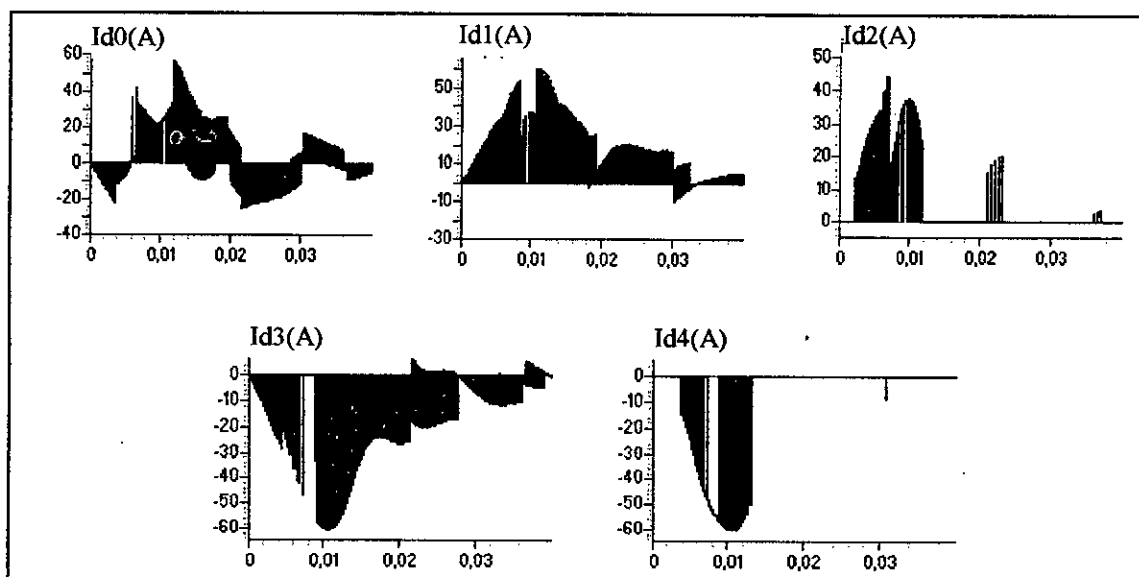


Figure VI.19.c Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$)

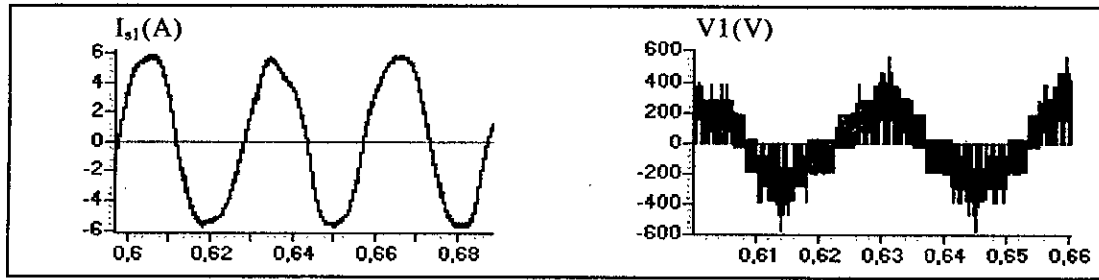


Figure VI.19.d Courant et tension de la MAS triphasée

VI.5. Pont de Clamping

Afin d'améliorer la tension d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC en minimisant le déséquilibre entre les quatre tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} , on propose d'étudier le pont de CLAMPING.

VI.5.1. Cascade redresseur de courant triphasé à trois niveaux-pont de Clamping-onduleur-MAS

Le modèle du pont de CLAMPING est défini par le système suivant (la figure VI.20) :

$$\begin{cases} \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} I_{c1} \\ I_{c1} = I_{c2} + I_{r2} - I_{d1} - I_{r1} \\ I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_r} \end{cases} \quad \begin{cases} \frac{dU_{c3}}{dt} = \frac{1}{C_3} I_{c3} \\ I_{c3} = I_{d3} + I_{c4} + I_{r4} - I_{r3} \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_r} \end{cases} \\
 \begin{cases} \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} I_{c2} \\ I_{c2} = I_{d1_red} - I_{r2} - I_{d2} \\ I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_r} \end{cases} \quad \begin{cases} \frac{dU_{c4}}{dt} = \frac{1}{C_4} I_{c4} \\ I_{c4} = I_{d4} - I_{r4} - I_{d2_red} \\ I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_r} \end{cases}
 \end{cases}$$

L'algorithme de commande du pont est le suivant :

$$\begin{cases} \Delta U_{c1} > 0 & I_{r1} = 0, I_{r2} \neq 0 \Rightarrow T_1 = 0, T_2 = 1 \\ \Delta U_{c1} < 0 & I_{r1} \neq 0, I_{r2} = 0 \Rightarrow T_1 = 1, T_2 = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Delta U_{c2} > 0 & I_{r3} = 0, I_{r4} \neq 0 \Rightarrow T_3 = 0, T_4 = 1 \\ \Delta U_{c2} < 0 & I_{r3} \neq 0, I_{r4} = 0 \Rightarrow T_3 = 1, T_4 = 0 \end{cases}$$

Avec :

$$\Delta U_{c1} = U_{c2} - U_{c1}$$

$$\Delta U_{c2} = U_{c4} - U_{c3}$$

La figure VI.17 présente la structure du pont de CLAMPING.

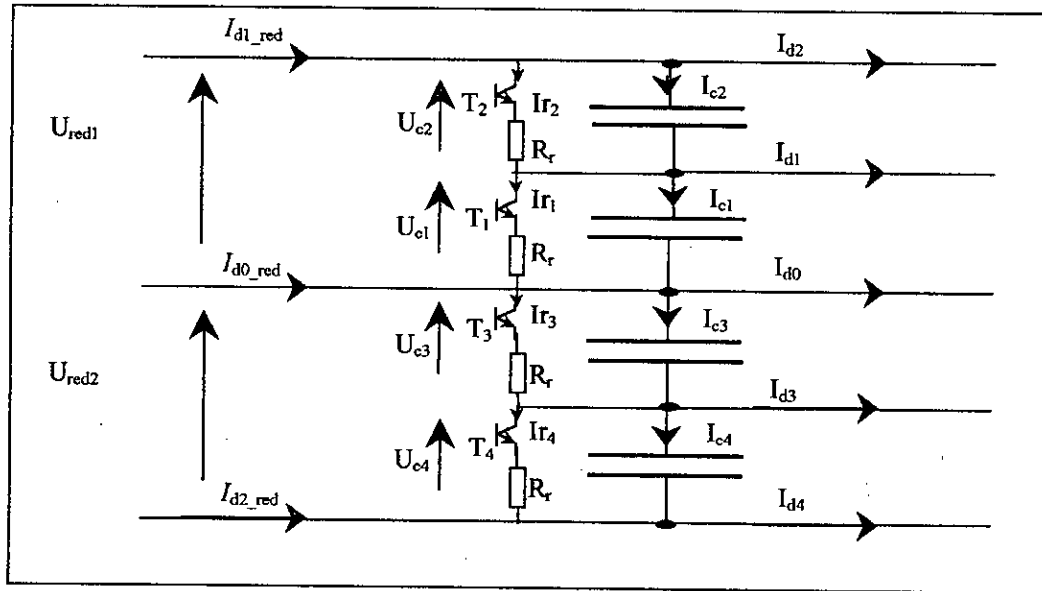


Figure VI.20. Filtre intermédiaire de la cascade redresseur de courant triphasé à trois niveaux-pont de clamping-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux

Simulation et interprétation

Les figures VI.21.* montrent les différentes grandeurs de cette cascade. La figure VI.21.d présente le courant et la tension d'une phase du moteur. Le couple électromagnétique oscille autour du couple résistant. Les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} sont égales. Ainsi, le déséquilibre est éliminé. La figure VI.21.c présente les courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux I_{d0} , I_{d1} , I_{d2} , I_{d3} et I_{d4} . Le courant I_{d0} a une valeur moyenne nulle. La vitesse suit parfaitement sa consigne. La figure VI.21.e présente le courant et la tension de la phase une du réseau d'alimentation. On remarque que ce courant est presque sinusoïdal et en phase avec sa tension.

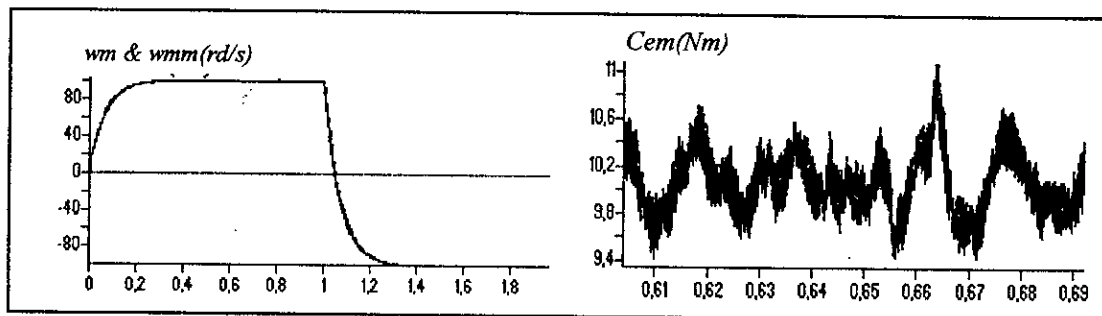


Figure VI.21.a. Couple et vitesse de la MAS triphasée

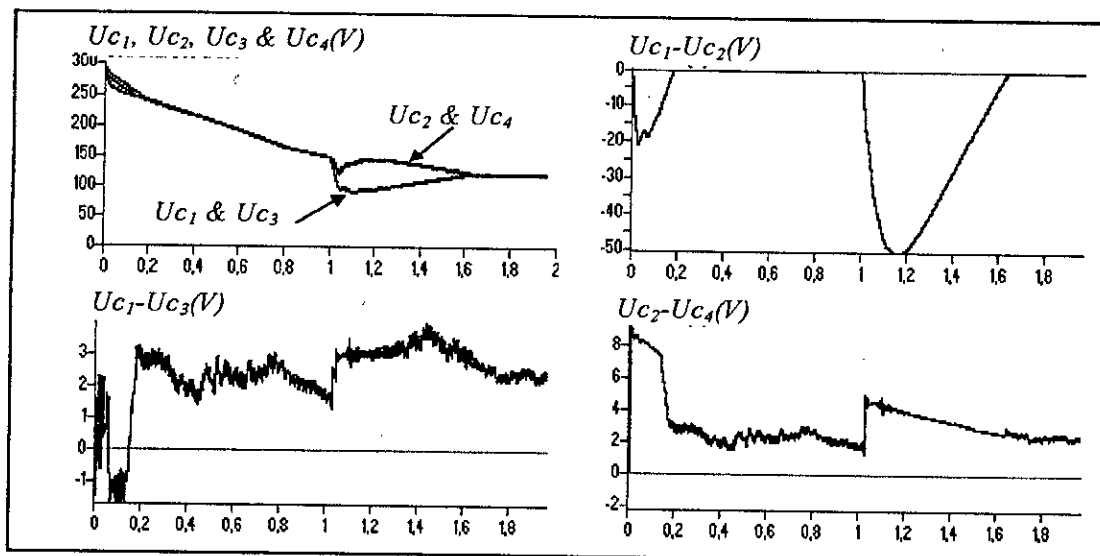


Figure VI.21.b. Les tensions $Uc1, \dots, Uc4$ et leurs différences

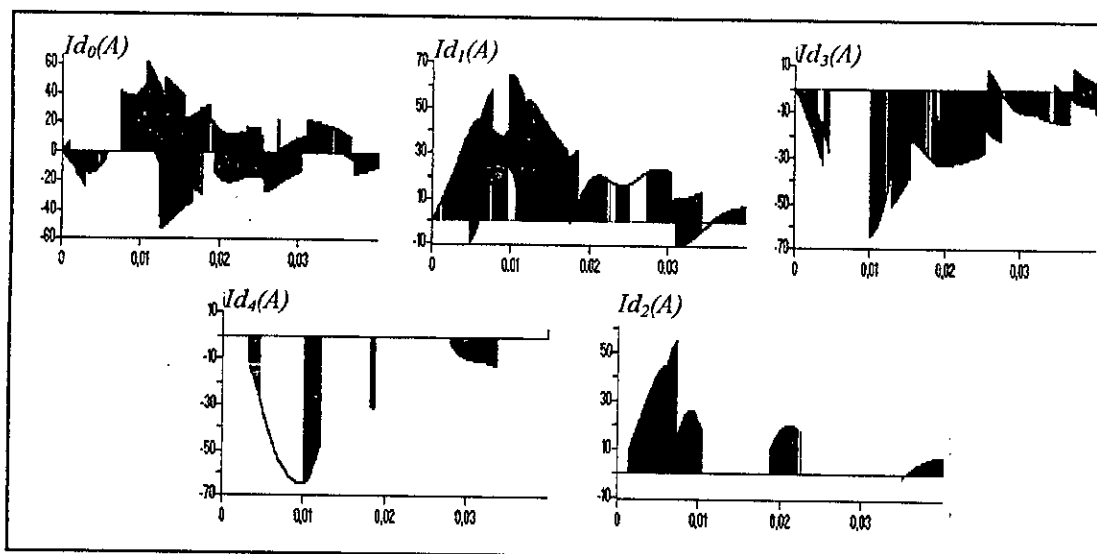


Figure VI.21.c Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à quatre porteuses ($m=36, r=0.8$)

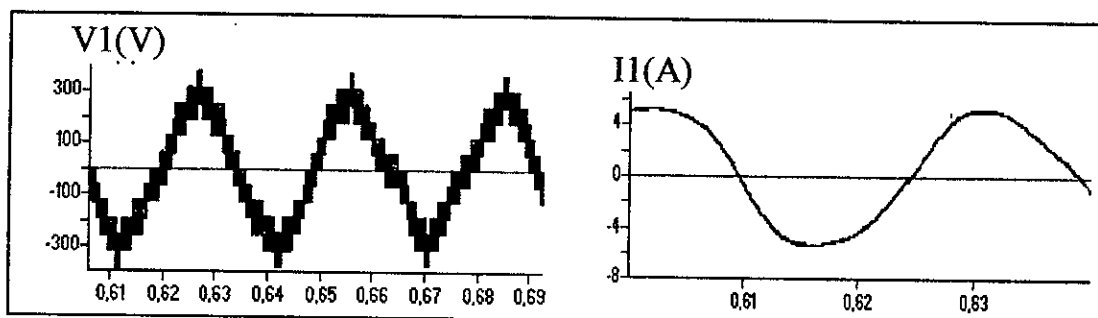


Figure VI.21.d Courant et tension de la MAS triphasée

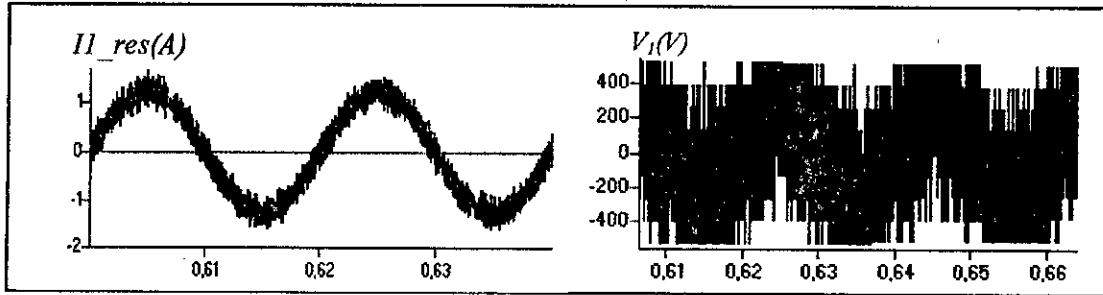


Figure.VI.21.e Courant et tension de réseau qui alimente le redresseur.

VI.5.2. Cascade de deux redresseurs de courant triphasé à trois niveaux-pont de clamping-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux

La structure de ce pont est donnée par la *figure VI.22*. Son modèle est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{dU_{c1}}{dt} = \frac{1}{C_1} I_{c1} \\ I_{c1} = I_{d0_red} + I_{r2} + I_{c2} - I_{d1} - I_{r1} \\ I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_r} \end{cases}
 \quad
 \begin{cases} \frac{dU_{c3}}{dt} = \frac{1}{C_3} I_{c3} \\ I_{c3} = I_{d3} + I_{c4} + I_{r4} - I_{r3} - I'_{d0_red} \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_r} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{dU_{c2}}{dt} = \frac{1}{C_2} I_{c2} \\ I_{c2} = I_{d1_red} - I_{r2} - I_{d2} \\ I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_r} \end{cases}
 \quad
 \begin{cases} \frac{dU_{c4}}{dt} = \frac{1}{C_4} I_{c4} \\ I_{c4} = I_{d4} - I_{r4} - I'_{d2_red} \\ I_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_r} \end{cases}$$

L'algorithme de commande du pont est le même que précédemment.

Simulation et interprétation

Les *figures.VI.23.** montrent l'évolution des différentes grandeurs de la cascade en fonction du temps. La *figure.VI.23.d* présente le courant et la tension de la phase une de la MAS. Le couple électromagnétique oscille autour du couple résistant. Les tensions U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4} sont égales donc le déséquilibre est éliminé. La différence entre les tensions (U_{c1} , U_{c2} , U_{c3} et U_{c4}) est pratiquement nulle. Ainsi, le potentiel du point M est plus stable. La *figure.VI.23.c* présente les courants d'entrée de l'onduleur à cinq niveaux I_{d0} , I_{d1} , I_{d2} , I_{d3} et I_{d4} . Le courant I_{d0} a une valeur moyenne nulle. La vitesse suit parfaitement sa consigne.

La comparaison entre les résultats de ces deux cascades un ou deux redresseurs triphasés à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux montre que la différence entre les différentes tensions est minimale dans le cas d'une cascade avec deux redresseurs.

La figure VI.22 présente la structure du pont de clamping.

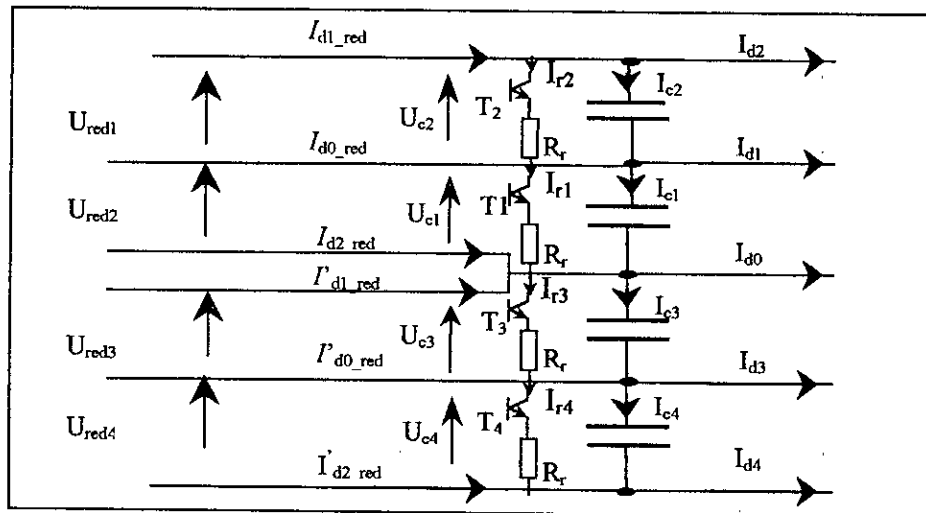


Figure VI.22. Filtre intermédiaire de la cascade deux redresseurs de courant triphasé à trois niveaux- pont clamping-onduleur de tension triphasé à cinq niveaux.

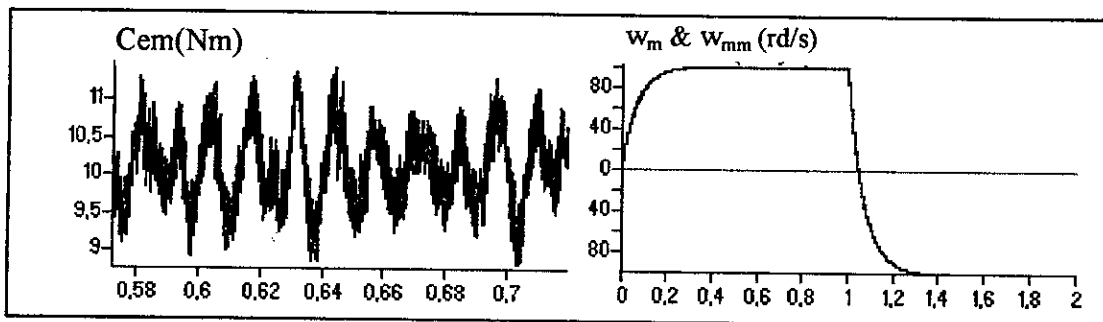


Figure VI.23.a. couple et vitesse de la MAS triphasée

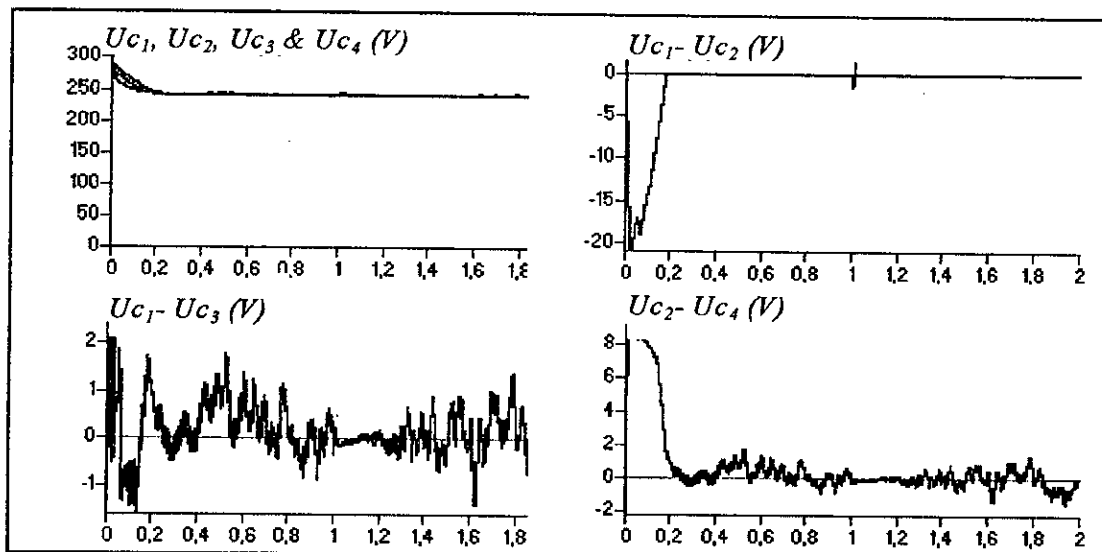


Figure VI.23.b. Les tensions $Uc1, \dots, Uc4$ et leurs différences

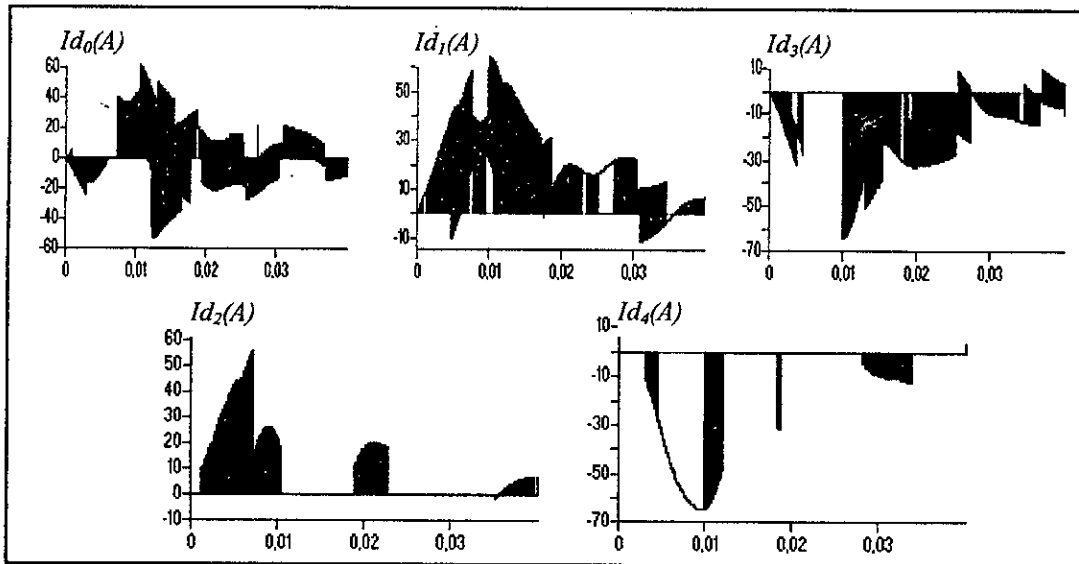


Figure VI.23.c. Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux commandé par la stratégie tringulo-sinusoidale de quatre porteuses ($m=36, r=0.8$)

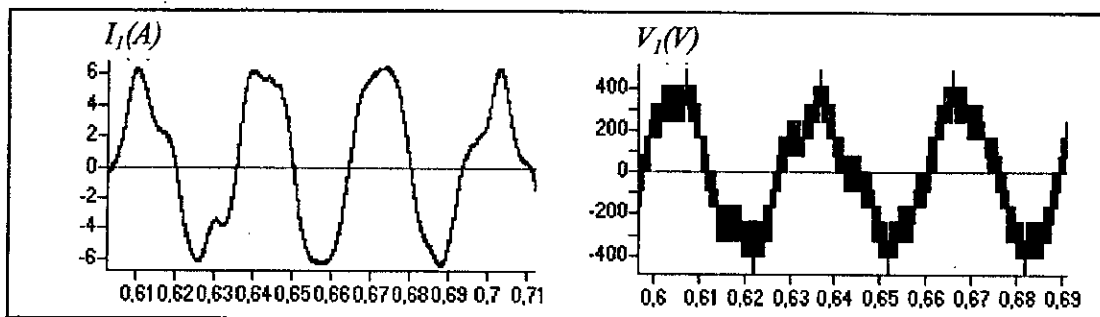


Figure VI.23.d Courant et tension de la MAS triphasée

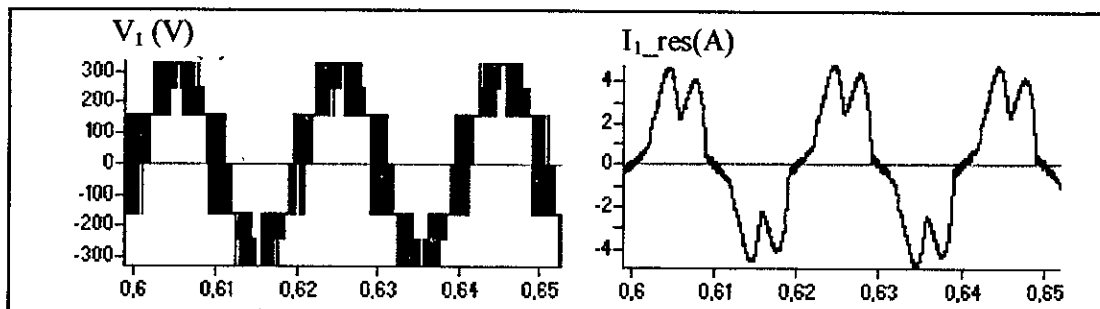


Figure VI.23.e Courant et tension du réseau alimente le redresseur

Les figures (VI.24) et (VI.25) montrent les montages de la commande par MRAS de la MAS alimentée par les deux cascades suivantes respectivement :

- Redresseur à trois niveaux-onduleur à cinq niveaux.
- Deux redresseurs à trois niveaux-onduleur à cinq niveaux.

Avec introduction du pont de clamping.

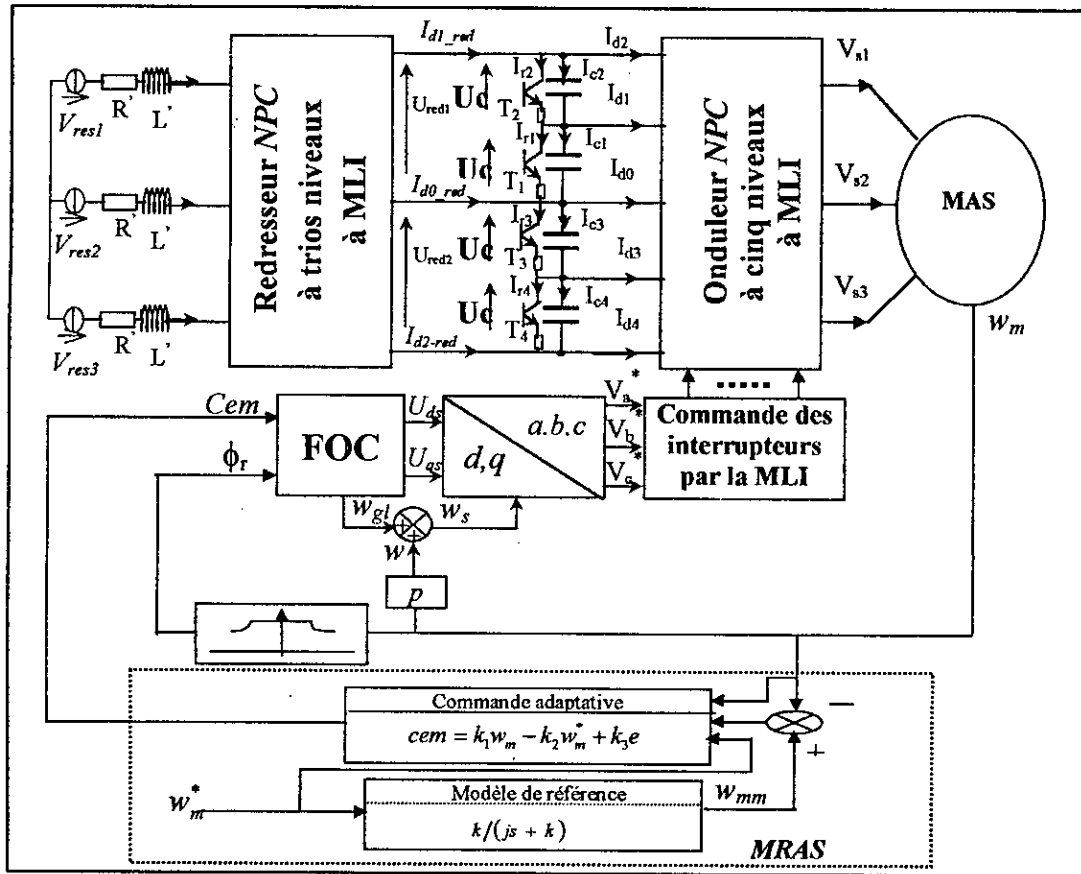


Figure VI.24. Commande par MRAS de la MAS alimentée par la cascade redresseur triphasé à trois niveaux-onduleur à cinq niveaux-pont de clamping.

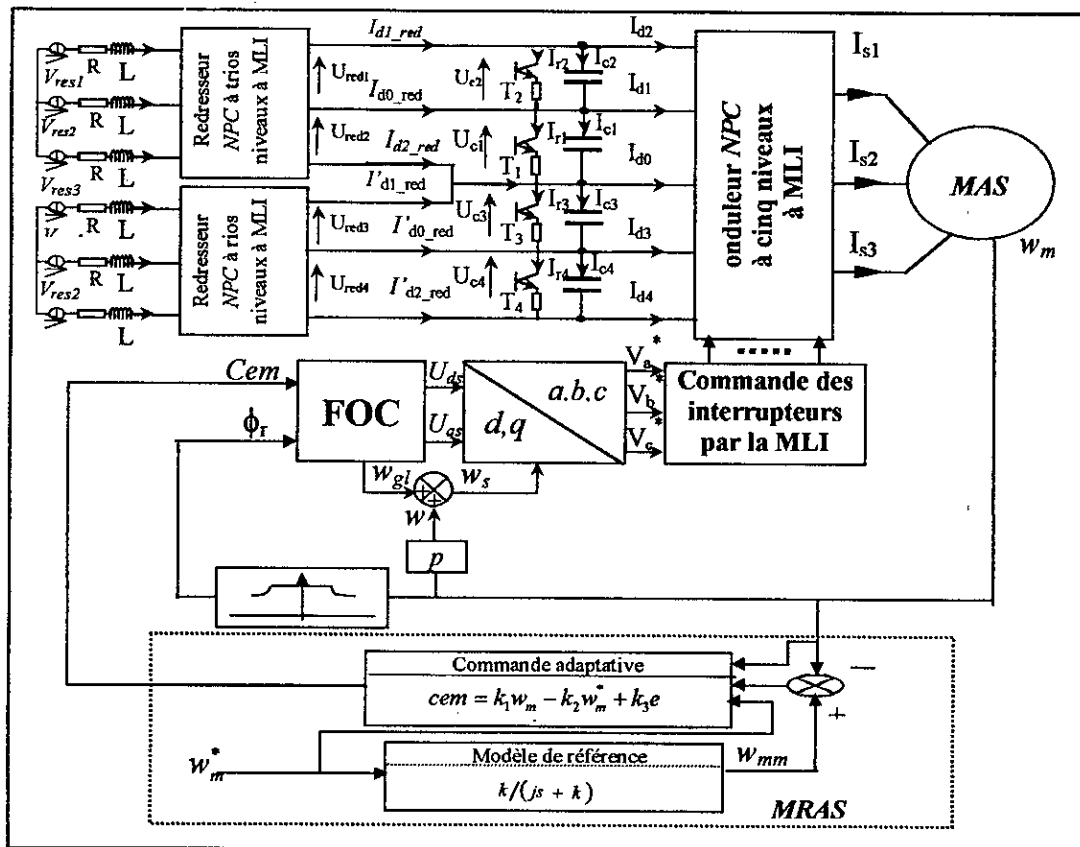


Figure VI.25. Commande par MRAS de la MAS alimentée par la cascade redresseur triphasé à trois niveaux-onduleur à cinq niveaux-pont de clamping.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié deux grandes parties :

Dans la première partie, on a étudié deux structures de changeurs de fréquence ayant l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure *NPC* comme pont de sortie. Ainsi, on a présenté les cascades suivantes :

- Cascade un redresseur de courant à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux machine asynchrone triphasée.
- Cascade deux redresseurs de courant à trois niveaux-onduleur triphasé à cinq niveaux machine asynchrone triphasée.

L'utilisation des redresseurs de courant à trois niveaux commandés par hystérésis permet d'avoir un courant coté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité. Pour ce type de commande (*par hystérésis*) et afin d'éviter une charge continue des condensateurs $C1, C2, C3$ et $C4$, on doit asservir la valeur efficace des courants de référence des redresseurs entre le régime transitoire et le régime permanent de la *MAS*.

Dans la deuxième partie, on a étudié les performances de la commande globale du système dans le cas du réglage de vitesse par la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence.

Le pont de *CLAMPING* nous a permis d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure *NPC* en minimisant le déséquilibre entre les quatre tensions $Uc1, Uc2, Uc3$ et $Uc4$.

En conclusion et afin de limiter la fréquence de commutation de redresseur, cette étude doit être suivie par une étude d'asservissement de ces redresseurs.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons étudié la commande adaptative de la vitesse d'une machine asynchrone alimentée par une cascade d'un ou de deux redresseurs MLI à trois niveaux-onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC.

Premièrement, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée en élaborant son modèle mathématique. L'importance de la transformation de PARK utilisée dans ce chapitre réside dans la réduction du système d'état de la machine de six à quatre équations.

Dans le second chapitre, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone triphasée. Grâce à cette commande, la MAS devient commandable comme une machine à courant continu. Puis, nous avons étudié le réglage de la vitesse de la MAS par un régulateur classique PI. Enfin, nous avons testé la robustesse de ce réglage par une variation des paramètres de la machine. Le réglage classique de la vitesse présente plusieurs inconvénients (comme l'influence de la perturbation et de la variation des paramètres de la machine).

Afin d'améliorer le réglage de la vitesse de la machine, le troisième chapitre est consacré à l'étude de la commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence de la MAS. Cette commande donne des résultats satisfaisants car elle élimine l'influence de la perturbation et peut s'adapter aux variations des paramètres de la machine.

Pour une alimentation réelle de la machine, nous avons proposé dans le quatrième chapitre un convertisseur statique continu-alternatif destiné aux fortes puissances et hautes tensions : c'est l'onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. Ce chapitre est divisé en deux grandes parties :

La première partie a été consacrée au développement des points suivants :

- Le modèle de fonctionnement de ce convertisseur.
- Le modèle de connaissance et de commande de l'onduleur en utilisant les fonctions de connexion.

nous avons montré en particulier que l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC est équivalent à deux onduleurs à trois niveaux ou à quatre onduleurs à deux niveaux mis en série.

La deuxième partie a été consacrée au développement de deux stratégies de commande de ce nouvel onduleur.

- La commande triangulo-sinusoïdale à quatre porteuses.
- Modulation vectorielle.

La caractéristique de réglage de cet onduleur est linéaire jusqu'à $r_{max}=1$ pour la première stratégies et jusqu'à $r_{max}=1.2$ pour la deuxième. Le taux d'harmoniques décroît avec l'augmentation de r . L'augmentation de fréquence de hachage des porteuses permet de pousser les harmoniques vers des hautes fréquences qui seront facilement filtrés. Les harmoniques se rangent en familles centrées autour des fréquences multiples de $4mf$ pour la première stratégie et multiple de mf pour la deuxième.

Dans le cinquième chapitre, nous avons analysé les performances de la commande de vitesse de la MAS triphasée alimentée par l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC en utilisant :

- Un régulateur PI
- La commande adaptative par poursuite d'un modèle de référence.

Les résultats obtenus dans ce chapitre sont satisfaisants et comparables à ceux obtenus dans le deuxième et le troisième chapitre où l'alimentation est supposée parfaite de la MAS.

Dans le dernier chapitre, nous avons étudié des changeurs de fréquence ayant pour pont de sortie un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC. On a analysé deux cascades :

- cascade d'un redresseur de courant à trois niveaux-onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC-MAS.
- cascade de deux redresseurs de courant à trois niveaux-onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC-MAS.

Ces changeurs de fréquence nous ont permis d'avoir un courant de réseau pratiquement sinusoïdal et en phase avec sa tension (c'est à dire un facteur de puissance pratiquement unitaire). Les performances de réglage de la vitesse de la MAS alimentée par ces cascades sont très prometteuses quand à l'utilisation de ces dernières dans les domaines des grandes puissances et/ou des hautes tensions, par exemple dans l'attraction électrique. Le problème majeur présenté à par ces cascades est la fluctuation du potentiel du point milieu M du pont capacitif (C_1, C_2, C_3, C_4). Pour résoudre ce problème, on a présenté une méthode simple qui permet d'éliminer les différences entre les tensions ($U_{C1}, U_{C2}, U_{C3}, U_{C4}$): c'est l'utilisation d'un pont de *CLAMPING*. Mais les variations brusques et considérables de ces tensions nécessitent un asservissement avec des boucles de régulation des tensions et des courants. Cet asservissement doit nous permettre d'avoir : des tensions d'entrée de l'onduleur constantes, des différences entre elles nulles et en conséquence un potentiel de M nul. Tout ça dont l'intérêt de réduire les valeurs des capacités (C_1, C_2, C_3, C_4).

Annexes

Annexe I

Les paramètres de la machine utilisée pour notre étude

Puissance nominale :	$P_n = 1.5 \text{ kW}$
Tension nominale :	$V_n = 220/380 \text{ V}$
Courant nominale :	$I_n = 6.7/3.7 \text{ A}$
Résistance d'une phase statorique :	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator :	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance de fuite statorique :	$l_s = 0.274 \text{ H}$
Inductance de fuite d'une phase rotorique ramenée au stator :	$l_r = 0.274 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique stator-rotor :	$M_{sr} = 0.258 \text{ H}$
Moment d'inertie :	$J = 0.031 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement :	$k_f = 0.001136 \text{ Nm.s/rd}$
vitesse nominal :	$N_n = 1420 \text{ tr/mn}$
Nombre de paire de pôles :	$p = 2$

Annexe II

Modélisation de la machine asynchrone

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park lié à un référentiel tournant à une vitesse quelconque w_p est donné par le système ci dessous :

$$\begin{cases} U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - w_p \Phi_{qs} \\ U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + w_p \Phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{A.II.1})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (w_p - pw_m) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (w_p - pw_m) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{A.II.2})$$

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (\text{A.II.3})$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{A.II.4})$$

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \\ J \frac{dw}{dt} = p \left(C_e - C_r - k_f \frac{w}{p} \right) \end{cases}, \quad w = pw_m \quad (\text{A.II.5})$$

Mise sous forme d'équations d'état : $\dot{X} = AX + BU$

On prend : $X = (I_{ds}, I_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr})$

$$(A.II.4) \Rightarrow \begin{cases} I_{dr} = (\Phi_{dr} - L_m I_{ds}) / L_r \\ I_{qr} = (\Phi_{qr} - L_m I_{qs}) / L_r \end{cases} \quad (A.II.6)$$

$$(A.II.3) \Rightarrow \begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m (\Phi_{dr} - L_m I_{ds}) / L_r \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m (\Phi_{qr} - L_m I_{qs}) / L_r \end{cases} \quad (A.II.7)$$

$$(A.II.2) \Rightarrow \begin{cases} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} L_m I_{ds} - R_r \frac{\Phi_{dr}}{L_r} + (w_p - pw_m) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} L_m I_{qs} - (w_p - pw_m) \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (A.II.8)$$

$$(A.II.3) \text{ et } (A.II.5) \Rightarrow \begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{L_m^2}{L_r} \frac{dI_{ds}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \frac{L_m^2}{L_r} \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (A.II.9)$$

On a :

$$\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \right)$$

En substituant (A.I.8) dans (A.I.9), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r I_{ds} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} (w_p - pw_m) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r I_{qs} - \frac{L_m}{L_r} (w_p - pw_m) \Phi_{dr} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (A.II.10)$$

$$(A.II.6) \Rightarrow \begin{cases} -w_p \Phi_{qs} = -w_p L_s \sigma I_{qs} - w_p \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} \\ w_p \Phi_{ds} = w_p L_s \sigma I_{ds} + w_p \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} \end{cases} \quad (A.II.11)$$

En remplaçant (A.II.10) et (A.II.11) dans (A.II.1), on aura :

$$\begin{cases} U_{ds} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{ds} - w_p L_s \sigma I_{qs} - \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_{dr} - pw_m \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ U_{qs} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{qs} + \sigma L_s w_p I_{ds} + pw_m \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_{qr} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (A.II.12)$$

D'où le modèle de la machine dans un référentiel tournant à une vitesse quelconque w_p est suivant (A.II.13)

$$\left[\begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{ds} + w_p L_s \sigma I_{qs} + \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_{dr} + p w_m \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} + U_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \sigma L_s w_p I_{ds} - \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{qs} - p w_m \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{T_r L_r} \Phi_{qr} + U_{qs} \right] \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + (w_p - p w_m) \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - (w_p - p w_m) \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \\ \frac{dw_m}{dt} = \frac{1}{j} (C_{em} - C_r + k_f w_m) \end{array} \right. , \quad w_m = \frac{w}{p}$$

D'où le système (A.II.14) qui représente la mise sous forme d'équations d'état du modèle de la machine:

$$\left[\begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} \\ \frac{dw_m}{dt} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{ccccc} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) & \frac{1}{\sigma L_s} w_p L_s \sigma & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} w \frac{L_m}{L_r} & \\ -\frac{1}{\sigma L_s} \sigma L_s w_p & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} w \frac{L_m}{L_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} & \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & + (w_p - w) & \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & - (w_p - w) & \frac{1}{T_r} & \end{array} \right] \left[\begin{array}{l} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{array} \right] + \left[\begin{array}{cc} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{l} U_{ds} \\ U_{qs} \end{array} \right]$$

(A.II.14)

Annexe III

Calcul des paramètres du régulateur classique PI

Les systèmes en boucle fermée sont représentés comme suit :

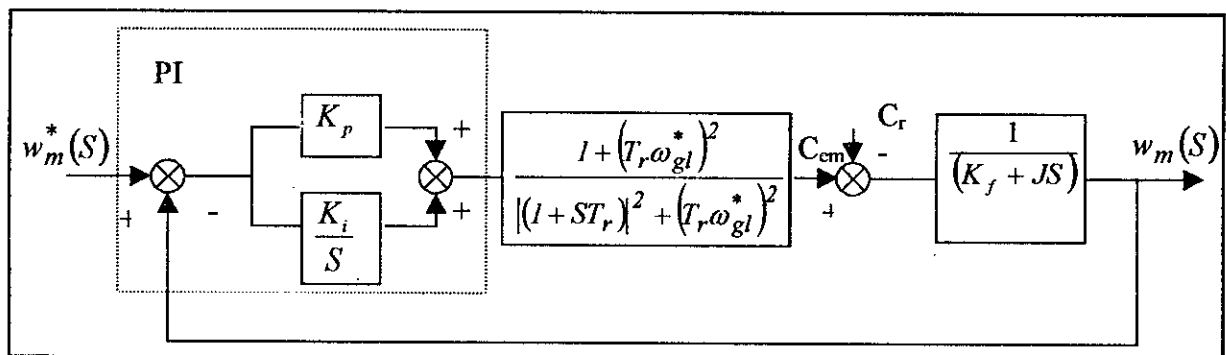


Figure II.8. Schéma fonctionnel du réglage de vitesse avec PI classique.

On prend :

$$\omega_{gl}^* = w_{g \ln om} = \frac{R_r C_{emnom}}{P \Phi_{mom}^2}$$

$$G_0(S) = \frac{1 + T_n S}{T_i S} \cdot \frac{K}{(1 + T_d S)(1 + T_p S)}$$

avec $T_n = \frac{K_p}{K_i}$, $T_i = \frac{1}{K_i}$

A.N :

$T_d = 3.875$, $T_p = 0.0078$, $K = 125$

On a aussi

$$\frac{1+T_n S}{(1+T_d S)(1+T_p S)} \approx \frac{1}{1+T_{eq} S}$$

$$T_{eq} = T_d + T_p - T_n$$

T_{eq} : constante de temps équivalente correspondante à une approximation de la fonction de transfert précédente en fonction du premier ordre déterminé à partir de la surface de réglage. D'où on a :

$$G_{bf}(S) = \frac{1}{1 + \frac{K_i}{K} S + \frac{1}{w_n} S^2}$$

On identifie $G_B(S)$ avec la fonction de transfert de second ordre suivante :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{w_n} S + \frac{1}{w_n} S^2}$$

telle que ξ et w_n représentent respectivement l'amortissement et la pulsation propre du système.

On choisit : $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$ et $w_n = 20 \text{ rad/s}$

A.N : $K_i = 0.1131$, $K_p = 0.4352$

Annexe IV

Réflexion sur les différentes commande complémentaires possibles pour les onduleurs à cinq niveaux

Soit le bras k d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Pour une première vue, l'interrupteur T_{ki} par exemple peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des autres interrupteurs du demi bras du bas. Ainsi, on remarque que six commandes complémentaires sont possibles pour chaque bras de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC.

❖ Commande N°01

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{A.IV.1})$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous :

N°	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	B_{k5}	B_{k6}	V_{km}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	1	0	$-U_c$
3	0	1	0	1	0	1	$V=0$ ou $i=0$
4	0	1	1	1	0	0	$V=0$ ou $i=0$
5	1	0	0	0	1	1	$V=0$ ou $i=0$
6	1	0	1	0	1	0	$V=0$ ou $i=0$
7	1	1	0	0	0	1	U_c
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A.IV.1

Cette commande rend le système pratiquement commandable en quatre niveaux seulement en interdisant les commandes n°3.4.5.et 6.

❖ Commande N°02

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k3} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k2} \end{cases} \quad (\text{A.IV.2})$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-après :

N°	B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	B _{k5}	B _{k6}	V _{km}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	0	1	$V=0$ ou $i=0$
3	0	1	0	1	1	0	$-U_c$
4	0	1	1	1	0	0	$V=0$ ou $i=0$
5	1	0	0	0	1	1	$V=0$ ou $i=0$
6	1	0	1	0	0	1	$V=0$ ou $i=0$
7	1	1	0	0	1	0	U_c
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A.IV.2

De même que la commande précédente, cette commande rend le système commandable en quatre niveaux seulement.

❖ **Commande N°03**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B}_{k2} \\ B_{k5} = \overline{B}_{k1} \\ B_{k6} = \overline{B}_{k3} \end{cases} \quad (\text{A.IV.3})$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous :

N°	B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	B _{k5}	B _{k6}	V _{km}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	1	1	0	$-U_c$
3	0	1	0	0	1	1	<i>Pas connue</i>
4	0	1	1	0	1	0	<i>Pas connue</i>
5	1	0	0	1	0	1	0
6	1	0	1	1	0	0	0
7	1	1	0	0	0	1	U_c
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A.IV.3

Cette commande complémentaire rend le système commandable en cinq niveaux en interdisant les cas (n°3 et 4) où la configuration dépend en plus des grandeurs électriques du système.

❖ **Commande N°04**

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k3} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k1} \end{cases} \quad (\text{A.IV.4})$$

N°	B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	B _{k5}	B _{k6}	V _{km}
1	0	0	0	1	1	1	-2U _c
2	0	0	1	1	0	1	V=0 ou i=0
3	0	1	0	0	1	1	Pas connue
4	0	1	1	0	0	1	Pas connue
5	1	0	0	1	1	0	Court-irruit
6	1	0	1	1	0	0	0
7	1	1	0	0	1	0	U _c
8	1	1	1	0	0	0	2U _c

Tableau A.IV.4

Cette commande complémentaire rend le système commandable en quatre niveaux en interdisant les cas (n° 2,3 et 4) où la configuration dépend en plus des grandeurs électriques du système et au cas (n° 5) où la source de tension est en court-circuit.

❖ *Commande N°05*

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \bar{B}_{k3} \\ B_{k5} = \bar{B}_{k1} \\ B_{k6} = \bar{B}_{k2} \end{cases} \quad (\text{A.IV.5})$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous :

N°	B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	B _{k5}	B _{k6}	V _{km}
1	0	0	0	1	1	1	-2U _c
2	0	0	1	0	1	1	Pas connue
3	0	1	0	1	1	0	-U _c
4	0	1	1	0	1	0	Pas connue
5	1	0	0	1	0	1	0
6	1	0	1	0	0	1	V=0 où i=0
7	1	1	0	1	0	0	Court-irruit
8	1	1	1	0	0	0	2U _c

Tableau A.IV.5

Cette commande complémentaire rend le système commandable en cinq niveaux en interdisant les cas (n° 2,4 et 6) où la configuration dépend en plus des grandeurs électriques du système et au cas (n° 7) où la source de tension est en court-circuit.

❖ *Commande N°06*

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (\text{A.IV.6})$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous :

N°	B _{k1}	B _{k2}	B _{k3}	B _{k4}	B _{k5}	B _{k6}	V _{km}
1	0	0	0	1	1	1	$-2U_c$
2	0	0	1	0	1	1	<i>Pas connue</i>
3	0	1	0	1	1	1	$V=0$ où $i=0$
4	0	1	1	0	1	1	<i>Pas connue</i>
5	1	0	0	1	0	0	<i>Court-circuit</i>
6	1	0	1	0	0	0	$V=0$ où $i=0$
7	1	1	0	1	0	0	<i>Court-circuit</i>
8	1	1	1	0	0	0	$2U_c$

Tableau A.IV.6

Cette commande complémentaire rend le système commandable en deux niveaux en interdisant les cas (n° 2,3,4 et 6) où la configuration dépend en plus des grandeurs électriques du système et aux cas (n° 7 et 5) où la source de tension est en court-circuit.

BIBLIOGRAPHIE

- [Bar_97] S.Barkati, " *Commande par retour d'état à placement de pôles robuste de la machine asynchrone* ", Thèse de Magister, ENP, 1997.
- [Barr_82] Barret, " *régime transitoires des machine tournante électrique* ", paris, eyrolles, 1982.
- [Ber_98] H.Gheraia, E.M.Berkouk, G.Manesse, " *Position control of an induction machine fed by a NPC seven level inverters* ", ICEM'98, Turkey 1998.
- [Ber_95] E.M.Berkouk, " *Contribution à la conduit des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux* " thèse Doctorat, CNAM, 1995
- [Ber1_95] E.M.Berkouk, Y.B.Romdhane, G.Manesse, " *Knowledge and control models for three-level voltage* ", SAMS 95, Germany 1995.
- [Ber2_95] E.M.Berkouk, Y.B.Romdhane, G.Manesse, " *PMW stratigies to control three-level inverter. Application to the induction motor drive* ", EPE'95, Espagne 1995.
- [Ber_94] Y.B.Romdhane, E.M.Berkouk, G.Manesse, " *Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée* ", EPE'94, SUISSE 1994.
- [Bûh_89] H. Bühler , *conception de système automatique* . Presse Polytechnique Romande, 1989
- [Car_95] J.P. Caron, J.P hautier, " *Modélisation et commande de la machine asynchrone* ", Editions Technique- Paris, 1995
- [Chat_83] J.Chatelain, " *Machines électriques* ", tome 1, Edition dunod 1983.
- [Djah_98] Djahbar, " *sur l'application de commande adaptative à une MAS alimentée en courant avec pilotage vectorielle* ", Thèse de Magister, ENP, 1998.
- [Faid_95] A. Faidalah, " *contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrone* " Thèse Doctorat de l'I.N.P.L, France, Fev 1995
- [Joh_96] Fang Zheng, Jih-Sheng Lai, John W.McKeever and JamesCoevering, " *A Multiply Voltage-Source Inverter with Separate DC Source For Static Var Generation* ", IEEE power electronics transaction, 1996.
- [Jih_96] Jih-Sheng Lai, Fang Zheng, " *Multilevel Converters-A New Breed of Power* ", IEEE 1996.

[Kad_97] L. Kadri, S. Boulekhraf, "Méthodologie de la commande de la machine asynchrone incluant la logique floue", PFE ENP, Alger 1997.

[Kha_96] S.Khalil, *Non linear control system*. Printice Hall, 1996

[Land_79] Y.D.Landau, "Adaptive control: the model reference approach", Edition New York: Marcel Dekeer: 1979.

[Lou_98] N.Loursi, R.Ameur, "modelisation et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structur NPC application à la machine asynchrone", PFE ENP, Alger 1998.

[Naj_82] K.Najime, "Commande adaptative des processus industrielle", Edition Paris Masson, 1982.

[Seg_80] G. Segier, J. Lesenne, F. Notelet, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Lille 1980.

A. Adid, Y. Boufedeche, E.M. Berkouk, G. Manesse, "Model reference speed control of An induction machine fed by five levels NPC voltage source inverter", soumis à IECON'99, USA.

A. Adid, Y. Boufedeche, E.M. Berkouk, G. Manesse, "commande par modele de reference de la vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC", soumis à SNAS'99, Annaba Algérie.

A. Adid, Y. Boufedeche, E.M. Berkouk, G. Manesse, "model reference speed control of an induction machine fed by the cascade three levels NPC PWM rectifier-five levels NPC voltage source inverter", soumis à IFAC'99, brussels Begium.

A. Adid, Y. Boufedeche, E.M. Berkouk, G. Manesse, "Commande par modèle de référence de la vitesse d'une machine asynchrone alimentée par la cascade deux redresseurs de courant triphasé à trois niveaux NPC à MLI-onduleur à cinq niveaux à structure NPC", soumis à SNGE'99, Biskra Algerie.

A. Adid, Y. Boufedeche, E.M. Berkouk, G. Manesse, "Commande par modèle de référence de la vitesse d'une machine asynchrone alimentée par la cascade un redresseur de courant triphasé à trois niveaux NPC à MLI-onduleur à cinq niveaux à structure NPC-pont de Clamping", soumis à CMGE'99, constantine Algerie.

