

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



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
Département de Génie Electrique

M0010/04A

Mémoire

Présenté par

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

M^{me} BERIBER DALILA

Ingénieur d'état en Electrotechnique de l'USTHB

En vue de l'obtention du diplôme de

MAGISTER EN AUTOMATIQUE

Option : Conduite et Commande des Systèmes d'Energie Electrique

THEME

MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE STATOR ALIMENTEE PAR ONDULEURS À TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Soutenu publiquement le 16 / 06 /2004 devant le jury composé de :

Président	M.S. Boucherit	Professeur, ENP
Rapporteurs	E.M. Berkouk	Maître de Conférence, ENP
	M.O. Mahmoudi	Maître de Conférence, ENP
Examineurs	D. Boukhetala	Maître de Conférence, ENP
	B. Hemici	Chargé de Cours, ENP
	L. Nezli	Chargé de Cours, ENP

Ecole Nationale Polytechnique
10 Ave. Pasteur, El-Harrach, Alger, ALGERIE, Fax : (213) 2.52.29.73 – 52.25.28



Je dédie ce modeste travail en signe de respect et de reconnaissance à :

Mon Mari Abdelaziz

Ma fille Ahlem et mon fils Zinedine Mohamed Ali

Mes parents et beaux parents

Mes sœurs et leurs maris

Mes frères et leurs femmes

Mes belles sœurs et beaux frères

Toute la famille TALHA et la famille BERIBER

Tous qui me sont chères

AVANT PROPOS

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire de Commande des Processus du Département du Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous La direction de Messieurs E. M. Berkouk M. et O. Mahmoudi, Maîtres de Conférence à l'ENP, qu'ils trouvent ici le témoignage de ma profonde gratitude pour le soutien et les conseils qu'ils n'ont cessés de me prodiguer, et leurs apport sur le plan scientifique et personnel tout le long de ce travail.

Je remercie très vivement Monsieur M. S. Boucherit, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour son apport scientifique et personnel et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'examiner mon travail en présidant le jury.

Que Monsieur D. Boukhetala, Maîtres de Conférence à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, trouve ici mes remerciements les plus sincères et ma profonde reconnaissance pour sa participation au sein du jury.

Mes remerciements vont à Monsieur B. Hemici, Chargé de Cours à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, qui me fait honneur en participant au jury de ce mémoire.

Que Monsieur L. Nezli, Chargé de Cours à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, trouve ici le témoignage de mes remerciements les plus sincères pour l'honneur qu'il me fait en acceptant d'être membre de jury.

Un remerciement particulier et une reconnaissance la plus profonde vont à mon Mari Abdelaziz pour son aide inestimable et sa disponibilité tout le long de la réalisation de ce travail.

Plusieurs personnes ont contribuées de près ou de loin à l'élaboration de ce travail, je ne serai les nommer toutes, mais je tiens à leurs exprimer mes vives remerciements.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

Sommaire

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

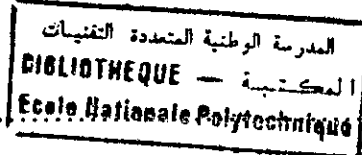
Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone à double stator

Introduction.....	3
I.1. Modélisation de la machine asynchrone triphasée à double étoile.....	3
I.2. Modèle de la machine asynchrone triphasée à double étoile.....	6
I.2.1. Equations électrique de la machine.....	6
I.2.2. Equations mécaniques.....	9
I.3. Transformation de PARK.....	9
I.3.1. Application de la transformation de PARK à la MAS triphasée double stator.....	10
I.3.2. Choix du référentiel.....	11
I.3.2.1. référentiel lié au stator.....	11
I.3.2.2. référentiel lié au rotor.....	11
I.3.2.3. référentiel lié au champ tournant.....	11
I.3.3. Equations des tensions.....	11
I.3.4. Equations des flux.....	12
I.3.5. Equations mécaniques.....	12
I.4. Mise sous forme d'équations d'état	14
I.5. Simulation numérique.....	16
I.6. Interprétation des résultats.....	18
I.7. Conclusion.....	18

Chapitre II : Modélisation et commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

Introduction.....	19
II.1 Modélisation de l'onduleur a trois niveaux a structure NPC.....	19
II.1.1 Structure générale de l'onduleur à trois niveaux.....	19
II.2. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur a trois niveaux.....	20
II.2.1 Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	21
II.2.2 Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	23
II.3. Modèles de connaissance et de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux à structure NPC.....	25
II.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques.....	25



II.3.2 Fonction de connexion « F_{KS} ».....	25
II.3.3 Fonction de commutation.....	25
II.3.4. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé a trois niveaux a structure NPC.....	26
II.3.5. Fonction de connexion du demi-bras.....	27
II.3.6. Modélisation aux valeurs instantanées.....	27
II.3.7. Modélisation aux valeurs moyennes.....	33
II.4. Différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.....	36
II.4.1. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires.....	37
II.4.2. Modulation subharmonique.....	42
II.8. Association onduleurs à trois niveaux à structure NPC-MASDS.....	46
II.6. Influence de l'angle de calage des deux enroulements statoriques.....	51
II.6.1. Alimentation avec un angle de calage $\alpha=0^\circ$	51
II.6.2. Alimentation avec un angle de calage $\alpha=30^\circ$	53
II.6.3. Alimentation avec un angle de calage $\alpha=60^\circ$	54
II.7. Conclusion.....	56

Chapitre III : Commande vectorielle de la MADS

Introduction.....	57
III.1. Principe de la commande vectorielle.....	57
III.2. Rappel sur les différentes méthodes de la commande vectorielle.....	59
III.2.1. Méthode directe.....	59
III.2.1. Méthode indirecte.....	59
III.3. Procède d'orientation du flux.....	60
III.4. Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse (étude en boucle ouverte).....	60
III.5. Synthèse des régulateurs.....	63
III.5.1. Régulateurs de courant.....	64
III.5.2. Résultats de simulation.....	65
III.6. Commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse (étude en boucle fermée).....	67
III.6.1. Calcul des régulateurs de vitesse.....	68
III.6.2. Résultats de simulation.....	72
III.7. Conclusion.....	74

Chapitre IV : Changeurs de fréquence utilisant l'onduleur à trois niveaux

Introduction.....	75
IV.1. Cascade de deux batteries – deux onduleurs de tension à trois niveaux – MASDS.....	75
IV.1.1. Modélisation des filtres intermédiaires.....	76
IV.1.2. Résultats de simulation.....	76
IV.1.3. Interprétation.....	78
IV.2. Cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – deux onduleurs de tension à trois niveaux – MASDS.....	79
IV.2.1 Modélisation du redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux.....	80
IV.2.2. Résultats de simulation.....	83
IV.2.3. Interprétation.....	85
IV.3. Cascade de quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – deux onduleurs de tension à trois niveaux – MASDS.....	86
IV.3.1. Modélisation des deux filtres intermédiaires.....	87
IV.3.2. Résultats de simulation.....	88
IV.3.3. Interprétation.....	90
IV.4. Pont de clamping.....	91
IV.4.1. Cascade de deux batteries – pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS.....	91
IV.4.1.1. Modélisation du pont de clamping – filtre.....	92
IV.4.1.2. Résultats de simulation.....	93
IV.4.1.3. Interprétation.....	94
IV.4.2. Cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS.....	95
IV.4.2.1. Résultats de simulation.....	95
IV.4.2.2. Interprétation.....	97
IV.4.3. Cascade de quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS.....	97
IV.4.3.1. Modélisation du pont de clamping – filtre.....	98
IV.4.3.2. Résultats de simulation.....	99
IV.4.3.3. Interprétation.....	101
IV.5. Demi-pont de clamping.....	101
IV.5.1. Cascade de deux batteries – demi-pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS.....	102

IV.5.1.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre.....	102
IV.5.1.2. Résultats de simulation.....	103
IV.5.1.3. Interprétation.....	104
IV.5.2. Cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS.....	105
IV.5.2.1. Résultats de simulation.....	105
IV.5.2.2. Interprétation.....	107
IV.5.3. Cascade de quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS.....	107
IV.5.3.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre.....	108
IV.5.3.2. Résultats de simulation.....	109
IV.5.3.3. Interprétation.....	111
IV.6. Conclusion.....	112
 Chapitre V : Asservissement des changeurs de fréquence utilisant l'onduleur à trois niveaux	
Introduction.....	113
V.1. Asservissement du redresseur de courant triphasé à deux niveaux.....	113
V.1.1. Modèle de la boucle de tension.....	113
V.1.2. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux – pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS.....	115
V.1.3. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – Demi-pont de clamping – Deux onduleurs à trois niveaux – MASDS.....	119
V.1.4. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de quatre redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – Pont de clamping – Deux onduleurs à trois niveaux – MASDS.....	122
V.1.5. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de quatre redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS.....	126
V.2. Conclusion.....	129
Conclusion générale.....	130
Bibliographié	
Annexes	

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

NOMENCLATURE

Nomenclature



- S_1, S_2, r : Indices correspondants respectivement au stator1, stator2 et au rotor.
 A_{S1}, B_{S1}, C_{S1} : Indices correspondants au trois phases du premier stator.
 A_{S2}, B_{S2}, C_{S2} : Indices correspondants au trois phases du deuxième stator.
 A_{S2}, B_{S2}, C_{S2} : Indices correspondants au trois phases du deuxième stator.
 A_r, B_r, C_r : Indices correspondants au trois phases du rotor.
 R_{S1}, R_{S2}, R_r : Résistances statoriques et rotoriques.
 L_{S1}, L_{S2} : Inductances propres d'une phase statorique.
 L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.
 L_{mS} : Inductances mutuelle entre phases statoriques.
 L_{mr} : Inductances mutuelle entre phases rotoriques.
 L_{S1r}, L_{S2r} : Inductances mutuelle entre phase statoriques et rotoriques.
 J : Moment d'inertie.
 Ω : Vitesse mécanique de la machine.
 Ω_s : Vitesse de rotation du champ tournant (vitesse de synchronisme).
 ω_s : Pulsation des courants statoriques (rd/s).
 p : Nombre de paires de pôles de la machine.
 ω_r : Vitesse angulaires des axes (d, q) par rapport au rotor.
 d, q : Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.
 C_r : Couple résistant.
 C_{em} : Couple électromagnétique.
 K_f : Coefficient de frottement visqueux.
 $P(\theta_{s1})$: Matrice de transformation du premier enroulement statorique.
 $P(\theta_{s2})$: Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique.
 $P(\theta_r)$: Matrice de transformation de l'enroulement rotorique.
 ω_{gl} : Pulsation électrique de glissement.
 σ : Coefficient de dispersion.
 f : Fréquence nominale.
 S : Opérateur de Laplace.
 φ_m : Flux magnétisant.

$\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_r$: Flux statoriques et rotorique.

T_i : Constante de temps électrique propre à la machine.

T_e : Constante de temps exigée du régulateur de courant.

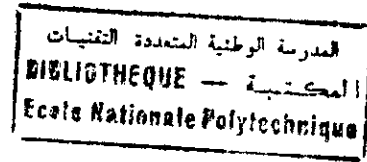
K_p, K_i : Paramètres du régulateur PI



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE



Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant du point de vue de la dynamique de la vitesse que de la précision du couple délivré.

La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser ces actionneurs vu la simplicité de sa commande. Néanmoins, la machine à courant continu présente plusieurs inconvénients liés à son collecteur mécanique.

En revanche, les machines à courant alternatif (synchrone et asynchrone) possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue et une vitesse de fonctionnement élevée.

En effet, la machine asynchrone à double stator se distingue par sa robustesse et sa fiabilité qui l'ont permis de s'imposer dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées.

L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissances commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO et IGBT ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Ainsi, l'ensemble des variateurs (convertisseur statique-machine à courant alternatif) a vu son coût diminué considérablement. Les progrès accomplis dans le domaine de la micro-informatique (microcontrôleurs puissants et rapides) ont permis la synthèse d'algorithmes de contrôle de ces ensembles convertisseur-machine plus performants et plus robustes.

Durant ces dernières années, on vit la naissance de nouveaux convertisseurs de puissance multiniveaux qui sont utilisés pour l'alimentation à fréquence variable des machines alternatives de forte puissance. Plusieurs structures de ces convertisseurs multiniveaux ont été proposées. On peut citer les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées, les onduleurs multiniveaux à diodes flottantes et ceux à structure NPC. Dans le cadre de notre travail, nous nous intéressons aux onduleurs multiniveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping) et

particulièrement à l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux. Ce dernier permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge grâce à sa topologie. Ainsi, il permet de générer une tension très proche d'une sinusoïde, et d'améliorer le taux d'harmoniques grâce au nombre élevé de niveaux de tension offert par la structure de ce nouveau convertisseur. L'utilisation de ce dernier dans les domaines de haute tension et forte puissance permet de résoudre simultanément les difficultés relatives à l'encombrement et à la commande des groupements d'onduleurs à deux niveaux généralement utilisés dans ce type d'applications.

Ce mémoire comporte cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée à double stator en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques.

Le deuxième chapitre concerne l'élaboration de modèle de fonctionnement de l'onduleur de tension à trois niveaux sans a priori sur sa commande, en utilisant la méthode DESIGN associée au réseau de Petri. En suite, nous proposons un modèle de connaissance, en mode commandable, utilisant la notion de fonction de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras. De même, nous développons deux stratégies de commande de cet onduleur. Les performances de chaque algorithme sont analysées sur la base de la caractéristique de réglage et du taux d'harmoniques.

Le troisième chapitre traite l'étude de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double stator.

Le quatrième chapitre est consacré à l'étude des différents changeurs de fréquence, ayant pour pont de sortie l'onduleur triphasé à trois niveaux alimentant la machine asynchrone triphasée à double stator. Aussi, nous étudions l'influence du pont et du demi-pont de clamping sur les tensions d'entrée de cet onduleur.

Le dernier chapitre propose un algorithme d'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.

Enfin, une conclusion générale résume les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE

ASYNCHRONE A DOUBLE STATOR

INTRODUCTION

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons une commande particulière de ce système.

La machine asynchrone à double stator (MASDS) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone à double stator est un système de neuf équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique.

L'utilisation d'une transformation dite de PARK, qui est un changement convenable des variables, permet de contourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à double stator (MASDS) basée sur la résolution des équations régissant leur fonctionnement en régime dynamique.

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduisent à concevoir et exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques.

I.1. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE STATOR

La machine asynchrone triphasée à double stator est une machine qui comporte deux stators fixes déphasés entre eux d'un angle $\gamma = 30^\circ$ et un rotor mobile [1][2][3].

Chaque stator de la machine asynchrone à double stator est composé de trois enroulements identiques à p paires de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique [1][2][3].

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courants, d'où la création d'un champ tournant le long de l'entrefer.

La vitesse de rotation du Champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator.

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétique). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, faciles d'emploi et nécessitant un entretien limité. Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit [4] [5].

Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation $g\omega_s$.

La machine à étudier est représentée par deux enroulements statoriques : $A_{s1}B_{s1}C_{s1}$ et $A_{s2}B_{s2}C_{s2}$ qui sont déphasés de $\gamma=30^\circ$ entre eux, et trois phases rotoriques a_r, b_r, c_r .

$$\text{On a } \omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} : \text{Vitesse angulaire des axes (d,q) par rapport au rotor.}$$

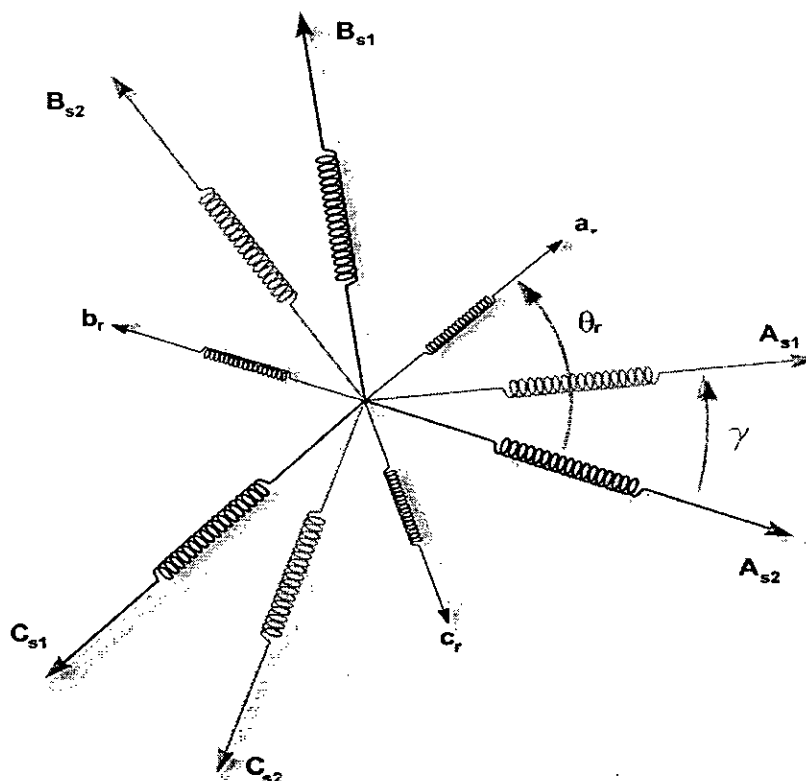


Figure I.1. Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator

Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double stator (MASDS), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [6][7][8] :

- La machine est de constitution symétrique et à entrefer constant ;
- La saturation du circuit magnétique est négligée ;
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables. Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités de courants ;
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I.2. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A DOUBLE STATOR

I.2.1. Equations électriques de la machine

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations de la machine s'écrivent comme suit [2][3][9][10] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [0] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \tag{I.1}$$

avec :

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \\ V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \\ - \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad [i] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \\ i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} ; \quad [\varphi] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \\ \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

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

R_{s1}, R_{s2}, R_r : sont respectivement les résistances statoriques et rotoriques.

Les équations électriques peuvent être séparées en trois groupes [18][46] :

$$[V_{s,abc1}] = [R_{s1}][i_{s,abc1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc1}] \quad [I.2]$$

$$[V_{s,abc2}] = [R_{s2}][i_{s,abc2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc2}] \quad [I.3]$$

$$[0] = [R_r][i_{r,abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{r,abc}] \quad [I.4]$$

Avec :

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

$$[i_{s,abc1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [i_{s,abc2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} ; \quad [i_{r,abc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_{s,abc1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [\varphi_{s,abc2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \end{bmatrix} ; \quad [\varphi_{r,abc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s,abc1} \\ \varphi_{s,abc2} \\ \varphi_{r,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{s1,r} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{s2,r} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,abc1} \\ i_{s,abc2} \\ i_{r,abc} \end{bmatrix}$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire [11][12] :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ \frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,s2}] = [L_{s2,s1}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\gamma) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\gamma) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,r}] = [L_{r,s1}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,r}] = [L_{r,s2}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

I.2.2. Equations mécaniques

L'expression du couple électromagnétique est donnée par [9] :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left\{ [i_{s,abc1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r} [i_{r,abc}]^t] + [i_{s,abc2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2,r} [i_{r,abc}]^t] \right\} \quad [I.5]$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad [I.6]$$

Le système obtenu est non linéaire. La principale difficulté pour la résolution de cette équation est le calcul de la matrice inverse $[L]^{-1}$, où il faut refaire cette inversion numérique à chaque pas de simulation, ce qui augmenterait considérablement le temps de calcul. Pour remédier à cette difficulté, nous sommes amenés à utiliser des transformations de variables telle que la transformation de Park.

I.3. TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes **a**, **b**, **c** en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes **d**, **q** créant la même force magnétomotrice [5][13].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (**d**,**q**).

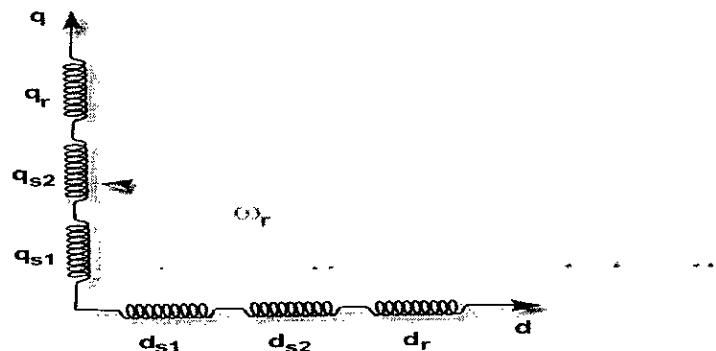


Figure I.2. Représentation des enroulements de la machine dans le repère de Park

I.3.1. Application de la transformation de PARK à la MASDS

La transformation de PARK est définie par :

$$P(\theta_{s1}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$P(\theta_{s2}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

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

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

$$\begin{cases} [i_{s,dq1}] = [P(\theta_{s1})][i_{s,abc1}] \\ [i_{s,dq2}] = [P(\theta_{s2})][i_{s,abc2}] \\ [i_{r,dq}] = [P(\theta_r)][i_{r,abc}] \end{cases}$$

$$\begin{cases} [V_{s,dq1}] = [P(\theta_{s1})][V_{s,abc1}] \\ [V_{s,dq2}] = [P(\theta_{s2})][V_{s,abc2}] \end{cases}$$

$$[\phi_{s,dq1}] = [P(\theta_{s1})][\phi_{s,abc1}]$$

$$[\phi_{s,dq2}] = [P(\theta_{s2})][\phi_{s,abc2}]$$

$$[\phi_{r,dq}] = [P(\theta_r)][\phi_{r,abc}]$$

$$[\phi_{s,dq1}] = [P(\theta_{s1})][\phi_{s,abc1}]$$

$$[\phi_{s,dq2}] = [P(\theta_{s2})][\phi_{s,abc2}]$$

$$[\phi_{r,dq}] = [P(\theta_r)][\phi_{r,abc}]$$

I.3.2. Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q) .

I.3.2.1. référentiel lié au stator

Pour ce type de choix, $\theta_s=0$ et $\omega_s=0$, dans ce cas les phases a_s et d_s coïncident.

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

I.3.2.2. référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation mécanique ω_m du rotor ($\omega_s=\omega_m$).

I.3.2.3. référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d, q) est la vitesse du champ tournant ω_s . Dans notre travail, nous utilisons ce référentiel pour la modélisation de la MASDS.

I.3.3. Equations des tensions

En choisissant le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de PARK aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq1} \\ V_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd1} \\ V_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq2} \\ V_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd2} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{gl} \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{gl} \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad [I.7]$$

I.3.4. Equations des flux

Les relations entre les flux et les courants sont données par :

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = L_{s1}i_{sd1} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1}i_{sq1} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s2}i_{sd2} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s2}i_{sq2} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad [I.8]$$

I.3.5. Equations mécaniques

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par :

$$P_e = [V_s]^t [I_s] = V_{sa1}I_{sa1} + V_{sb1}I_{sb1} + V_{sc1}I_{sc1} + V_{sa2}I_{sa2} + V_{sb2}I_{sb2} + V_{sc2}I_{sc2}$$

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

$$P_e = (V_{sd1}I_{sd1} + V_{sd2}I_{sd2} + V_{sq1}I_{sq1} + V_{sq2}I_{sq2}) \quad [I.9]$$

En introduisant le système d'équation [I.7] dans l'expression de la puissance instantanée, on obtient :

$$P_e = \left(\left(R_{s1}i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq1} \right) i_{sd1} + \left(R_{s2}i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq2} \right) i_{sd2} \right) \\ + \left(R_{s1}i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd1} \right) i_{sq1} + \left(R_{s2}i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} - \omega_s \varphi_{sd2} \right) i_{sq2}$$

$$P_e = \left\{ \begin{aligned} & \left\{ R_{s1}(i_{sd1})^2 + R_{s2}(i_{sd2})^2 + R_{s1}(i_{sq1})^2 + R_{s2}(i_{sq2})^2 \right\} + \left\{ \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} i_{sq2} \right\} \\ & + \omega_s \left\{ \varphi_{sd1} i_{sq1} + \varphi_{sd2} i_{sq2} - \varphi_{sq1} i_{sd1} - \varphi_{sq2} i_{sd2} \right\} \end{aligned} \right\}$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules.
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le champ (ou le flux). Cette puissance est considérée nulle parce que on ne met pas en évidence la transformation d'énergie.
- Le 3ème terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

La puissance peut s'écrire sous la forme :

$$P_{em} = \omega_s \left\{ \varphi_{sd1} i_{sq1} + \varphi_{sd2} i_{sq2} - \varphi_{sq1} i_{sd1} - \varphi_{sq2} i_{sd2} \right\}$$

$$C_{em} = p \left\{ \varphi_{sd1} i_{sq1} + \varphi_{sd2} i_{sq2} - \varphi_{sq1} i_{sd1} - \varphi_{sq2} i_{sd2} \right\} \quad [I.10]$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions [I.8] des flux statoriques et en remplaçant [I.8] dans [I.10], on obtient :

$$C_{em} = p \left\{ \begin{aligned} & \left(L_{s1} i_{sd1} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \right) i_{sq1} + \left(L_{s2} i_{sd2} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \right) i_{sq2} \\ & - \left(L_{s1} i_{sq1} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \right) i_{sd1} - \left(L_{s2} i_{sq2} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \right) i_{sd2} \end{aligned} \right\}$$

$$C_{em} = p L_m \left\{ (i_{sq1} + i_{sq2}) i_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2}) i_{rq} \right\} \quad [I.11]$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\varphi_{rd}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) \\ i_{rq} = \frac{\varphi_{rq}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sq1} + i_{sq2}) \end{cases}$$

En introduisant i_{rd} et i_{rq} dans l'expression [I.11], on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) - \varphi_{rq} (i_{sd1} + i_{sd2})] \quad [I.12]$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) - \varphi_{rq} (i_{sd1} + i_{sd2})] \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad [I.13]$$

I.4. MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT

Le flux magnétisant φ_m est la somme des deux flux φ_{md} et φ_{mq} , d'où :

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{md}^2 + \varphi_{mq}^2}$$

avec :

$$\varphi_{md} = L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \quad [I.14]$$

$$\varphi_{mq} = L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \quad [I.15]$$

A partir de l'équation [I.8] on peut écrire :

$$\begin{cases} i_{sd1} = \frac{\varphi_{sd1} - \varphi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{sd2} = \frac{\varphi_{sd2} - \varphi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{sq1} = \frac{\varphi_{sq1} - \varphi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{sq2} = \frac{\varphi_{sq2} - \varphi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{rd} = \frac{\varphi_{rd} - \varphi_{md}}{L_r} \\ i_{rq} = \frac{\varphi_{rq} - \varphi_{mq}}{L_r} \end{cases} \quad [I.16]$$

En remplaçant [I.16] dans [I.7], on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} = V_{sd1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\varphi_{sd1} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{sq1} \\ \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} = V_{sq1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\varphi_{sq1} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{sd1} \\ \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} = V_{sd2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\varphi_{sd2} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{sq2} \\ \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} = V_{sq2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\varphi_{sq2} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{sd2} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = V_{rd} - \frac{R_r}{L_r}(\varphi_{rd} - \varphi_{md}) + \omega_{gl} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = V_{rq} - \frac{R_r}{L_r}(\varphi_{rq} - \varphi_{mq}) - \omega_{gl} \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad [I.17]$$

En remplaçant [I.16] dans [I.14] et [I.15], on obtient :

$$\varphi_{md} = L_a \left(\frac{\varphi_{sd1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{sd2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{rd}}{L_r} \right) \quad [I.18]$$

$$\varphi_{mq} = L_a \left(\frac{\varphi_{sq1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{sq2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{rq}}{L_r} \right) \quad [I.19]$$

Avec :

$$L_a = \left(\frac{1}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r}} \right) \quad [I.20]$$

Nous mettons le système d'équations [I.17] sous forme d'un système d'équations d'état.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases}$$

Avec :

X : Vecteur d'état

U : Vecteur d'entrée

Y : Vecteur de sortie

$$X = [\varphi_{sd1}, \varphi_{sd2}, \varphi_{sq1}, \varphi_{sq2}, \varphi_{dr}, \varphi_{rq}]^t$$

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1} + R_{s1}L_a}{L_{s1} + L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2} + R_{s2}L_a}{L_{s2} + L_{s2}^2} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & -\frac{R_{s1} + R_{s1}L_a}{L_{s1} + L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2} + R_{s2}L_a}{L_{s2} + L_{s2}^2} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s2}} & 0 & 0 & -\frac{R_r + R_r L_a}{L_r + L_r^2} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & -\omega_{gl} & -\frac{R_r + R_r L_a}{L_r + L_r^2} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$U = \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sd2} \\ V_{sq1} \\ V_{sq2} \end{bmatrix}$$

I.5. SIMULATION NUMERIQUE

La figure I.3 représente les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à vide.

La figure I.4 représente les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à pleine tension et avec application d'un couple de charge

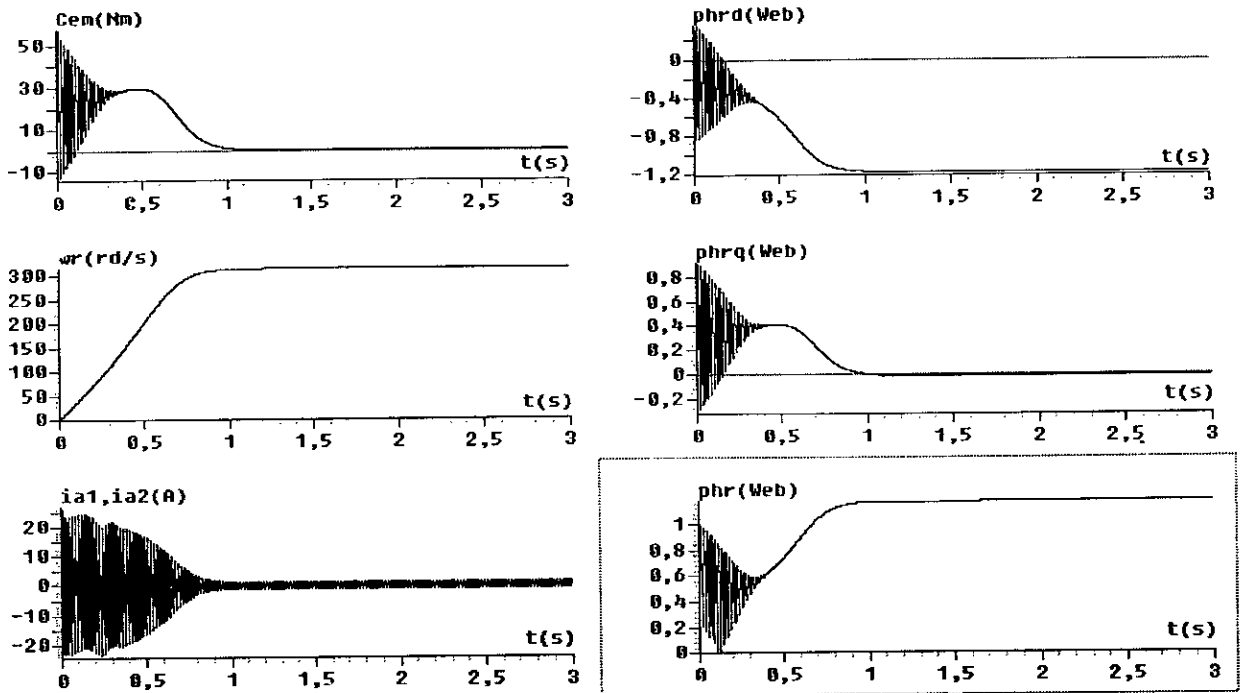


Figure I.3. Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à vide

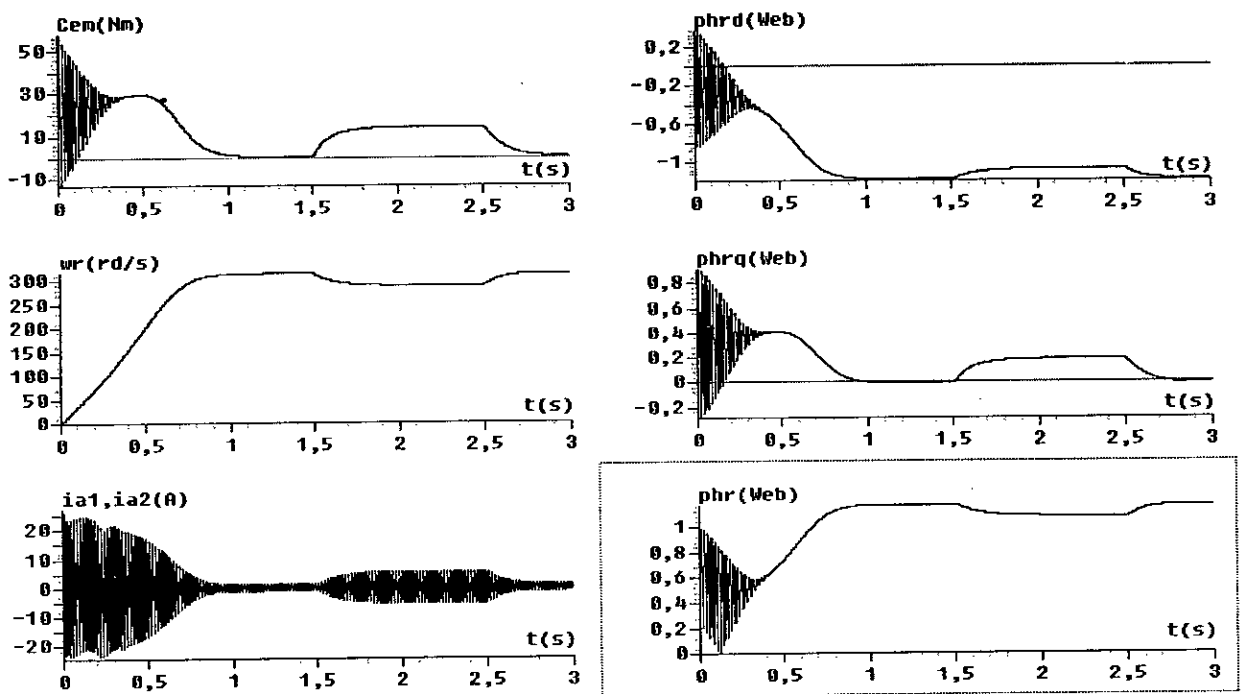


Figure I.4. Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator avec application d'un couple résistant entre 1.5 et 2.5ms ($C_r=14$ Nm)

1.6. INTERPRETATION DES RESULTATS

Les performances de la conduite de la machine asynchrone à double stator montrent que :

- Lors d'un démarrage à vide (Figure I.3), on constate l'importance des courants statoriques qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique de la machine.
- ❖ Après le régime transitoire qui dure environ 1 seconde, la machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de **314 rd/s**, puisque la charge est nulle (glissement négligeable).
- ❖ Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur **0.33 Nm** qui compense les pertes par frottement et le flux rotorique atteint la valeur de **1.2 Wb**. Le courant statorique est sinusoïdal, sa valeur de crête est de **1.2 A**.
- Lors de l'application d'un couple résistant de **14 Nm** (égal au couple nominal du moteur) sur l'arbre de la machine (Figure I.4), on constate que :
 - ❖ Le couple électromagnétique compense rapidement la perturbation.
 - ❖ Les flux rotoriques en quadrature et directe sont directement affectés ce qui explique le fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part.
 - ❖ La vitesse chute à **297 rd/s** correspondant à la vitesse nominale de la machine.

1.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone à double stator. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Le modèle de la machine asynchrone à double stator est un système de dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. Afin de simplifier le modèle de la machine asynchrone à double stator, nous avons utilisé la transformation dite de PARK. Ainsi, le système d'état de la machine a été réduit de dix à sept équations que nous avons validé à travers une simulation numérique.

Chapitre II

MODELISATION ET COMMANDE DE

L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

INTRODUCTION

Pour les domaines de haute tension et forte puissance, l'alimentation des machines à courant alternatif est souvent assurée par des groupements d'onduleurs à deux niveaux [14][15][16][17]. Pour remédier aux problèmes associés à ces groupements, on propose d'étudier l'onduleur à trois niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping). Ainsi, on commencera par élaborer son modèle de fonctionnement, sans a priori sur sa commande, en utilisant la méthode DESIGN associée au réseau de Petri [8][14][18][19][20][21]. En suite, on développera un modèle de commande de ce convertisseur au sens des valeurs moyennes en utilisant la notion de fonctions génératrices.

II.1. MODELISATION DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

II.1.1. Structure générale de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter, à tension et fréquence variables, des moteurs à courant alternatif de forte puissance.

Plusieurs structures de l'onduleur à trois niveaux sont possibles [13][22][23][24].

Dans le cadre de notre travail, nous présentons une structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC comme l'indique la figure II.1.

Cette structure se compose de trois bras symétriques constitués chacun de quatre interrupteurs en série, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{km} notées DD_{K0} et DD_{K1} . Chaque interrupteur est composé d'un interrupteur bicommandable "transistors, GTO, IGBT, ..." et d'une diode montée en tête bêche.

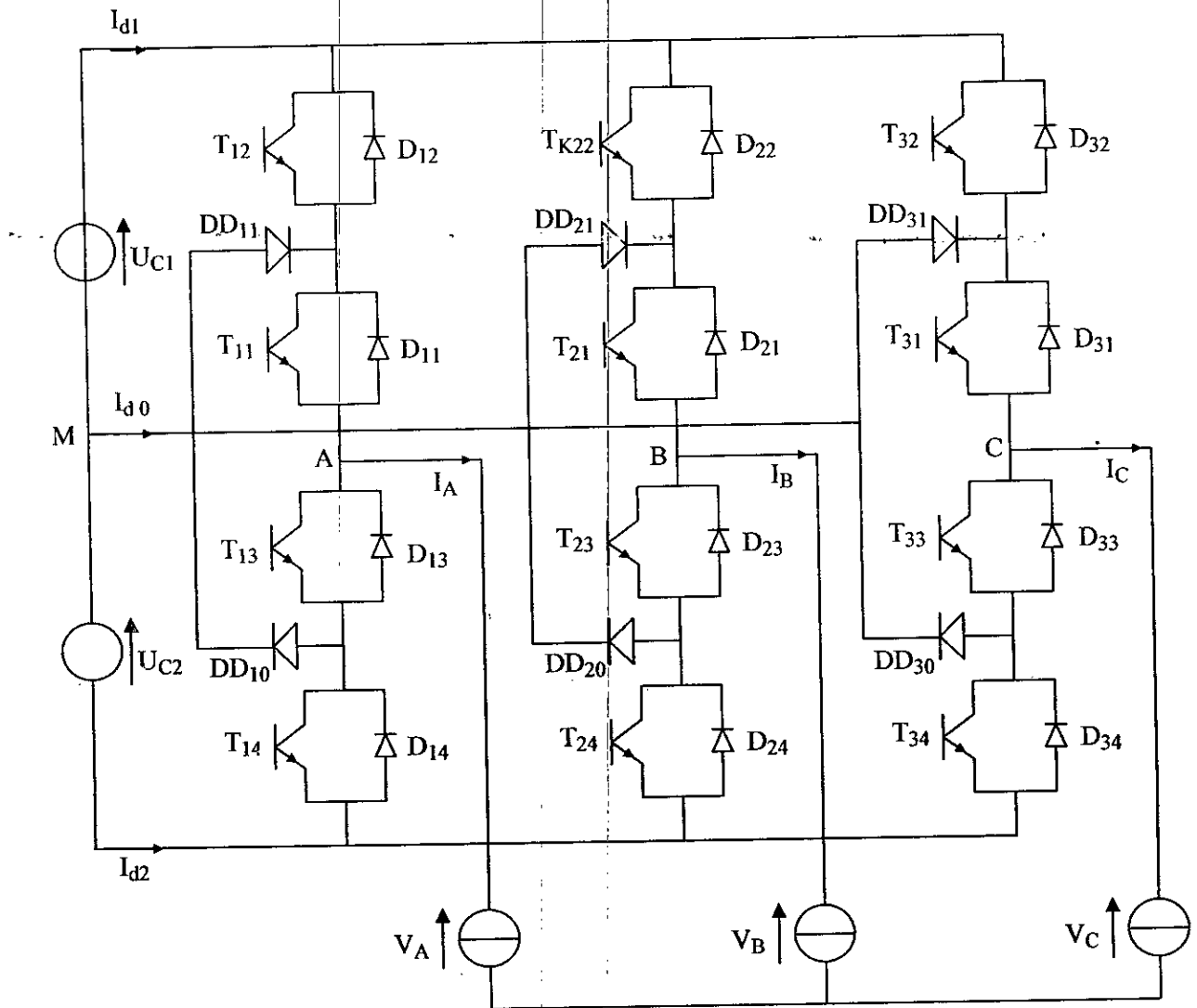


Figure II.1. Structure Générale de l'onduleur à trois niveaux

II.2. MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

Afin d'élaborer les différentes configurations de l'onduleur à trois niveaux et réduire le nombre de places du réseau de Petri correspondant, on considère les hypothèses simplificatrices suivantes [14][18][21][22][25] :

- Chaque paire transistor–diode est représentée par un seul interrupteur bidirectionnel supposé idéal (Figure II.2).
- Vue la symétrie de la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras (figure II.3).

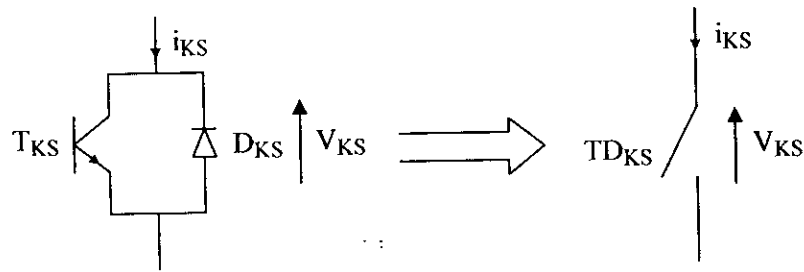


Figure II.2. Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor–diode

Remarque

Les tensions U_{C1} , U_{C2} sont des tensions continues supposées idéales (égales et constantes)
 $U_{C1} = U_{C2} = U_C$.

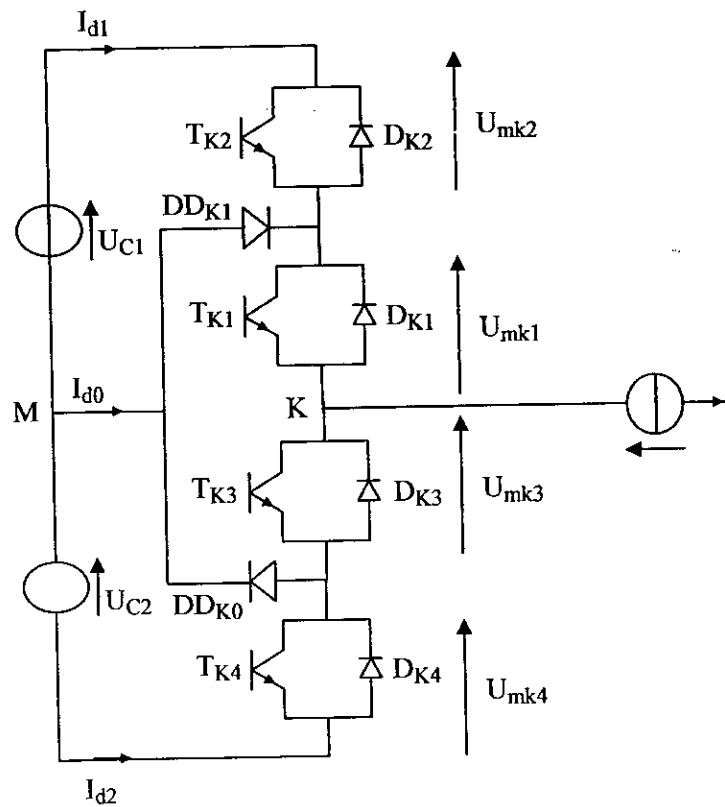
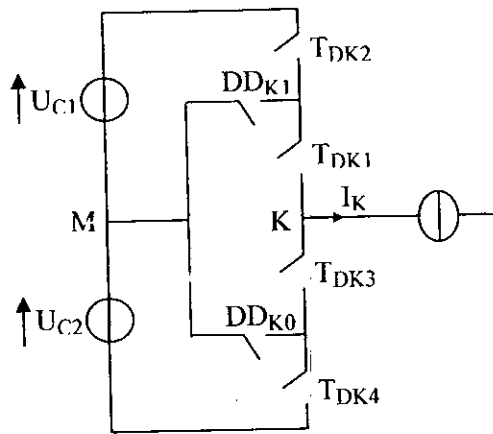


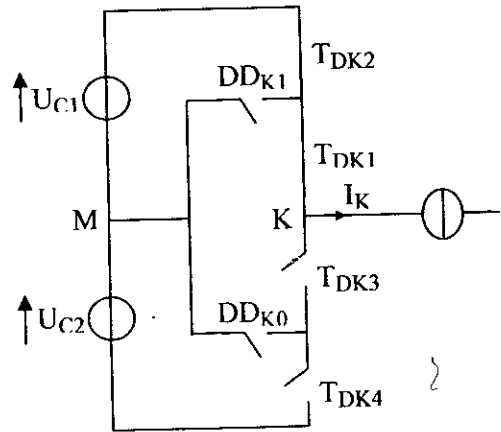
Figure II.3. Structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

II.2.1. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

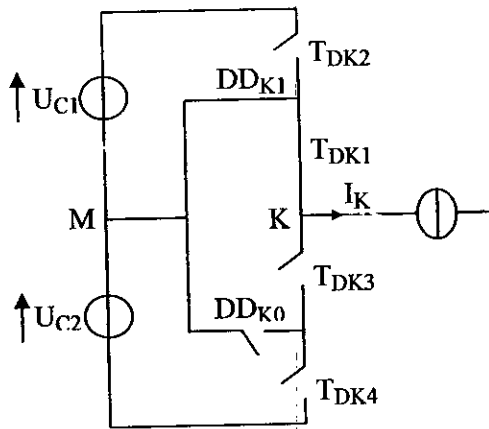
L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux montre qu'il existe cinq configurations possibles pour ce dernier (figure II.4).



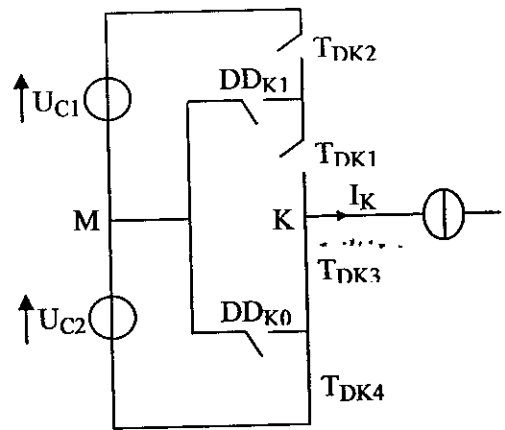
Configuration E 0



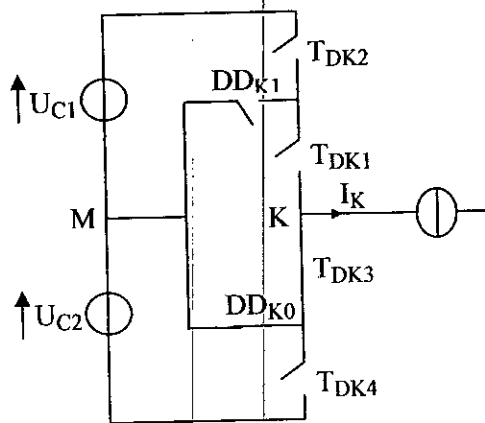
Configuration E 1



Configuration E 2



Configuration E 3



Configuration E 4

Figure II.4. Différentes configurations du bras K de l'onduleur à trois niveaux

Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont représentées dans le tableau II.1 (avec M origine des potentiels et V_K le potentiel du nœud K du bras K).

Configuration	Grandeurs électriques
E ₀	I _K = 0, V _K dépend de la charge
E ₁	V _K = U _{C1} = U _C
E ₂	V _K = 0
E ₃	V _K = -U _{C2} = -U _C
E ₄	V _K = 0

Tableau II.1. Grandeurs électriques correspondantes à chacune des configurations d'un bras K d'onduleur à trois niveaux à structure NPC

II.2.2. Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à trois niveaux à structure NPC

L'analyse fonctionnelle réalisée au moyen du formalisme de Petri consiste à dénombrer les configurations physiquement réalisables, à attribuer à chacune d'entre elles un modèle électrique équivalent et à définir les conditions de changement de configuration. Ces conditions de transition donnent les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement de ce bras. Elles sont des fonctions logiques entre [14][18][20][21] :

- ✓ Une commande externe B_{Ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur).
- ✓ Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs de ce bras.

La figure II.5 montre le réseau de Petri série de ce bras de l'onduleur. R_{mn} représente la réceptivité de transition de la configuration E_m à la configuration E_n. Ces différentes réceptivités R_{mn} sont explicitées ci-dessous :

$$R_{01} = [B_{K1} \wedge (U_{mk1} > 0) \wedge B_{K2} \wedge (U_{mk2} > 0)] + [(U_{mk1} < 0) \wedge (U_{mk2} < 0)]$$

$$R_{02} = [B_{K1} \wedge (U_{mk1} > 0) \wedge \bar{B}_{K2} \wedge (U_{DDK1} > 0)]$$

$$R_{03} = [B_{K3} \wedge (U_{mk3} > 0) \wedge B_{K4} \wedge (U_{mk4} > 0)] + [(U_{mk3} < 0) \wedge (U_{mk4} < 0)]$$

$$R_{04} = [B_{K3} \wedge (U_{mk3} > 0) \wedge \bar{B}_{K4} \wedge (U_{DDK0} > 0)]$$

$$R_{10} = [i_K = 0]$$

$$R_{12} = [B_{K1} \wedge \bar{B}_{K2} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{13} = [\bar{B}_{K1} \wedge (i_K > 0)] + [B_{K3} \wedge B_{K4} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{14} = [B_{K3} \wedge \bar{B}_{K4} \wedge (U_{DDK0} > 0) \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{20} = [i_K = 0]$$

$$R_{21} = [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{23} = [\bar{B}_{K1} \wedge DD_{K1} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{30} = [i_K = 0]$$

$$R_{31} = [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge (i_K > 0) + \bar{B}_{K3} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{32} = [B_{K1} \wedge B_{K2} \wedge B_{K3} \wedge (i_K > 0)]$$

$$R_{34} = [\bar{B}_{K4} \wedge B_{K3} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{40} = [i_K = 0]$$

$$R_{41} = [\bar{B}_{K3} \wedge (i_K < 0)]$$

$$R_{43} = [B_{K3} \wedge B_{K4} \wedge (i_K < 0)]$$

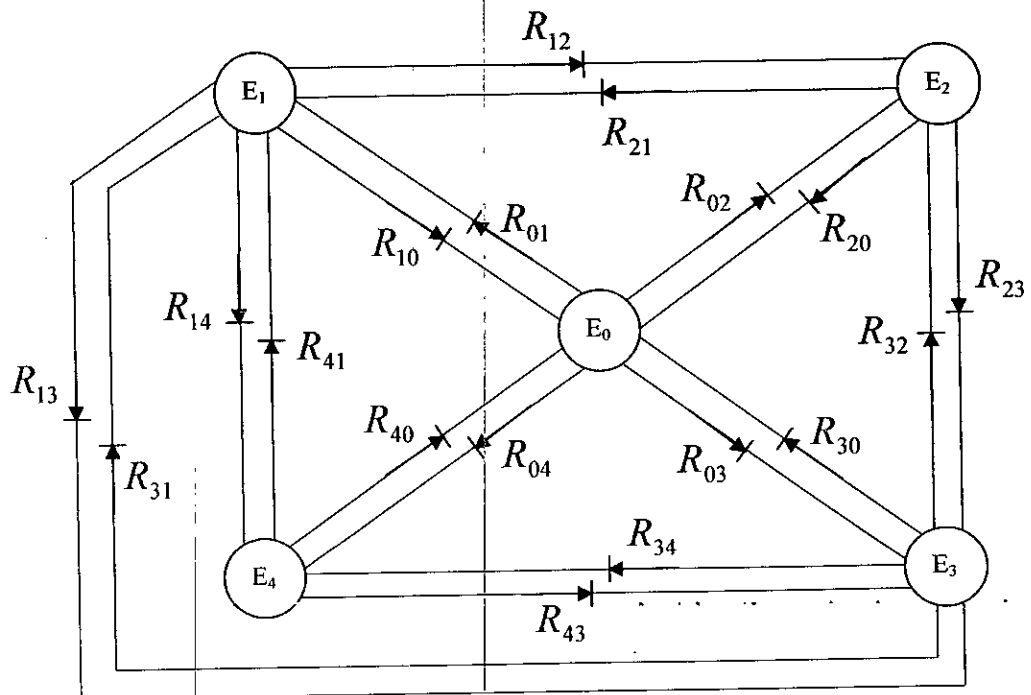


Figure II.5. Réseau de Petri série de fonctionnement d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

II.3. MODÈLES DE CONNAISSANCE ET DE COMMANDE DES ONDULEURS TRIPHASES A TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

II.3.1. Commandabilité des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et non plus des commandes internes (grandeurs électriques) [26][27][28].

Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les notions de fonction de connexion et de commutation.

Hypothèses :

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant U_C) ;
- La charge est triphasée couplée en étoile avec neutre isolé. Alors on a :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ I_A + I_B + I_C = 0 \end{cases} \quad \text{[II.1]}$$

II.3.2. Fonction de connexion « F_{KS} »

Cette fonction est liée à chaque interrupteur. Elle décrit son état fermé ou ouvert. Cette fonction est définie comme suit :

$$F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si TD}_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si TD}_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad \text{[II.2]}$$

II.3.3. Fonction de commutation

Cette fonction est liée à une cellule de commutation. Dans une telle cellule à «n» interrupteurs, chaque interrupteur introduit sa fonction de connexion F_i définie par :

$$F_i = \frac{1}{n} \left\{ 1 + F_C \left[t - (i-1) \frac{T}{n} \right] \right\} \quad \text{[II.3]}$$

Avec F_C la fonction de commutation de cette cellule, et T sa période de fonctionnement et celle des fonctions de connexion et de commutation.

II.3.4. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé a trois niveaux à structure NPC

Commande complémentaire

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit ou par une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit une commande complémentaire des différents semi-conducteurs d'un bras. Plusieurs commandes complémentaires sont possibles pour un onduleur à trois niveaux. La commande la plus optimale est la suivante [14][18][22]:

$$\begin{cases} B_{K4} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K2}} \end{cases} \quad \text{[II.4]}$$

Avec B_{KS} commande de base du transistor T_{KS} de ce bras K . Ainsi avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K4} = 1 - F_{K1} \\ F_{K3} = 1 - F_{K2} \end{cases} \quad \text{[II.5]}$$

Le tableau logique (II.2) défini ci-dessous, montre que cette commande complémentaire rend le système complètement commandable à trois niveaux, en interdisant le cas correspondant à la ligne deux du tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système.

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	Tension de sortie du bras K par rapport à M
0	0	1	1	$-U_{C2}$
0	1	0	1	inconnu
1	0	1	0	$V_{KM}=0$
1	1	0	0	U_{c1}

Tableau II.2. Table d'excitation des interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

II.3.5. Fonction de connexion du demi-bras

On définit pour l'onduleur à trois niveaux une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera F_{Km}^b telle que :

K : numéro du bras ($K = 1, 2, 3$)

$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi-bras du bas} \\ 1 & \text{pour le demi-bras du haut} \end{cases}$$

Pour le bras K , les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1}F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3}F_{K4} \end{cases} \quad \text{[II.6]}$$

Le système d'équations précédent montre que la fonction F_{Km}^b vaut «1» dans le cas où les deux interrupteurs du demi-bras sont tous fermés, et nulle dans tous les autres cas.

II.3.6. Modélisation aux valeurs instantanées

On note :

- Les tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge : V_A , V_B et V_C ;
- Les tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point milieu M de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{AM} , V_{BM} , V_{CM} ;
- La tension entre le point neutre de la charge et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{NM} .

Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu «M» s'expriment comme suit :

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

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment de la manière suivante :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14} \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21}F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}F_{24} \end{cases} ; \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31}F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}F_{34} \end{cases} \quad [II.8]$$

En introduisant ces fonctions dans le système [II.7], on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b U_{C1} - F_{10}^b U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21}^b U_{C1} - F_{20}^b U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31}^b U_{C1} - F_{30}^b U_{C2} \end{cases} \quad [II.9]$$

Ce système d'équations [II.9] s'écrit sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \quad [II.10]$$

D'après ce système [II.10], on peut déduire que l'onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Si on prend en considération l'hypothèse suivante :

$$U_{C1} = U_{C2} = U_C$$

Alors l'équation [II.10] devient comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad [II.11]$$

Les tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ V_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ V_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad [\text{II.12}]$$

D'après les relations [II.10] et [II.12], découle l'équation matricielle [II.13] suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad [\text{II.13}]$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U_C$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad [\text{II.14}]$$

Pour les tensions simples, on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{AM} - V_{NM} \\ V_B = V_{BN} = V_{BM} - V_{NM} \\ V_C = V_{CN} = V_{CM} - V_{NM} \end{cases} \quad [\text{II.15}]$$

Avec V_{NM} tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge qui est représentée comme suit :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad [\text{II.16}]$$

A partir des relations [II.16] et [II.15], on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad [\text{II.17}]$$

A partir des relations [II.10] et [II.17], on obtient le système matriciel donnant les expressions des tensions aux bornes de la charge suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad [\text{II.18}]$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U_C$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad [\text{II.19}]$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur triphasé s'exprime en fonction des courants de la charge i_1, i_2, i_3 et au moyen des fonctions de connexion des demi-bras par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}F_{12}i_1 + F_{21}F_{22}i_2 + F_{31}F_{32}i_3 \\ i_{d2} = F_{13}F_{14}i_1 + F_{23}F_{24}i_2 + F_{33}F_{34}i_3 \end{cases} \quad [\text{II.20}]$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi-bras, la relation [II.20] devient :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad [\text{II.21}]$$

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

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2}) \quad [\text{II.22}]$$

En introduisant la relation [II.20] dans l'équation [II.22], on obtient :

$$i_{d0} = [1 - (F_{11}^b + F_{10}^b)]i_1 + [1 - (F_{21}^b + F_{20}^b)]i_2 + [1 - (F_{31}^b + F_{30}^b)]i_3 \quad [\text{II.23}]$$

On définit la matrice de conversion simple $[N(t)]$ reliant le vecteur d'entrée interne

$[V_A, V_B, V_C, i_{d1}, i_{d2}, i_{d0}]^t$ au vecteur d'état $[U_{C1}, U_{C2}, i_1, i_2, i_3]^t$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad \text{[II.24]}$$

Avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}[2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b] & \frac{1}{3}[-2F_{10}^b + F_{20}^b + F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b] & \frac{1}{3}[F_{10}^b - 2F_{20}^b + F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3}[-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b] & \frac{1}{3}[F_{10}^b + F_{20}^b - 2F_{30}^b] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & [1 - (F_{11}^b + F_{10}^b)] & [1 - (F_{21}^b + F_{20}^b)] & [1 - (F_{31}^b + F_{30}^b)] \end{bmatrix} \quad \text{[II.25]}$$

De même la matrice notée $[M(t)]$ qui relie le vecteur des tensions composées $[V_{AB}, V_{BC}, V_{CA}, i_{d1}, i_{d2}, i_{d0}]^t$ au vecteur d'état est dite matrice de conversion composée, telle que :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad \text{[II.26]}$$

Avec :

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & (-F_{10}^b + F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & (-F_{20}^b + F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & (-F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & 1 - (F_{11}^b + F_{10}^b) & 1 - (F_{21}^b + F_{20}^b) & 1 - (F_{31}^b + F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad [II.27]$$

La figure II.6 représente le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable associé à une charge triphasée et une source de tension continue à point milieu. A partir de cette figure, on distingue deux parties :

- La partie de commande est représentée par le réseau de Petri de fonctionnement de l'onduleur en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion $[N(t)]$.
- La partie opérative est constituée d'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion $[M(t)]$, et d'un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

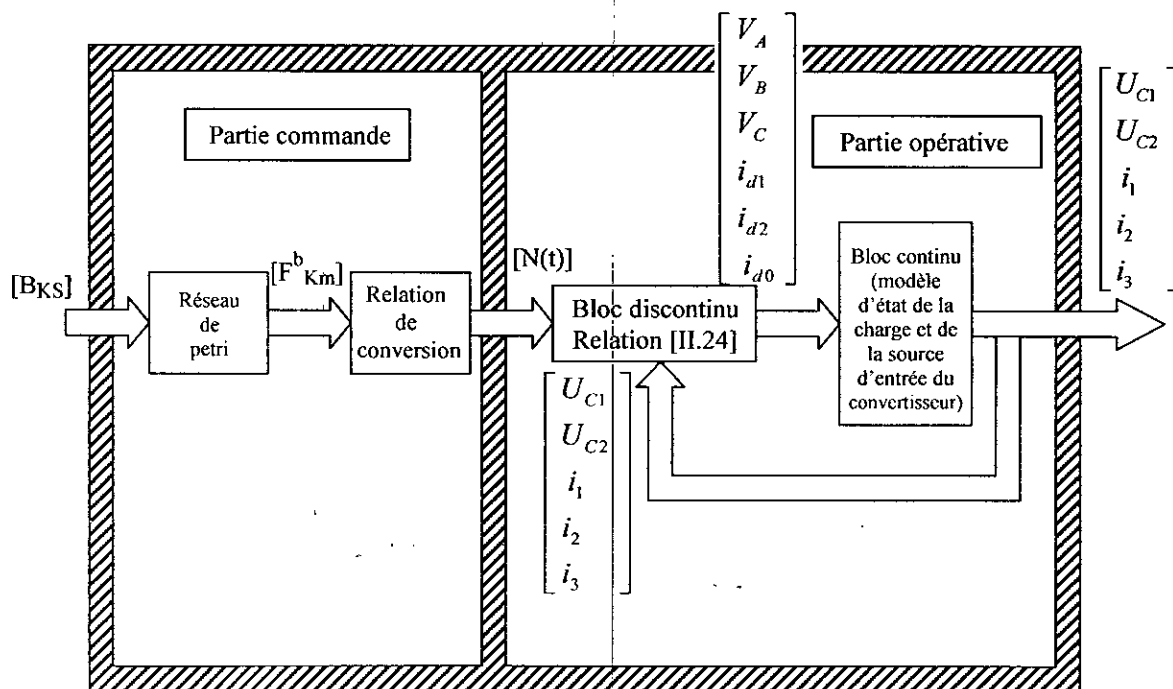


Figure II.6. Modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à trois niveaux

II.3.7. Modélisation aux valeurs moyennes

Afin d'homogénéiser le modèle de connaissance global de l'onduleur à trois niveaux présenté précédemment, on introduit la notion de fonctions génératrices qui permet d'approcher le bloc discontinu par un bloc continu [14][26][29].

Fonctions génératrices

On représente la fonction continue F_{Ksg} , qui correspond à la valeur moyenne de la fonction discontinue de connexion F_{KS} sur une période de commutation T_e supposée infiniment petite, par l'expression suivante :

$$F_{Ksg} = \left[\frac{1}{T_e} \int_{nT_e}^{(n+1)T_e} F_{KS}(\tau) d\tau \right] \in [0,1] \text{ avec } \begin{cases} n \in \mathbb{N} \\ T_e \rightarrow 0 \end{cases} \quad [\text{II.28}]$$

De même pour les fonctions génératrices de connexion des demi-bras :

$$F_{Kmg}^b = \left[\frac{1}{T_e} \int_{nT_e}^{(n+1)T_e} F_{Kmb}^b(\tau) d\tau \right] \quad [\text{II.29}]$$

Les relations de conversion [II.24] et [II.26] deviennent alors :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad [\text{II.30}]$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad [\text{II.31}]$$

Ainsi les matrices $[N_g(t)]$ et $[M_g(t)]$ représentent respectivement les matrices génératrices de conversion simple et composée :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} [2F_{1g}^b - F_{2g}^b - F_{3g}^b] & \frac{1}{3} [-2F_{10g}^b + F_{20g}^b + F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-F_{1g}^b + 2F_{2g}^b - F_{3g}^b] & \frac{1}{3} [F_{10g}^b - 2F_{20g}^b + F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{3} [-F_{1g}^b - F_{2g}^b + 2F_{3g}^b] & \frac{1}{3} [F_{10g}^b + F_{20g}^b - 2F_{30g}^b] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{1g}^b & F_{2g}^b & F_{3g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & [1 - (F_{1g}^b + F_{10g}^b)] & [1 - (F_{2g}^b + F_{20g}^b)] & [1 - (F_{3g}^b + F_{30g}^b)] \end{bmatrix} \quad [II.32]$$

Et :

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11g}^b - F_{21g}^b) & (-F_{10g}^b + F_{20g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21g}^b - F_{31g}^b) & (-F_{20g}^b + F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31g}^b - F_{11g}^b) & (-F_{30g}^b - F_{10g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & 1 - (F_{11g}^b + F_{10g}^b) & 1 - (F_{21g}^b + F_{20g}^b) & 1 - (F_{31g}^b + F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad [II.33]$$

Donc, nous obtenons le modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux où ces grandeurs sont toutes continues comme le montre la figure II.7.

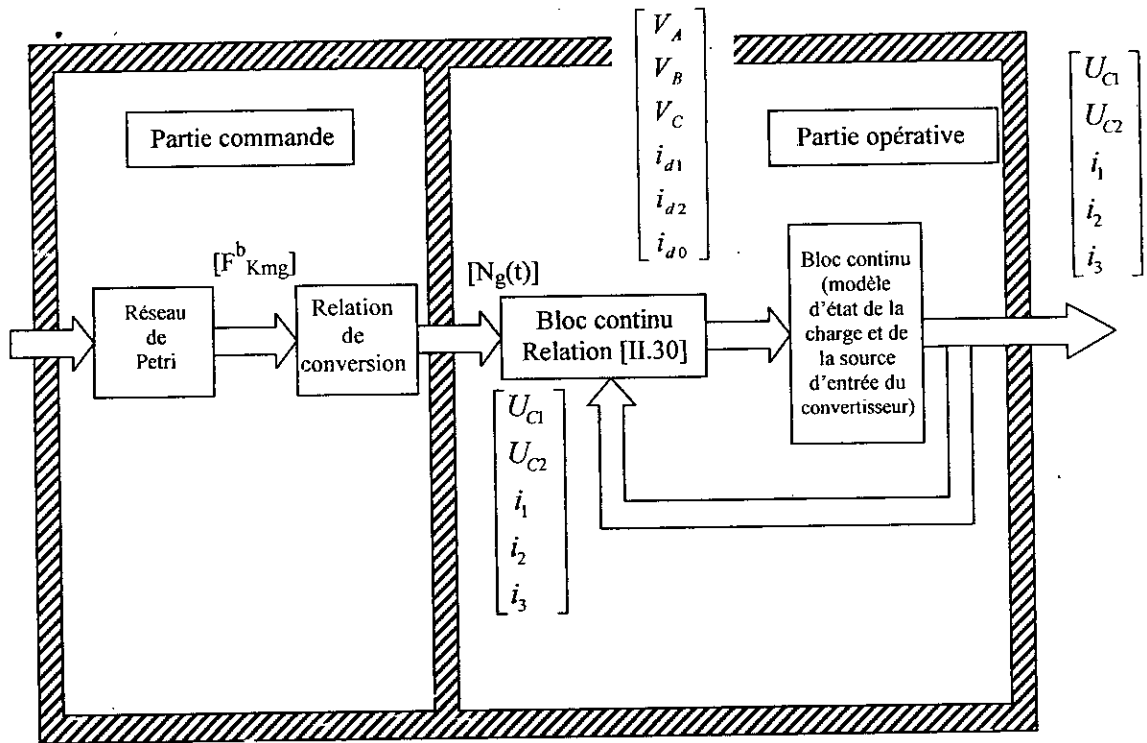


Figure II.7. Modèle de commande global de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

Comme le neutre de la charge de l'onduleur triphasé à trois niveaux est isolé « charge couplée en étoile », on a :

$$\begin{aligned}
 i_1 + i_2 + i_3 &= 0 \\
 V_A + V_B + V_C &= 0 \\
 i_{d0} &= -(i_{d1} + i_{d2})
 \end{aligned}
 \tag{II.34}$$

Dans ce cas et avec l'hypothèse $U_{C1} = U_{C2} = U_C$, les relations [II.30] et [II.31] peuvent être réduites respectivement aux relations [II.35] et [II.36] suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}
 \tag{II.35}$$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}
 \tag{II.36}$$

Avec :

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

Et

$$\left[M_g(t) \right] = \begin{bmatrix} (F_{11g}^b - F_{21g}^b) - (F_{10g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21g}^b - F_{31g}^b) - (F_{210g}^b - F_{10g}^b) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11g}^b & F_{21g}^b & F_{31g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11g}^b - F_{10g}^b) & (1 - F_{21g}^b - F_{20g}^b) & (1 - F_{31g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad [II.38]$$

Ce modèle sera utilisé pour l'élaboration des différentes stratégies de commande calculées appliquées à l'onduleur à trois niveaux à structure NPC alimentant la machine asynchrone à double stator.

II.4. DIFFERENTES STRATEGIES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR À TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC

Dans cette partie, nous élaborons deux stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux qui permettent de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible et qui sont :

- Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses bipolaires;
- Modulation subharmonique;

Dans l'application de ces différentes stratégies, on utilise la commande complémentaire définie précédemment.

Pour chaque stratégie, nous étudions les caractéristiques de réglage et le spectre de fréquence. L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la longueur de la bande linéaire de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie.

On posera : $U_{C1} = U_{C2} = U_C = 400V$.

II.4.1. Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires

La stratégie triangulo-sinusoidale est très connue pour les onduleurs à deux niveaux [30][31]. Dans notre travail, on indiquera la stratégie de commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel pour l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoidale, avec deux porteuses triangulaires bipolaires, d'où l'appellation triangulo-sinusoidale [14][29][30][32][33]. Son principe est représenté par la figure ci-dessous :

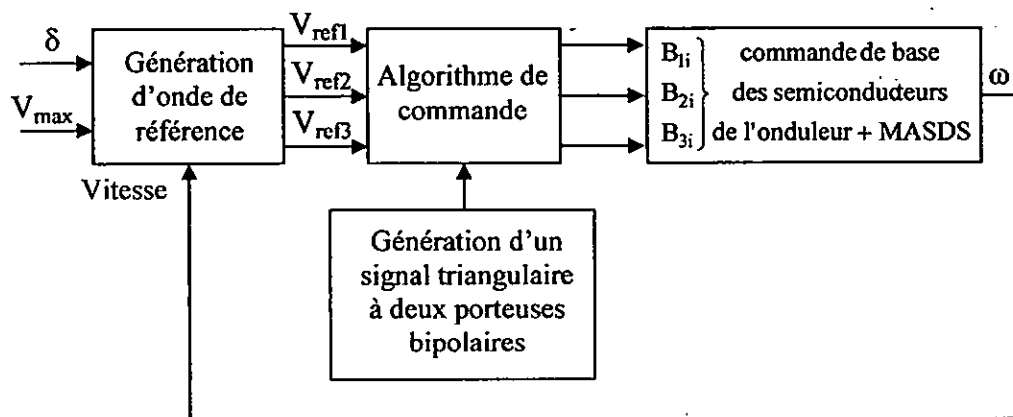


Figure II.7. Principe de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires

Dans le cas où les tensions de référence sont sinusoidales, deux paramètres caractérisent cette modulation [22][34][35][36] :

- L'indice de modulation « m » défini comme étant le rapport de la fréquence f_p de la

porteuse à la fréquence f de la tension de référence $\left[m = \frac{f_p}{f} \right]$.

- Le taux de modulation ou coefficient de réglage de tension $\left[r = \frac{V_m}{U_{pm}} \right]$.

La modulation est dite synchrone quand « m » est entier, et asynchrone dans le cas contraire. Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux ainsi que les porteuses triangulaires sont données par les équations [II.39] et [II.40] :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin \omega t \\ V_{ref2} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \\ V_{ref3} = V_m \sin \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \end{cases} \quad [II.39]$$

$$\begin{cases} U_{p1}(t) = \begin{cases} U_c \left(4 * \frac{t}{T_p} - 1 \right) & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ U_c \left(-4 * \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \\ U_{p2}(t) = U_{p1} \left(t + \frac{T_p}{2} \right) \end{cases} \quad [II.40]$$

La figure II.9 montre les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires.

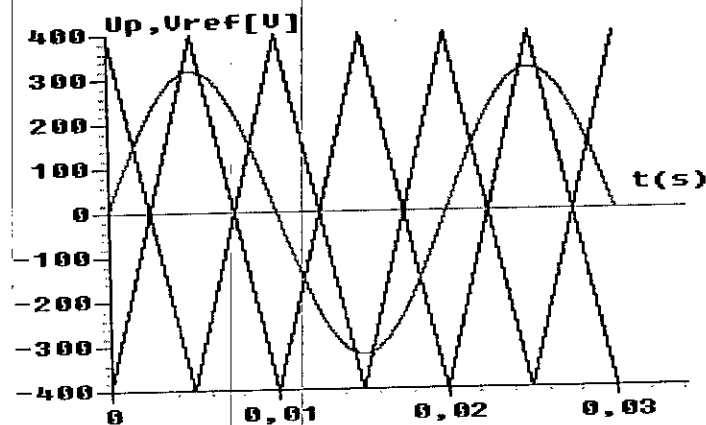


Figure II.9. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires

L'algorithme de commande de cette stratégie est une conséquence de la caractéristique qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Pour un bras K de l'onduleur à trois niveaux, cet algorithme se résume aux deux étapes suivantes :

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires (V_{K1} , V_{K2})

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = U_c \\ V_{\text{refk}} < U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{\text{refk}} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{K2} = 0 \\ V_{\text{refk}} < U_{p2} \Rightarrow V_{K2} = -U_c \end{cases}$$

[II.41]

Etape 2 : Détermination du signal V_{Km} et les ordres de commande B_{Ks} des interrupteurs

$$V_{Km} = U_c \Rightarrow B_{K1} = 1; B_{K2} = 1$$

$$V_{Km} = 0 \Rightarrow B_{K1} = 1; B_{K2} = 0$$

$$V_{Km} = -U_c \Rightarrow B_{K1} = 0; B_{K2} = 0$$

[II.42]

Avec :

$$V_{Km} = V_{K1} + V_{K2}$$

[II.43]

Et :

$$\begin{cases} B_{K1} = \bar{B}_{K4} \\ B_{K2} = \bar{B}_{K3} \end{cases}$$

Cette commande peut également être représentée par le réseau de Petri suivant :

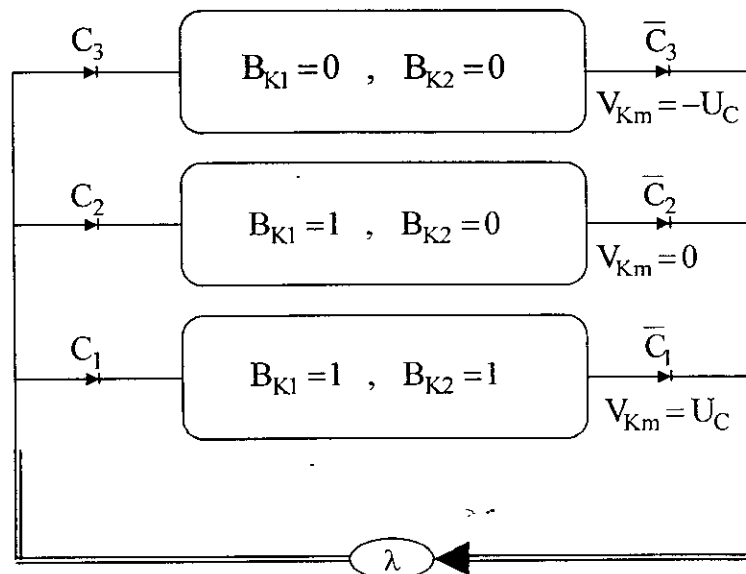


Figure II.10. Réseau de Petri parallèle de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

Les réceptivités de ce réseau sont représentées comme suit :

$$C_1 = (V_{refK} \geq U_{p1}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p2})$$

$$C_2 = (V_{refK} < U_{p1}) \text{ et } (V_{refK} \geq U_{p2})$$

$$C_3 = (V_{refK} < U_{p1}) \text{ et } (V_{refK} < U_{p2})$$

Simulation

- Les figures II.11, II.12 et II.13 représentent la tension de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmoniques respectivement pour $m = 6, 9$ et 12 avec $r = 0,8$ et $f = 50\text{Hz}$.
- La figure II.14 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m = 6$.

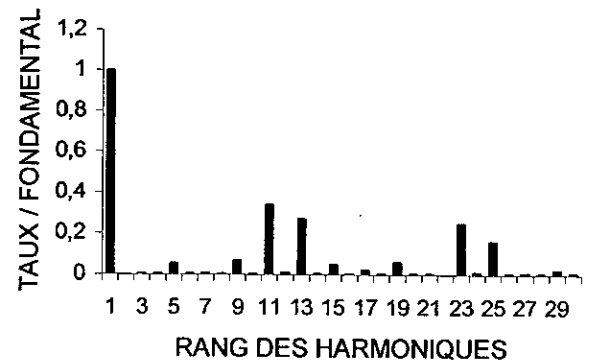
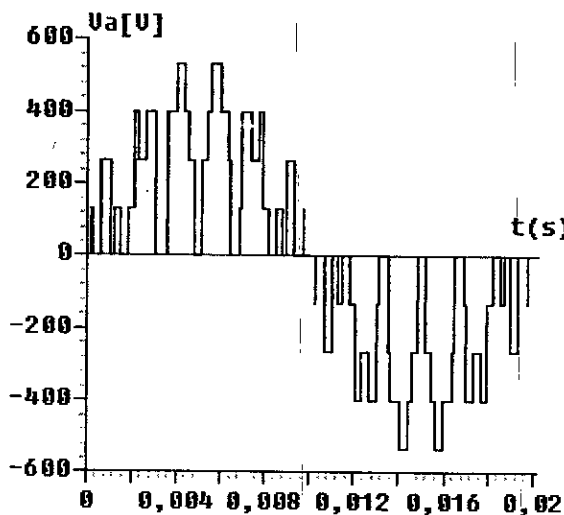


Figure II.11. La tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires ($m=6, r=0,8$)

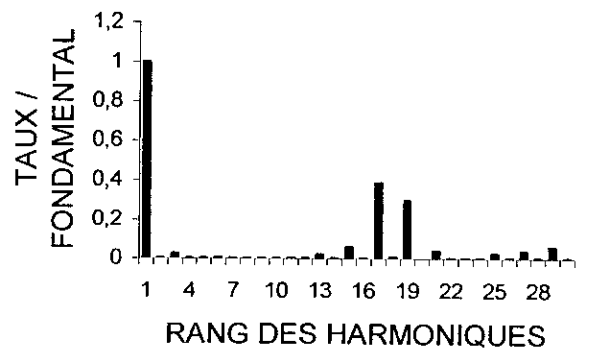
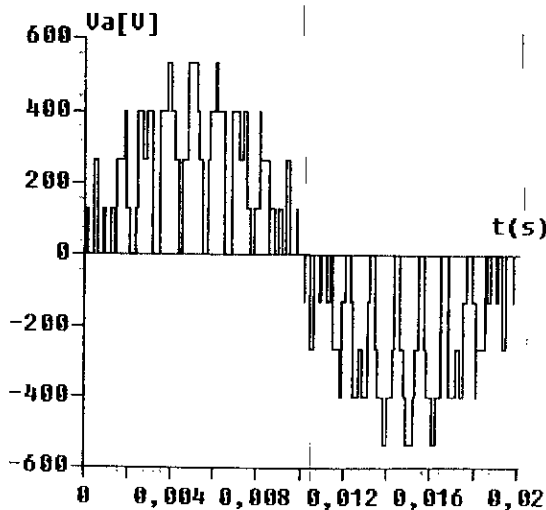
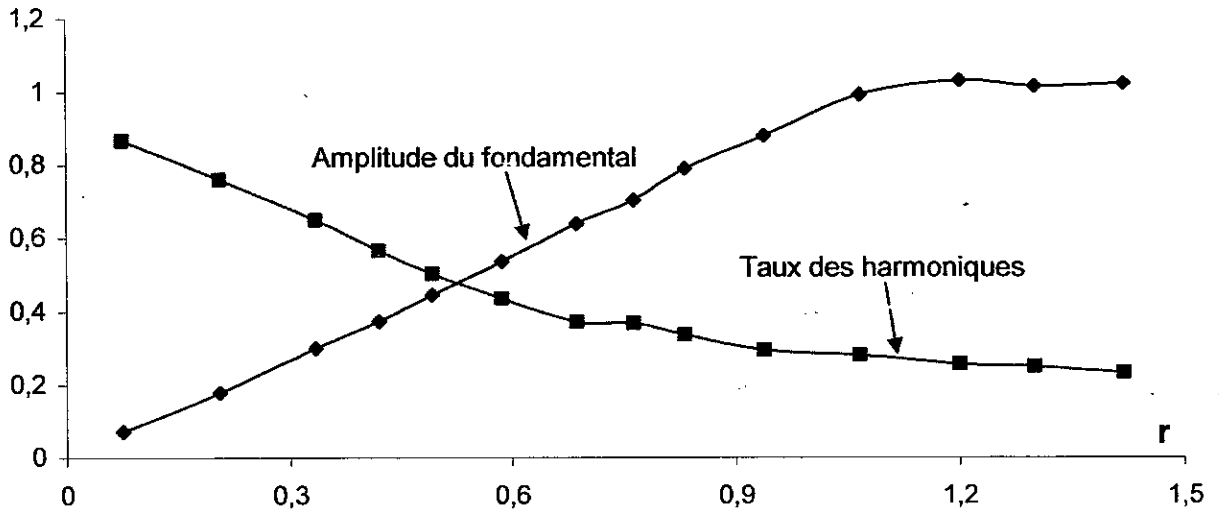
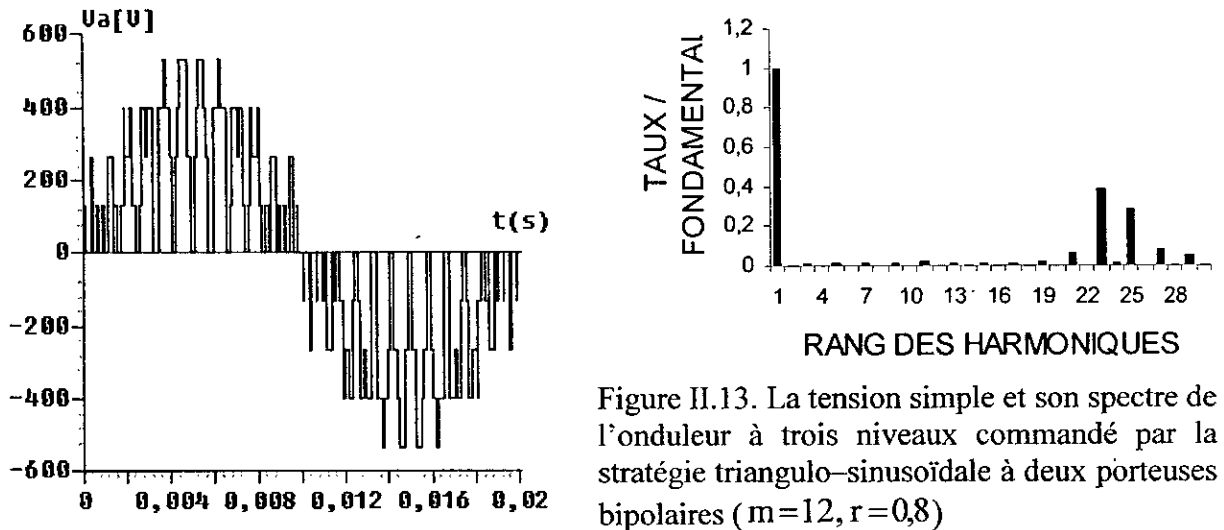


Figure II.12. La tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires ($m = 9, r = 0,8$)



Interprétations et commentaires

- Pour toutes les valeurs de l'indice de modulation « m », il y a une symétrie dans la tension simple V_A par rapport au quart de sa période, donc seul les harmoniques impaires existent, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$. La première famille centrée autour de $2mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés ;
- Le taux de modulation « r » permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $0(r=0)$ à $U_c (r=1)$ (Figure II.14);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.14);

II.4.2. Modulation subharmonique

Principe

La modulation subharmonique permet de suivre le vecteur de tension de référence et non pas chaque tension de référence de phase séparément. Son principe est identique à celui de la stratégie triangulo-sinusoïdale à échantillonnage régulier avec injection de l'harmonique trois [15][22][21][29][32][35][37]. Cette stratégie utilise la propriété que l'onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

On définit à partir du vecteur de référence V_{Sref} , $V_{Sref} = (V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3})^t$, deux nouveaux vecteurs de référence V_{Sref1} et V_{Sref0} . Le vecteur de référence V_{Sref1} est associé à l'onduleur à deux niveaux constitué des demi bras du haut de l'onduleur multiniveaux, alors que le vecteur V_{Sref0} est associé aux demi bras du bas.

Ces deux nouveaux vecteurs de référence sont définis par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} V_{Sref1}[i] &= V_{Sref}[i] + V_0 \\ V_{Sref0}[i] &= V_{Sref}[i] - V_0 \end{aligned} \quad [II.44]$$

Avec $i=1,2,3$

La tension V_0 est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = -\frac{[\max(V_{Sref}) + \min(V_{Sref})]}{2} \quad [II.45]$$

La figure II.15 représente les différents signaux de la modulation subharmonique.

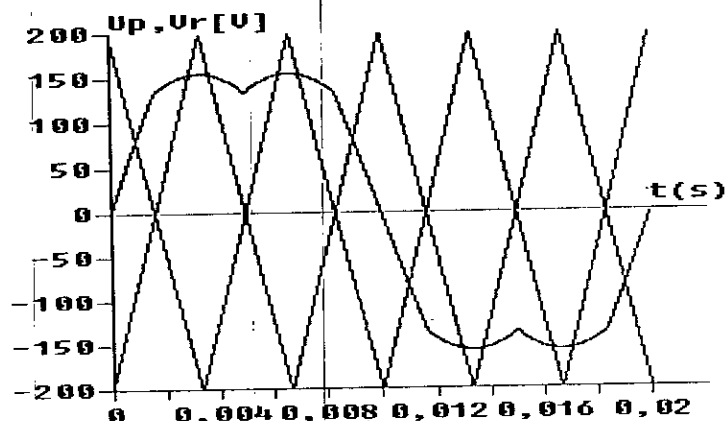


Figure II.15. Les différents signaux de la modulation subharmonique pour $m = 6$, $r = 0,8$

L'algorithme de commande de cette stratégie est similaire à celui de la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses, en utilisant les tensions $V_{Sref1}[i]$ et $V_{Sref0}[i]$ comme signaux de référence pour la commande des demi bras de l'onduleur.

L'organigramme général de la génération des ordres de commande des interrupteurs avec cette stratégie se résume en trois étapes :

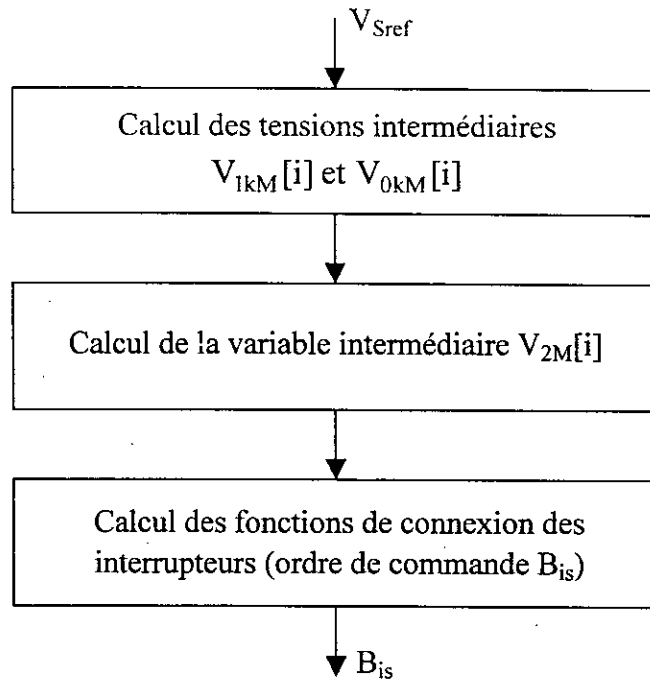


Figure II.16. Organigramme général de la modulation vectorielle.

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires $V_{1kM}[i]$ et $V_{0kM}[i]$, images des tensions de sortie des deux onduleurs à deux niveaux équivalents de l'onduleur à trois niveaux :

$$\begin{cases} V_{Sref1}[i] \geq U_{p1} \Rightarrow V_{11M}[i] = U_c \\ V_{Sref1}[i] < U_{p1} \Rightarrow V_{11M}[i] = 0 \end{cases} \quad [II.46]$$

$$\begin{cases} V_{Sref0}[i] \geq U_{p2} \Rightarrow V_{02M}[i] = 0 \\ V_{Sref0}[i] < U_{p2} \Rightarrow V_{02M}[i] = -U_c \end{cases}$$

Etape 2 : Détermination de la variable intermédiaire $V_{2M}[i]$, image de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux :

$$V_{2M}[i] = V_{1kM}[i] + V_{0kM}[i] \quad [II.47]$$

Etape 3 : Détermination des ordres de commande des interrupteurs :

$$\begin{aligned}
 V_{2M}[i] = U_c &\Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 1 \\
 V_{2M}[i] = 0 &\Rightarrow B_{i1} = 1, B_{i2} = 0 \\
 V_{2M}[i] = -U_c &\Rightarrow B_{i1} = 0, B_{i2} = 0
 \end{aligned}
 \tag{II.48}$$

Avec :

$$\begin{cases}
 B_{K1} = \bar{B}_{K4} \\
 B_{K2} = \bar{B}_{K3}
 \end{cases}
 \tag{II.49}$$

Remarque : Cette stratégie est aussi caractérisée par les deux paramètres, l'indice de modulation « m » et le coefficient de réglage de tension « r ».

Simulation

- Les figures II.17, II.18 et II.19 représentent la tension de l'onduleur triphasé à trois niveaux et son spectre d'harmoniques commandé par la modulation subharmonique respectivement pour ($m=6, 9$ et 12 avec $r = 0,8$ et $f = 50$ Hz).
- La figure II.20 représente le taux d'harmoniques en fonction du taux de modulation pour $m=6$.

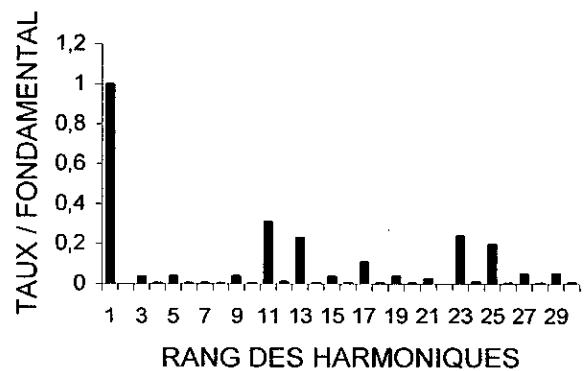
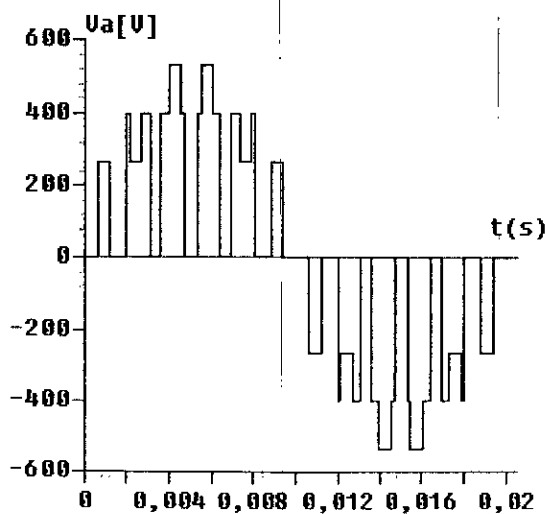


Figure II.17. La tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation subharmonique ($m=6, r=0,8$)

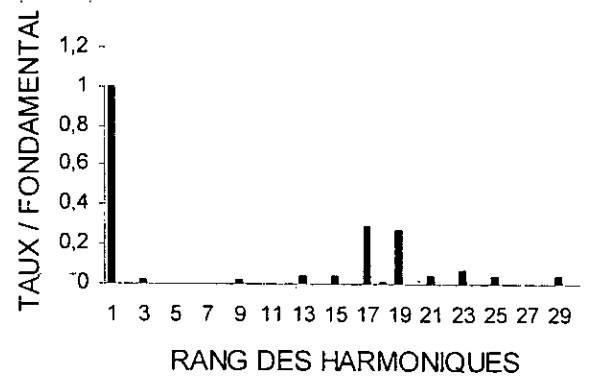
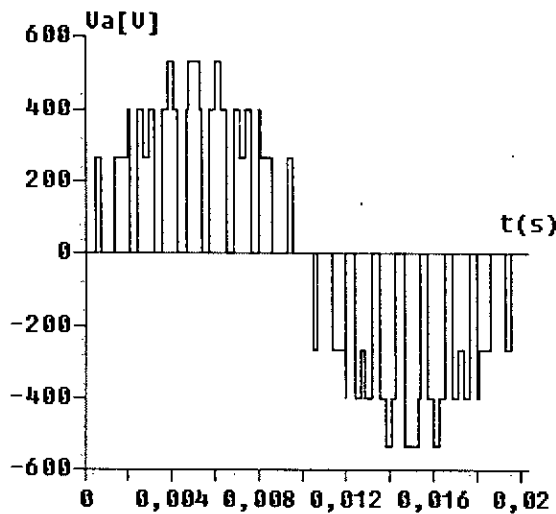


Figure II.18. La tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation subharmonique pour ($m = 9, r = 0,8$)

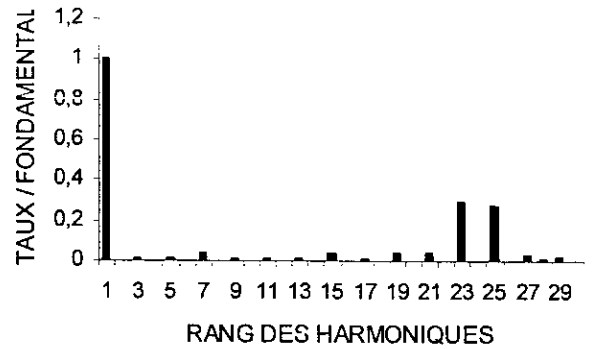
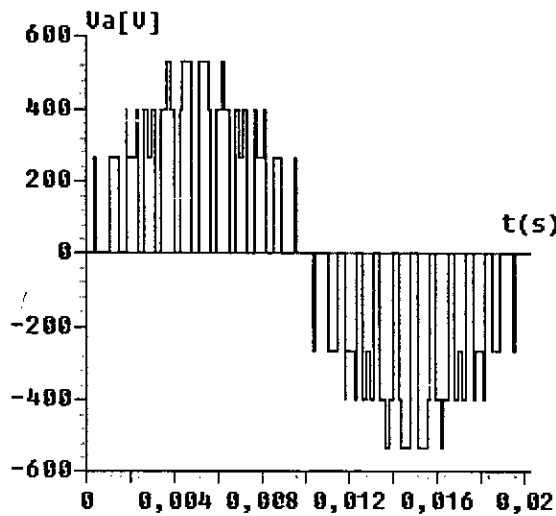


Figure II.19. La tension simple et son spectre de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation subharmonique $m = 12, r = 0,8$

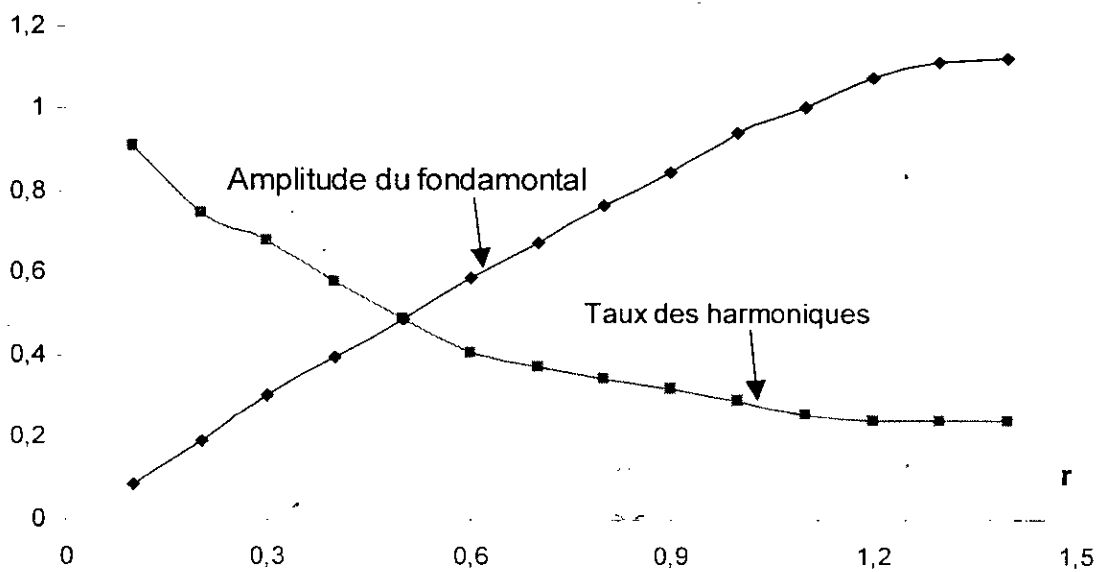


Figure II.20. Caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux commandé par la modulation subharmonique ($m=6$)

Interprétations et commentaires

- On constate qu'il y a une symétrie dans la tension simple V_A par rapport au quart de sa période, donc seul les harmoniques impaires existent, et se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$. La première famille centrée autour de $2mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées et donc facilement filtrés;
 - La caractéristique de réglage est linéaire jusqu'à $r_{max} = 1,15$ (Figure II.20);
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente (Figure II.20).

II.5. ASSOCIATION ONDULEURS À TROIS NIVEAUX A STRUCTURE NPC-MASDS

Dans cette partie, nous présentons l'association de deux onduleurs de tension à trois niveaux à structure NPC avec la machine asynchrone à double stator [29][38]. En forte puissance et haute tension, l'alimentation des deux onduleurs à trois niveaux nécessite l'utilisation d'un transformateur triphasé à deux secondaires. La figure II.21 représente la structure générale de cette association.

Les figures II.22 et II.23 représentent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires respectivement lors d'un démarrage à vide et lors d'application d'un couple de charge entre 1.5 et 2.5s.

Les figures II-24 et II-25 montrent le comportement de la machine asynchrone triphasée à double stator alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la modulation subharmonique à deux porteuses bipolaires respectivement lors d'un démarrage à vide et lors d'application d'un couple de charge entre 1.5 et 2.5s.

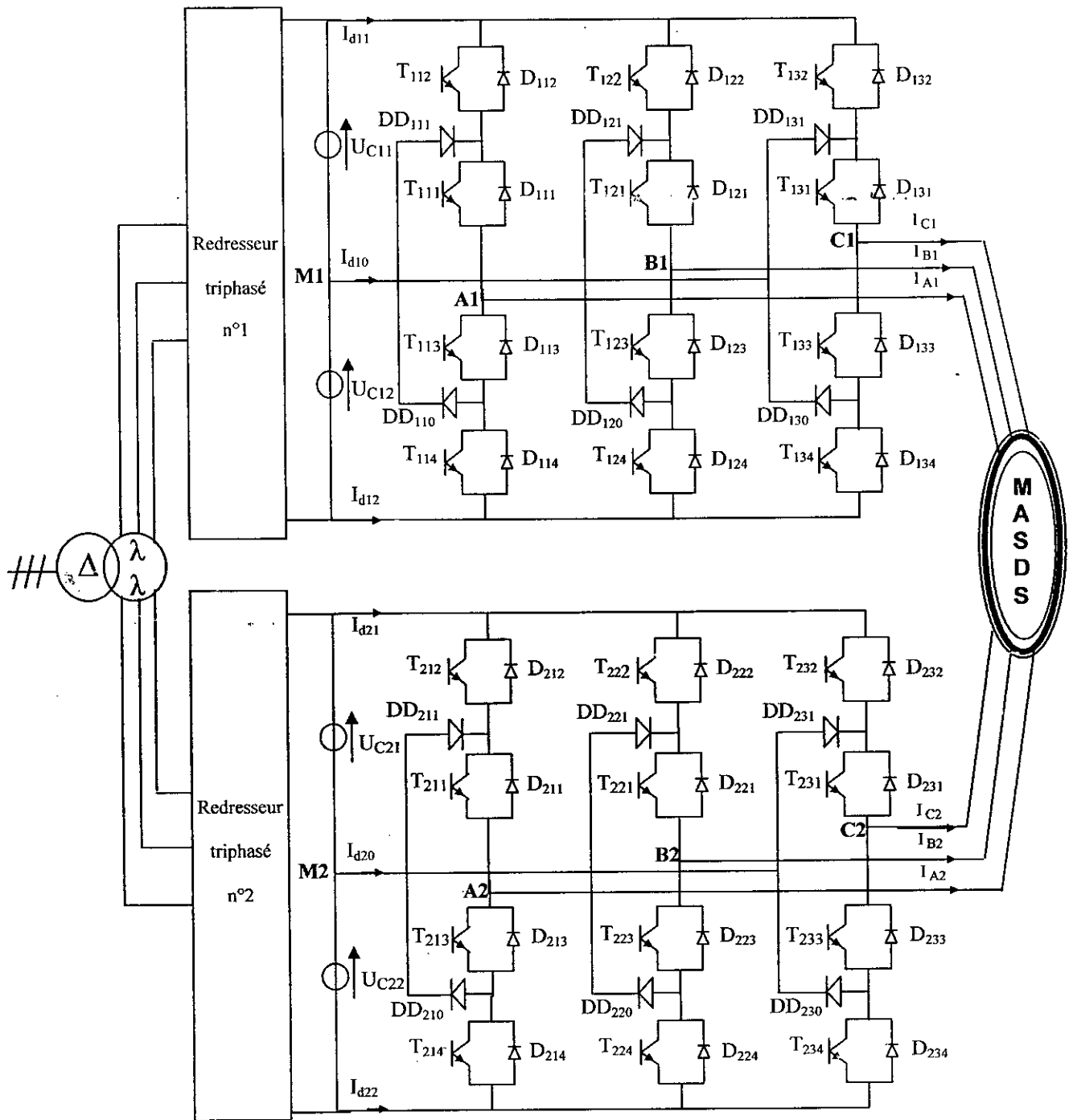


Figure II.21. Structure Générale de l'association de deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC-MASDS avec isolation galvanique des deux stators

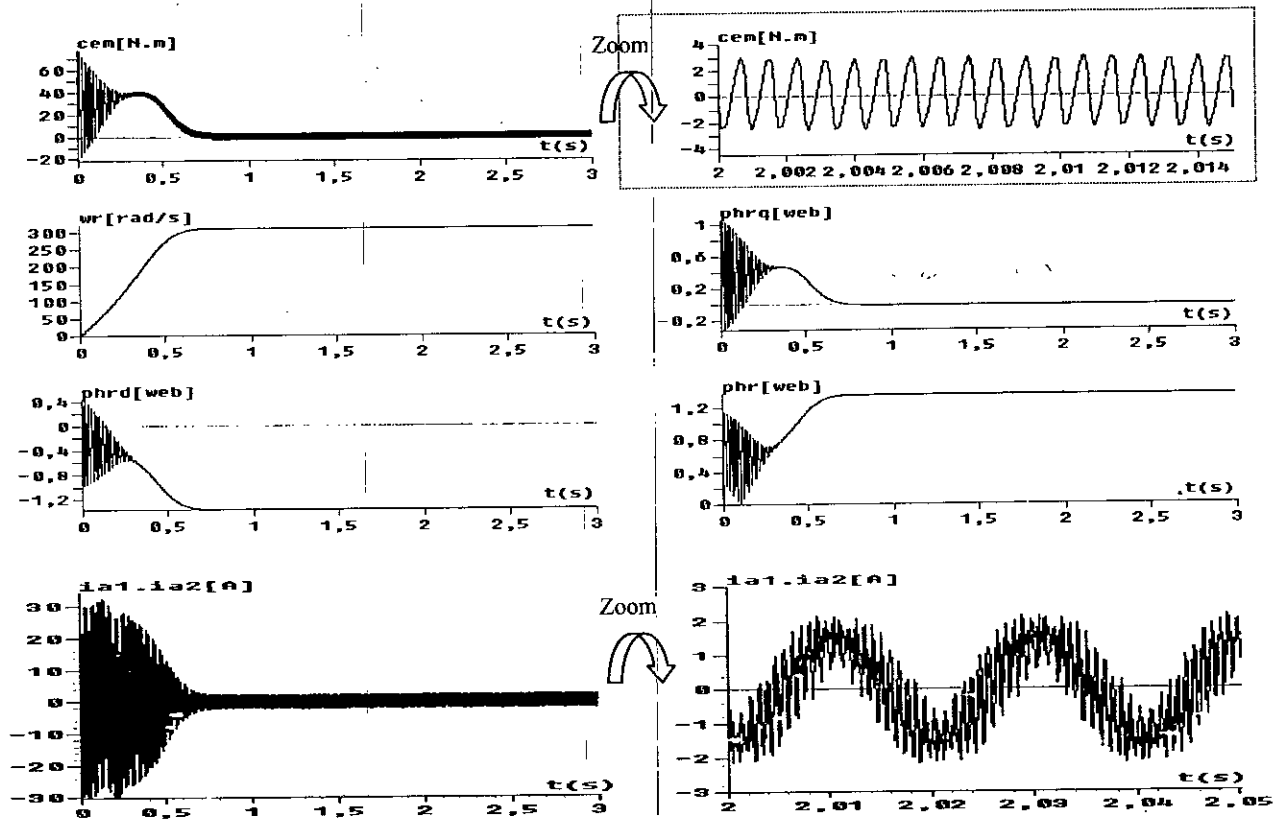


Figure II.22. Performances de la conduite de la MASDS alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires à vide

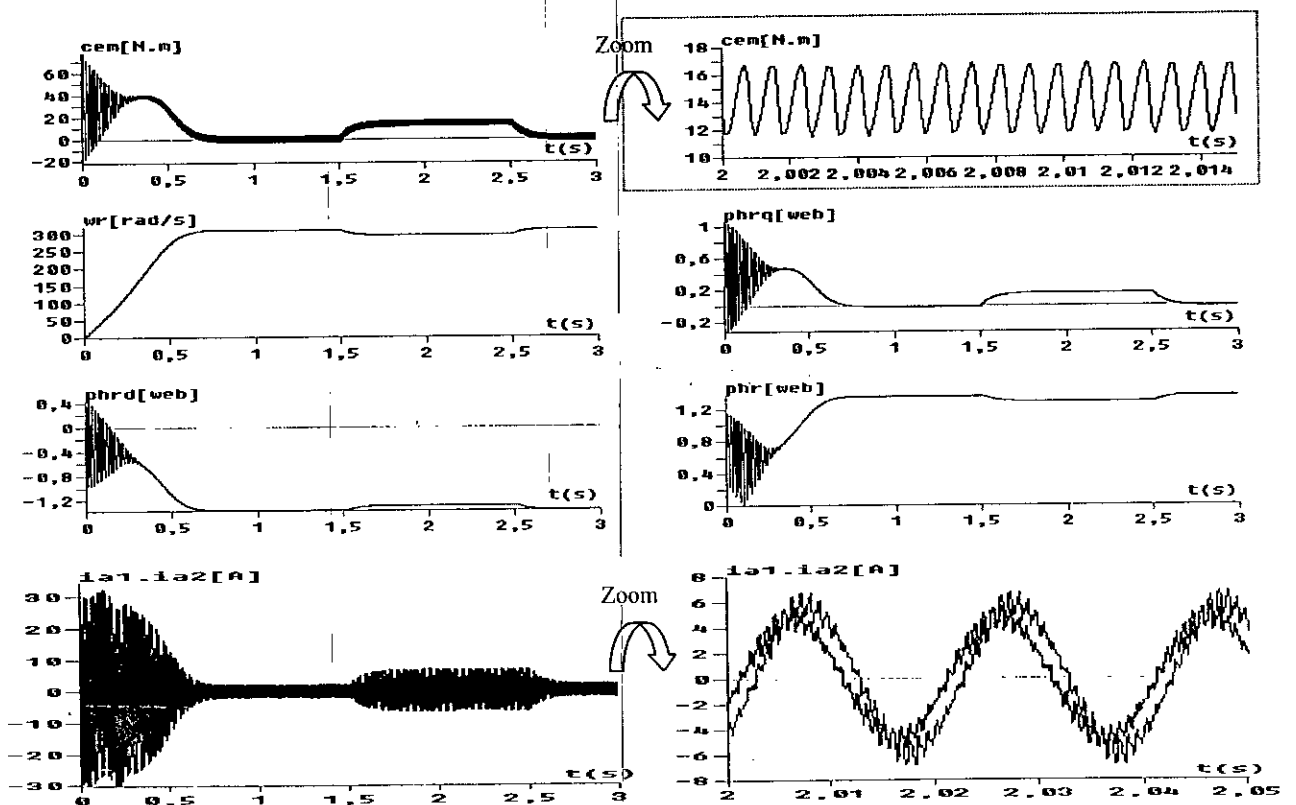


Figure II.23. Performances de la conduite de la MASDS alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses bipolaires avec application d'un couple résistant entre 1.5 et 2.5s ($C_r=14Nm$)

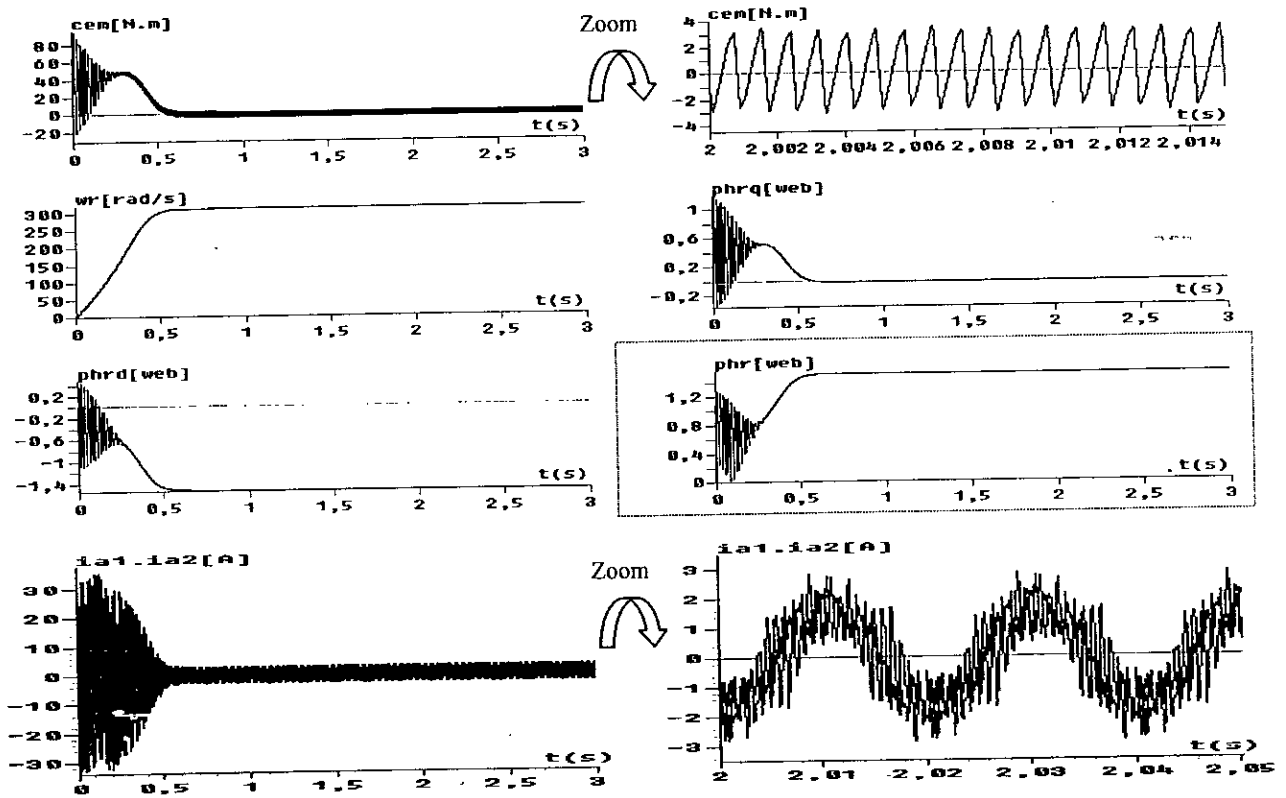


Figure II.24. Performances de la conduite de la MASDS alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie de modulation subharmonique à deux porteuses bipolaires à vide

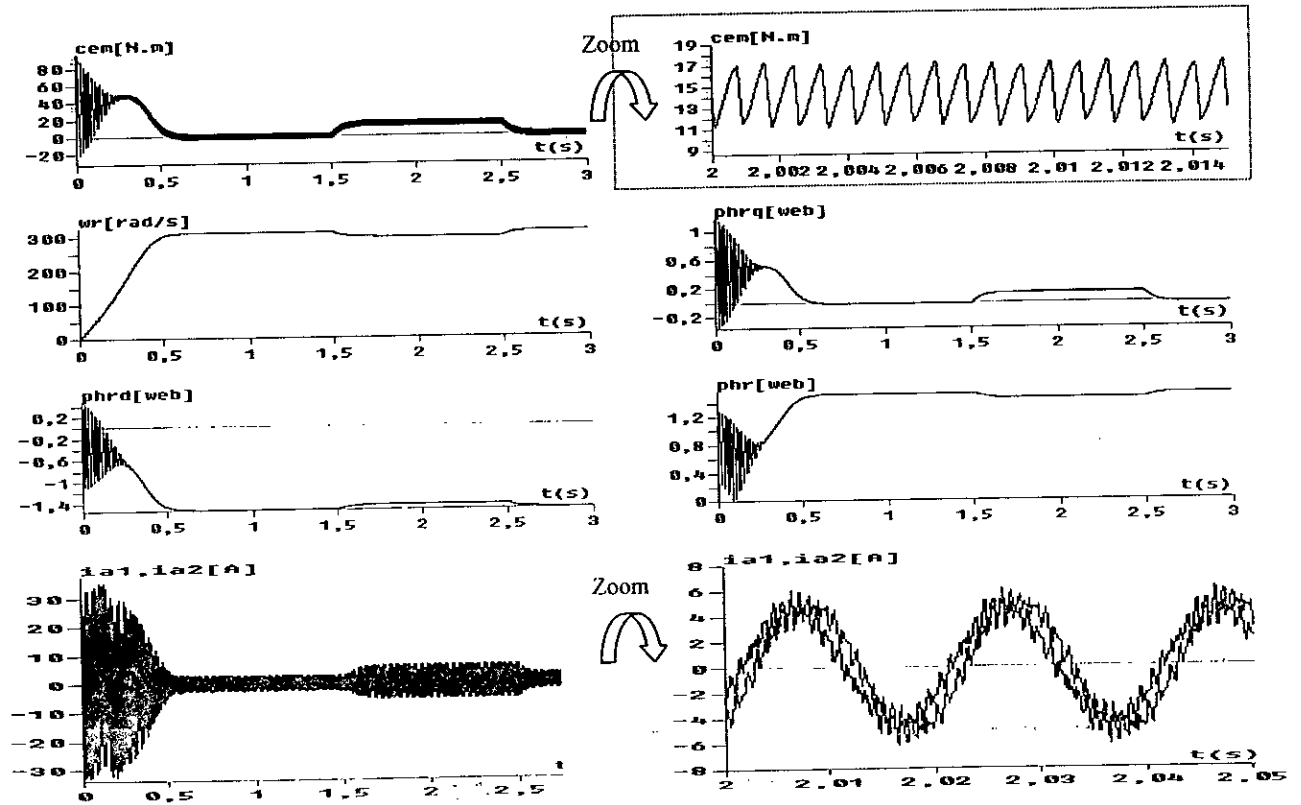


Figure II.25. Performances de la conduite de la MASDS alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie de modulation subharmonique à deux porteuses bipolaires avec application d'un couple résistant entre 1.5 et 2.5s ($C_r=14Nm$)

Interprétation

Les résultats de simulation de la conduite de la machine asynchrone à double stator alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux à structure NPC commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires et la modulation vectorielle lors d'un démarrage à vide et puis lors d'application d'un couple de charge de 14Nm entre 1.5 et 2.5s sont montrés aux figures II.22, II.23, II.24 et II.25.

Le couple électromagnétique varie d'abord d'une façon brusque au démarrage de la machine dépassant les 77Nm pour la stratégie triangulo-sinusoïdale et 95Nm pour la modulation vectorielle ensuite se stabilise en régime établi après 0.7s, pour la stratégie trinagulo-sinusoïdale et 0.59s pour la modulation vectorielle.

Pour une perturbation de couple de 14Nm, nous remarquons une diminution de la vitesse de rotation. Les flux rotoriques en quadrature et directe sont directement affectés ce qui montre qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et avec les flux rotoriques d'autre part.

La vitesse atteint sa valeur de référence 314 rd/s au bout de 0.7s pour la stratégie triangulo-sinusoïdale et 0.59s pour la modulation vectorielle.

Nous remarquons que le couple est très fort au démarrage pour la technique de la modulation vectorielle ce qui conduit à un démarrage relativement rapide par rapport à celui de la stratégie trinagulo-sinusoïdale.

Le tableau II.3 résume les caractéristiques de deux stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.

La stratégie	r_{max} de la caractéristique de réglage	THDmax	THDmin	La fréquence centrale de la première famille d'harmonique
Triangulo-sinusoïdale à deux porteuses	1	0.867	0.232	2mf
Modulation subharmonique	1.15	0.852	0.225	2mf

Tableau II.3. Tableau comparatif des deux stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux

Ce tableau, montre que la stratégie de la modulation subharmonique est la meilleur, car le taux de modulation de cette stratégie permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r_{\max}=1.15$, présente un taux d'harmoniques minimal égal à 0.225.

II.6. INFLUENCE DE L'ANGLE DE CALAGE DES DEUX ENROULEMENTS STATORIQUES

Dans cette partie nous étudions l'influence du changement de l'angle de décalage entre les tensions de sorties des deux onduleurs sur le comportement dynamique de la machine [10][12][38]. Les deux onduleurs sont commandés par la modulation subharmonique à deux porteuses bipolaires.

II.6.1. Alimentation avec un angle de calage $\alpha=0^\circ$

Les deux enroulements de la machine asynchrone à double stator sont supposées décalées d'un angle $\gamma=30^\circ$. Les tensions des deux onduleurs sont en phase ($\alpha=0^\circ$). Dans ce cas de configuration, les tensions instantanées des deux stators sont identiques (Figure II.26).

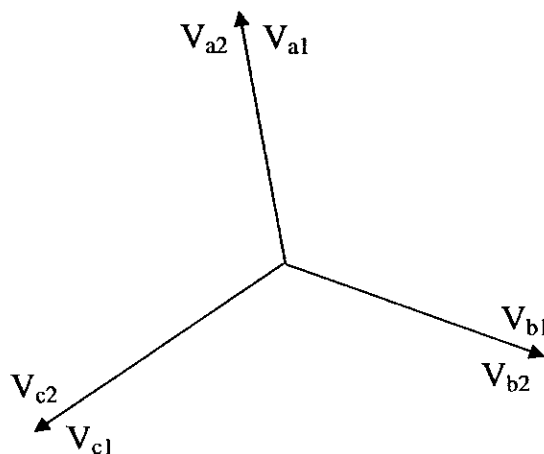


Figure II.26. Axes des tensions des différentes phases des deux alimentations statoriques ($\alpha=0^\circ$)

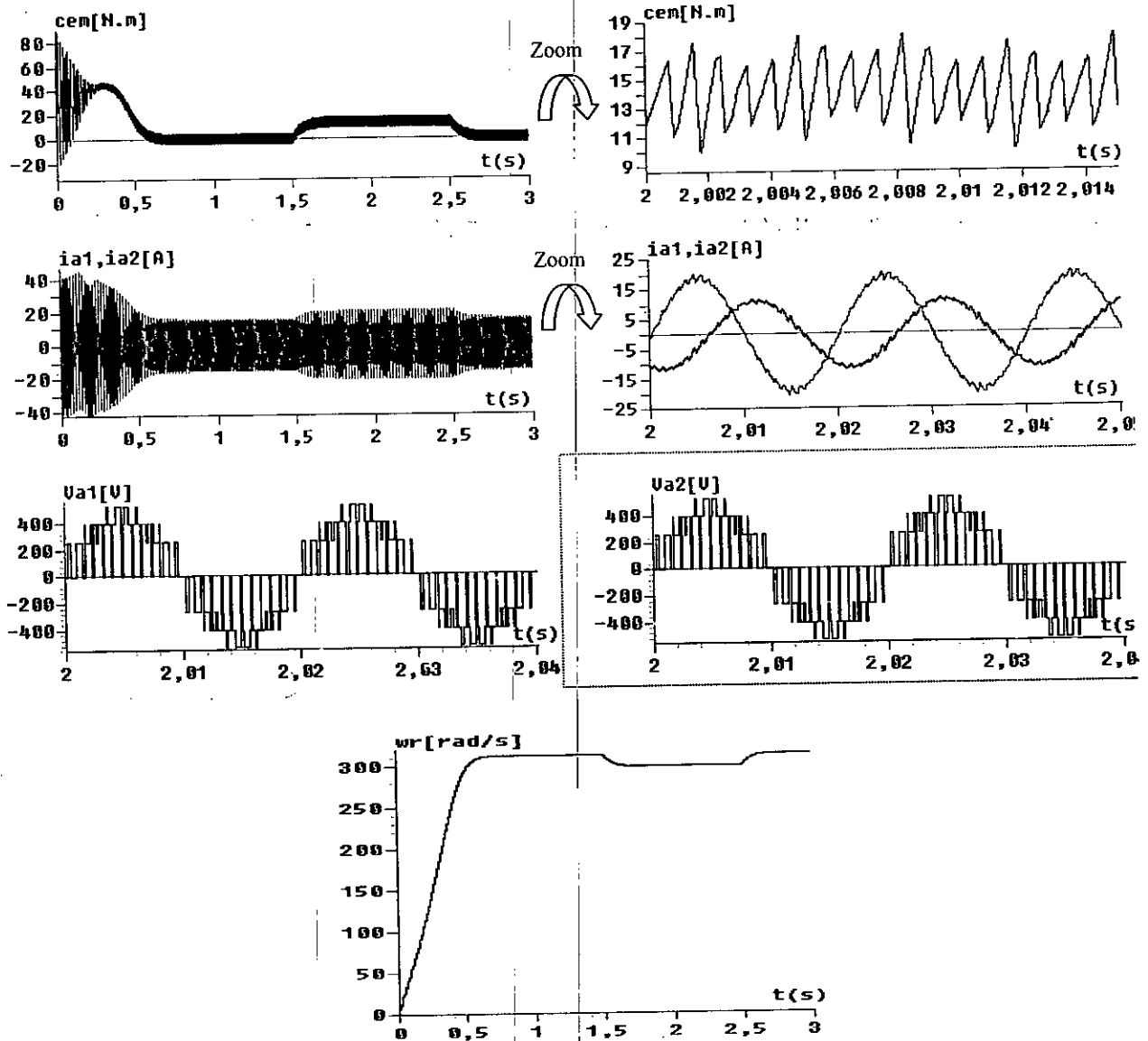


Figure II.27. Comportement de l'ensemble onduleurs à trois niveaux à structure NPC-MASDS en régime permanent avec un déphasage $\alpha=0$ entre les deux alimentations statoriques

Interprétation

Les résultats de simulation en régime permanent avec une charge nominale de **14Nm** montrent que :

- ❖ Une forte oscillation du couple électromagnétique autour de sa valeur nominale **14Nm** avec des valeurs maximales de **17.6Nm** et des minimales de **9.9Nm**.
- ❖ Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} sont déséquilibrés. Leurs amplitudes maximales sont différentes $i_{a1max}=11.9A$ et $i_{a2max}=20A$.
- ❖ Les tensions des deux alimentations sont équilibrées et en phase.

II.6.2. Alimentation avec un angle de calage $\alpha=30^\circ$

Les deux enroulements de la machine asynchrone à double stator sont supposés décalées d'un angle $\gamma=30^\circ$, de même les tensions des deux onduleurs sont aussi décalées l'une par rapport à l'autre d'un angle $\alpha=30^\circ$. Dans ce cas on aura la configuration suivante.

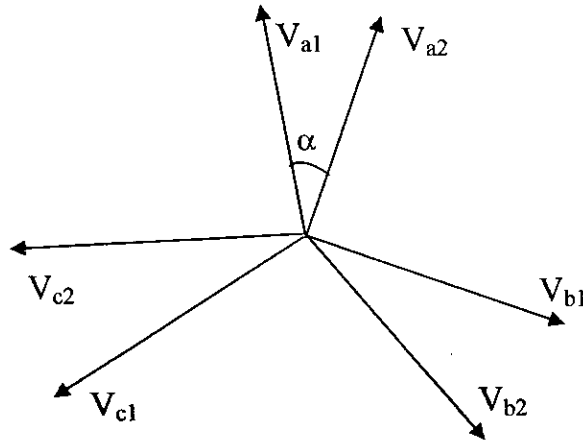


Figure II.28. Axes des tensions des différentes phases des deux alimentations statoriques ($\alpha=30^\circ$)

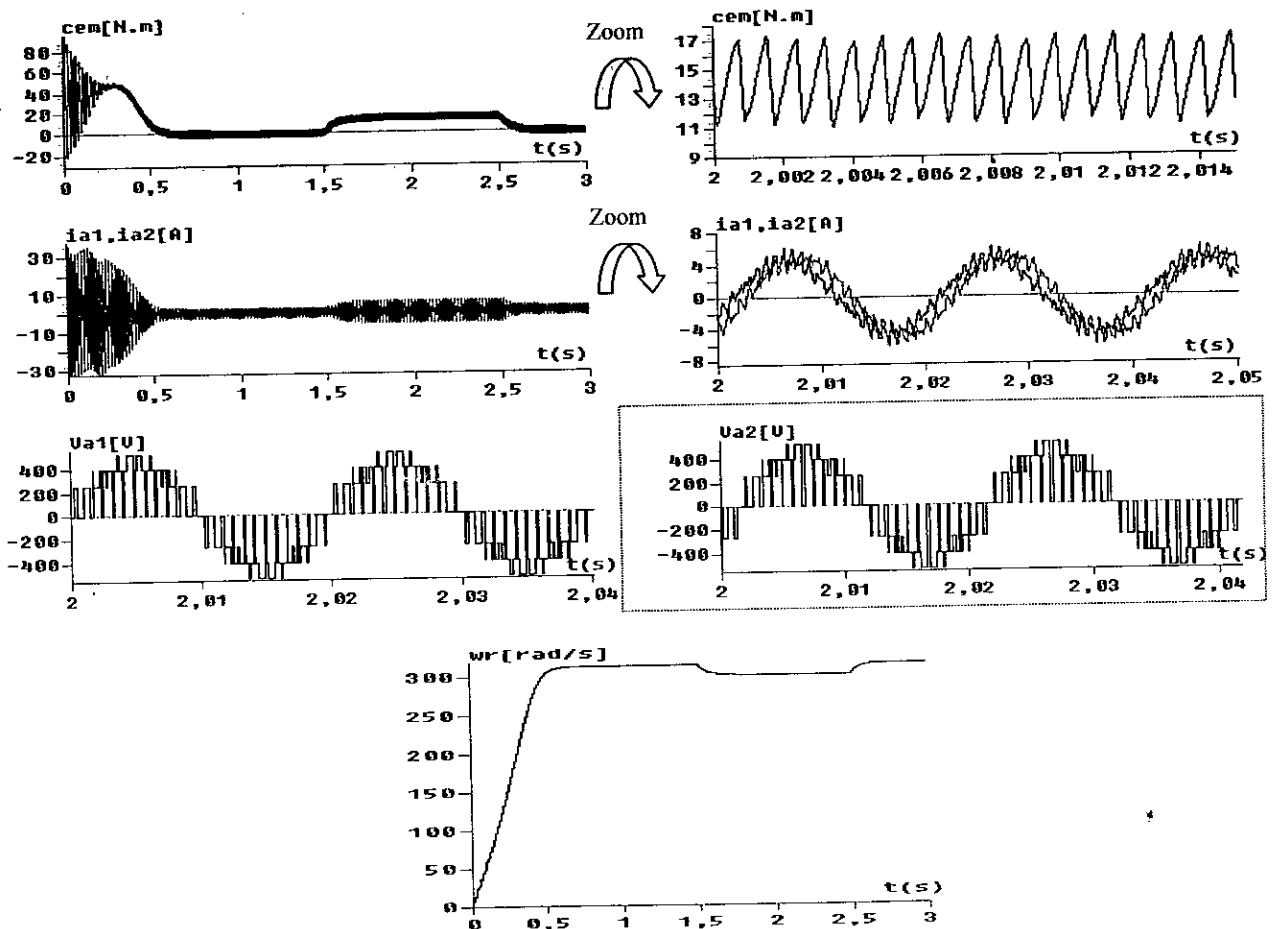


Figure II.29. Comportement de l'ensemble onduleurs à trois niveaux à structure NPC-MASDS en régime permanent avec un déphasage $\alpha=30^\circ$ entre les deux alimentations statoriques

Interprétation

Les résultats de simulation en régime permanent avec une charge nominale de **14Nm** montrent que:

- ❖ Une oscillation moins forte du couple électromagnétique autour de sa valeur nominale **14Nm** avec des valeurs maximales de **17.6Nm** et des minimales de **11.1Nm**.
- ❖ Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} sont déphasés de 30° et leurs amplitudes maximales sont égales.
- ❖ Les tensions des deux alimentations sont équilibrées et déphasées.

II.6.3. Alimentation avec un angle de calage $\alpha=60^\circ$

Les deux enroulements de la machine asynchrone à double stator sont supposés décalés d'un angle $\gamma=30^\circ$. Les tensions des deux onduleurs sont décalées d'un angle $\alpha=60^\circ$ l'une par rapport à l'autre. Dans ce cas de configuration, les tensions instantanées des deux stators sont données par la Figure II.30.

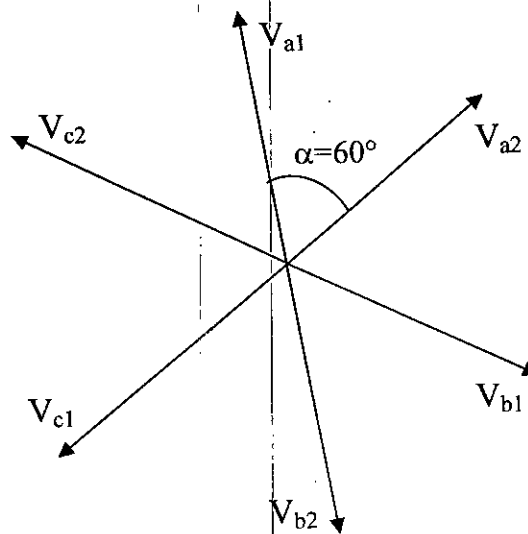


Figure II.30. Axes des tensions des différentes phases des deux alimentations statoriques ($\alpha=60^\circ$)

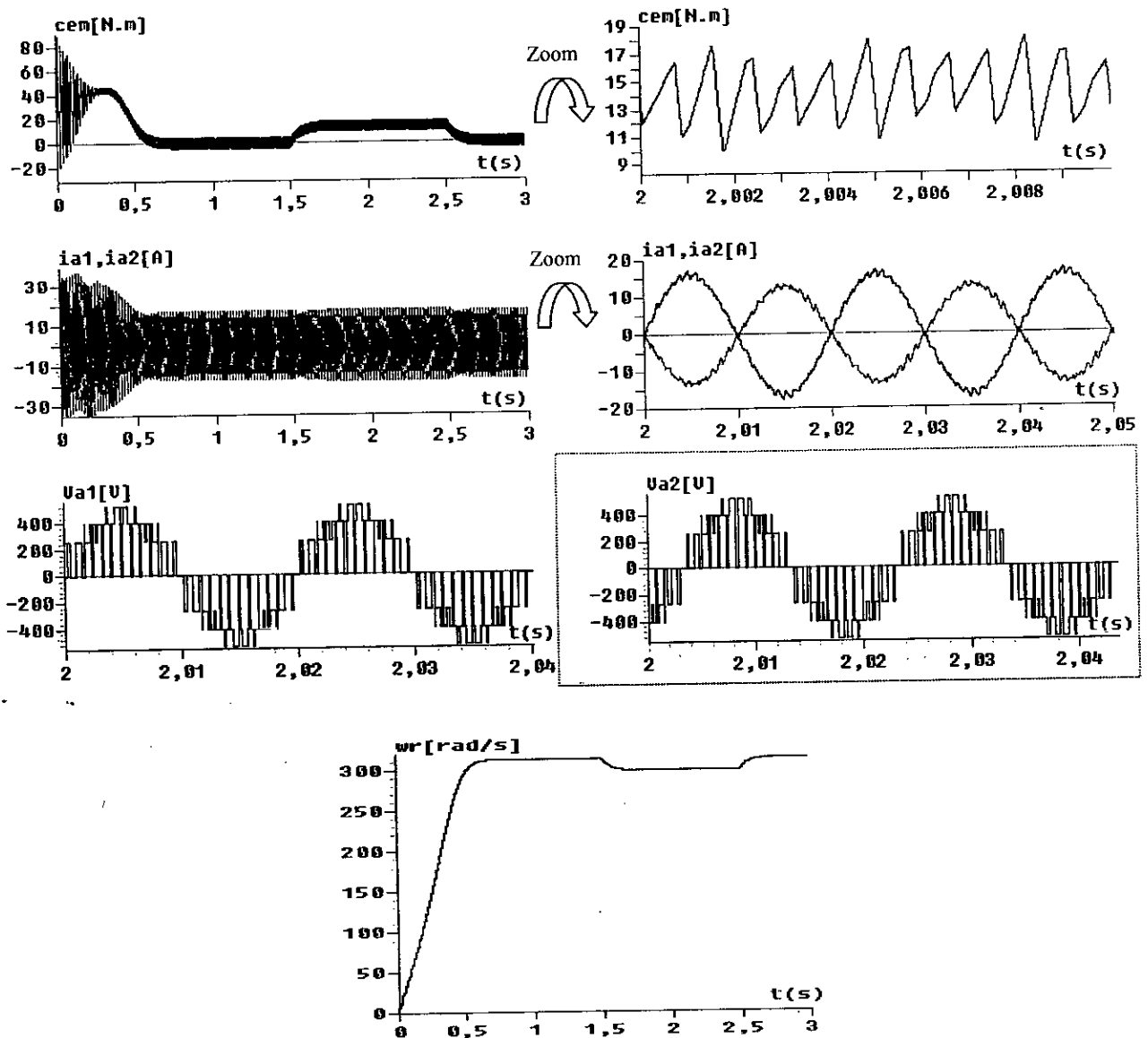


Figure II.31. Comportement de l'ensemble onduleurs à trois niveaux à structure NPC-MASDS en régime permanent avec un déphasage $\alpha=60^\circ$

Interprétation

Les résultats de simulation en régime permanent avec une charge nominale de **14Nm** montrent que :

- ❖ Une forte oscillation du couple électromagnétique autour de sa valeur nominale **14Nm** avec des valeurs maximales de **17.6Nm** et des minimales de **9.9Nm**.
- ❖ Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} sont déséquilibrés leurs amplitudes maximales sont différentes $i_{a1max}=17.3A$ et $i_{a2max}=13.5A$.
- ❖ Les tensions des deux alimentations sont équilibrées et déphasées.

Ainsi, pour un fonctionnement meilleur de la machine asynchrone à double stator alimenté par deux onduleurs à trois niveaux, l'angle de déphasage $\alpha=30^\circ$ correspond à un fonctionnement avec le moins de perturbation de couple et un courant absorbé le plus faible et donc un fonctionnement meilleur.

II.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a élaboré un modèle de fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations possibles d'un bras de cet onduleur.

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, nous avons défini une commande complémentaire optimale pour un fonctionnement totalement commandable.

Par la suite, on a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on a aboutit à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues. L'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur à trois niveaux, nous a permis de montrer que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

Ainsi, nous avons développé deux stratégies de commande MLI de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur, pour les différentes stratégies à deux porteuses, a montré qu'elle présente des harmoniques faibles. Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de $2mf$.

La stratégie de la modulation subharmonique utilisant deux porteuses bipolaires est la plus importante pour la commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC car elle permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ 15%.

L'onduleur à trois niveaux à l'avantage d'être commandé avec deux porteuses et apporte de ce fait une amélioration du taux d'harmoniques.

L'étude de l'influence de l'angle de calage sur le comportement de la machine asynchrone à double stator alimentée par deux onduleurs MLI à trois niveaux a mis en évidence que l'angle de déphasage $\alpha=30^\circ$ convient le mieux pour un fonctionnement meilleur de façon à avoir moins d'ondulation de couple et des courants statoriques plus faibles entre les deux alimentations.

Chapitre III

COMMANDE VECTORIELLE

DE LA MASDS

INTRODUCTION

Parmi tous les types de machines électriques, la machine qui répond le mieux aux exigences liées aux systèmes d'actionnement est la machine à courant continu. Dans ce type de machines, le courant d'induit qui produit le couple et le courant d'induction qui engendre le flux, sont physiquement distincts. Il est alors facile de réaliser une commande du couple et du flux de la machine de manière indépendante et précise, et ainsi d'assurer des réponses dynamiques excellentes. Toutefois la présence du collecteur nécessite une maintenance souvent coûteuse. En conséquence, les recherches se sont orientées vers l'étude de nouveaux variateurs de vitesse équipés de machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques [4][7].

La difficulté de commander une machine à courant alternatif réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables internes de cette dernière (couple, courant et vitesse ou la position).

Afin de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine, plusieurs stratégies de commande ont été proposées pour obtenir des performances souhaitées. Ces stratégies de commande consistent souvent à rendre le comportement électromagnétique de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu. Cette similitude est rendue possible par l'emploi de la commande vectorielle élaborée à partir du modèle de Park [34].

Dans notre étude, nous nous intéresserons à la stratégie de commande qui consiste à maintenir le flux (ou le courant de flux) constant.

Dans ce cas, le modèle de la machine peut être réduit à un modèle linéaire et similaire à celui d'un moteur à courant continu à excitation indépendante.

III.1. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à double stator à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en deux aspects [5][39] :

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

En effet, dans une machine à courant continu, le courant d'induit (i_a) contrôle le couple et le courant inducteur (i_f) contrôle le flux.

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = K \varphi i_a = K' I_a i_r \quad [III.1]$$

Avec :

φ : Flux imposé par le courant d'excitation i_r .

i_a : Courant d'induit.

K, k' : constantes

Pour la machine asynchrone à double stator, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.

L'expression du couple électromagnétique de la machine à double stator est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) - \varphi_{rq} (i_{sd1} + i_{sd2})] \quad [III.2]$$

En coïncidant le flux rotorique avec l'axe « d » du référentiel lié au champ tournant c'est à

dire :

$$\begin{cases} \varphi_{rq} = 0 \\ \varphi_{rd} = \varphi_r \end{cases}$$

La relation finale du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) = K \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2}) \quad [III.3]$$

Avec :

$$K = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

D'après l'équation [III.3], nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. Dans ce cas, c'est le collecteur qui permet naturellement d'obtenir ce découplage. Le problème posé ici est de pouvoir contrôler indépendamment le terme de flux et le terme de courant [5][40].

On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator sera similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

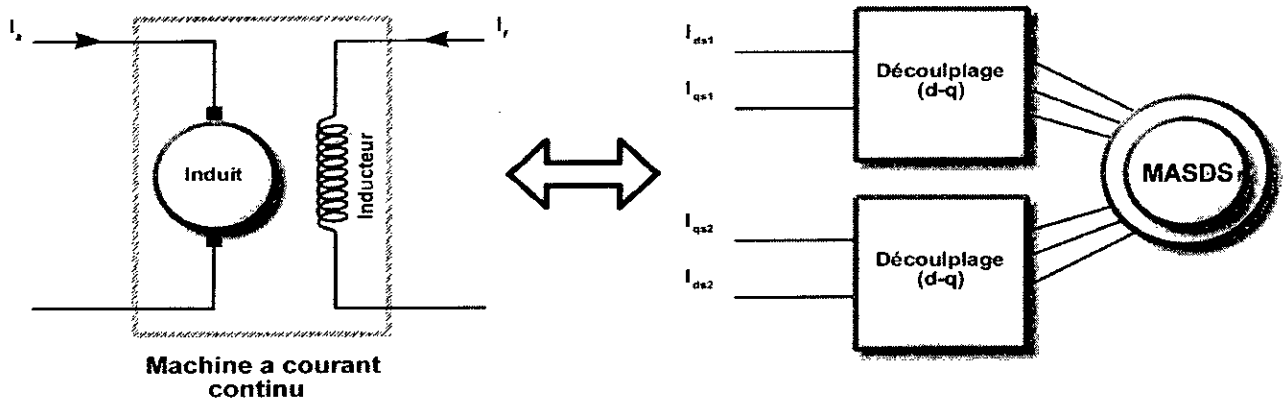


Figure III.1. Principe de la commande vectorielle découplée pour la machine à courant continu à excitation séparée et la machine asynchrone à double stator

III.2. RAPPEL SUR LES DIFFERENTES METHODES DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à double étoile, il existe deux méthodes : la méthode directe et la méthode indirecte.

Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux.

III.2.1. Méthode directe

Cette méthode consiste à déterminer la position et le module du flux quelque soit le régime de fonctionnement [34][39].

Pour cela, deux procédés sont utilisés :

- ❖ La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont très fragiles et sensibles aux variations de température [40].
- ❖ L'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques.

III.2.2. Méthode indirecte

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé de manière indirecte à travers la courant i_d , c'est une variable intermédiaire liée au flux par un modèle de référence, qui est contrôlée [41].

Dans notre travail, nous utilisons la commande indirecte.

III.3. PROCÉDE D'ORIENTATION DU FLUX

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence, suivant la vitesse attribuée au repère (d,q) [39]. Nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désirée du flux (statoriques, rotoriques ou entrefer).

Il existe trois types de référentiel :

- ✓ Orientation du flux rotorique avec les conditions :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \quad ; \quad \varphi_{rq} = 0$$

- ✓ Orientation du flux statorique avec les conditions :

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \quad ; \quad \varphi_{sq} = 0$$

- ✓ Orientation du flux d'entrefer avec les conditions :

$$\varphi_{md} = \varphi_m \quad ; \quad \varphi_{mq} = 0$$

L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment par les deux composantes du courant statorique.

Dans notre étude, nous optons pour la technique d'orientation du flux rotorique à cause de sa simplicité de calculs.

III.4. COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE SANS REGLAGE DE VITESSE (ETUDE EN BOUCLE OUVERTE)

Elle se base sur les équations régissant le fonctionnement de la machine asynchrone à double stator avec orientation du flux où la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement. Le principe de cette méthode de commande consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position.

Le schéma bloc de cette méthode est donné par la figure suivante :

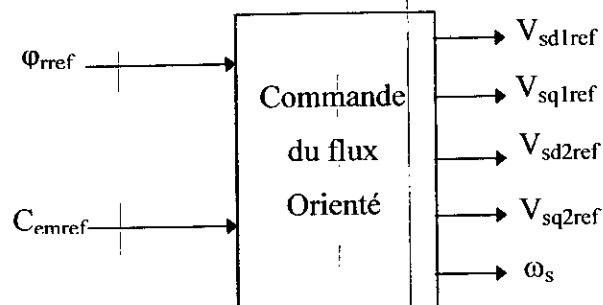


Figure III.2. Bloc de commande CFO

Considérons comme référence de commande le flux rotorique φ_{rref} et le couple C_{emref} .

En tenant compte de la condition $\varphi_{rd}=\varphi_r$ et $\varphi_{rq}=0$, et en remplaçant le système d'équation [I.8] dans [I.7], et les courants rotoriques directe et en quadrature par leurs expressions :

$$i_{rd} = \frac{\varphi_{rd} - L_m(i_{sd1} + i_{sd2})}{(L_r + L_m)}$$

$$i_{rq} = \frac{-L_m(i_{sq1} + i_{sq2})}{(L_r + L_m)}$$

Nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_s i_{sd1} + \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{sd1}}{dt} + L_m \left(1 - \frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \frac{di_{sd2}}{dt} - \omega_s \left[(L_s + L_m) \sigma i_{sq1} + L_m \left(1 - \frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \frac{di_{sq2}}{dt} \right] \\ V_{sq1} = R_s i_{sq1} + \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{sq1}}{dt} + L_m \left(1 - \frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \frac{di_{sq2}}{dt} - \omega_s \left[(L_s + L_m) \sigma i_{sq1} + L_m \left(1 - \frac{L_m}{L_m + L_r}\right) i_{sd2} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rd} \right] \\ V_{sd2} = R_s i_{sd2} + \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{sd2}}{dt} + L_m \left(1 - \frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \frac{di_{sd1}}{dt} - \omega_s \left[(L_s + L_m) \sigma i_{sq2} + L_m \left(1 - \frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \frac{di_{sq1}}{dt} \right] \\ V_{sq2} = R_s i_{sq2} + \sigma(L_s + L_m) \frac{di_{sq2}}{dt} + L_m \left(1 - \frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \frac{di_{sq1}}{dt} - \omega_s \left[(L_s + L_m) \sigma i_{sq2} + L_m \left(1 - \frac{L_m}{L_m + L_r}\right) i_{sd1} + \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{rd} \right] \end{cases}$$

Avec

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

Afin de simplifier le système d'équation précédent, nous remplaçons les courants statoriques (i_{sd2} , i_{sq2}) et le courant rotorique en quadrature i_{rq} par leurs expressions :

$$\begin{cases} i_{sd2} = \frac{\Phi_{rref} - L_m i_{sd1}}{L_m} \\ i_{sq2} = \frac{-(L_m + L_r) i_{rq} - L_m i_{sq1}}{L_m} \\ i_{rq} = \frac{-\omega_{gl} \Phi_{rref}}{r_r} \end{cases} \quad [III.4]$$

Le nouveau système simplifié est donné par :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + L_s \frac{di_{sd1}}{dt} - \omega_s (L_s i_{sq1} + \frac{L_r}{r_r} \Phi_{rref} \omega_{gl}) \\ V_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + L_s \frac{di_{sq1}}{dt} + \omega_s (L_s i_{sd1} + \frac{L_r}{r_r} \Phi_{rref}) \\ V_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + L_s \frac{di_{sd2}}{dt} - \omega_s (L_s i_{sq2} + \frac{L_r}{r_r} \Phi_{rref} \omega_{gl}) \\ V_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + L_s \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s (L_s i_{sd2} + \frac{L_r}{r_r} \Phi_{rref}) \end{cases} \quad [III.5]$$

Avec :

$$\begin{cases} C_{emref} = p \frac{L_m}{(L_m + L_r)} \Phi_{rref} (i_{sq1ref} + i_{sq2ref}) \\ \omega_{gl} = \frac{r_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_{rref}} (i_{sq1ref} + i_{sq2ref}) \end{cases} \quad [III.6]$$

L'expression du couple montre que le flux de référence et les courants statoriques en quadrature ne sont pas parfaitement indépendants. Pour cela, il est nécessaire de découpler la commande du couple et celle du flux de cette machine en introduisant de nouvelles variables :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + L_s \frac{di_{sd1}}{dt} \\ V_{sq1} = R_{s1} i_{sq1} + L_s \frac{di_{sq1}}{dt} \\ V_{sd2} = R_{s2} i_{sd2} + L_s \frac{di_{sd2}}{dt} \\ V_{sq2} = R_{s2} i_{sq2} + L_s \frac{di_{sq2}}{dt} \end{array} \right. \quad [III.7]$$

Le système [III.7] montre que les tensions statoriques (V_{sd1} , V_{sd2} , V_{sq1} , V_{sq2}) sont directement reliées aux courants statoriques (i_{sd1} , i_{sd2} , i_{sq1} , i_{sq2}) pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques sont corrigées donnant ainsi les tensions statoriques de références (V_{sd1ref} , V_{sd2ref} , V_{sq1ref} , V_{sq2ref}) à flux constant.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd1ref} = V_{sd1} - \omega_s \left(L_s i_{sq1} + \frac{L_r}{r_r} \phi_{rref} \omega_{gl} \right) \\ V_{sq1ref} = V_{sq1} + \omega_s \left(L_s i_{sd1} + \frac{L_r}{r_r} \phi_{rref} \right) \\ V_{sd2ref} = V_{sd2} - \omega_s \left(L_s i_{sq2} + \frac{L_r}{r_r} \phi_{rref} \omega_{gl} \right) \\ V_{sq2ref} = V_{sq2} + \omega_s \left(L_s i_{sd2} + \frac{L_r}{r_r} \phi_{rref} \right) \end{array} \right. \quad [III.8]$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques (i_{sd1} , i_{sd2} , i_{sq1} , i_{sq2}) et on obtient à leurs sorties les tensions statoriques (V_{sd1} , V_{sd2} , V_{sq1} , V_{sq2}).

III.5. SYNTHÈSE DES RÉGULATEURS

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Les régulateurs utilisés dans notre étude sont des correcteurs à action proportionnelle - intégrale (PI) [42][43].

III.5.1. Régulateurs de courant

Pour faciliter la synthèse des régulateurs, nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la f.c.e.m. sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément.

Nous présentons dans ce paragraphe le correcteur PI pour la régulation des courants comme l'indique la figure III.3.

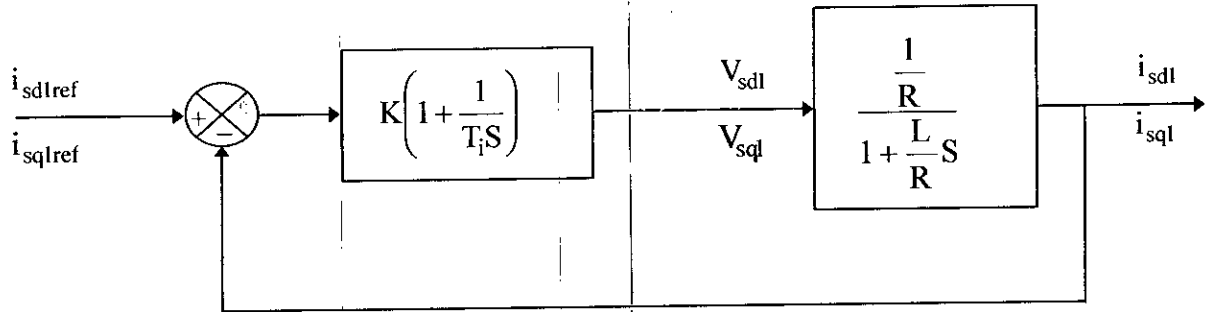


Figure III.3. Boucle de régulation des courants

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par la relation suivante :

$$F(S) = K \frac{1 + T_i S}{T_i S} \frac{1}{R \left(1 + \frac{L}{R} S \right)} \quad [\text{III.9}]$$

Le gain du régulateur est choisi en fonction de la constante de temps exigée. Pour obtenir des réponses analogues pour les courants statoriques (i_{sd1} , i_{sd2} , i_{sq1} , i_{sq2}), les constantes de temps de l'axe d et q doivent être réduites à une même valeur. Si le régulateur PI est utilisé, la constante de temps du régulateur est souvent choisie pour compenser la constante de temps électrique propre de la machine [43]. On a alors :

$$T_i = \frac{L_s}{R} \quad [\text{III.10}]$$

Le gain du régulateur est calculé suivant la constante de temps apparente T_e exigée en boucle fermée, on a :

$$K = \frac{L_s}{T_e} \quad [\text{III.11}]$$

$$T_e = \frac{L_s}{R + K} \quad \text{[III.12]}$$

Le schéma bloc de cette structure peut être représenté par la figure III.4.

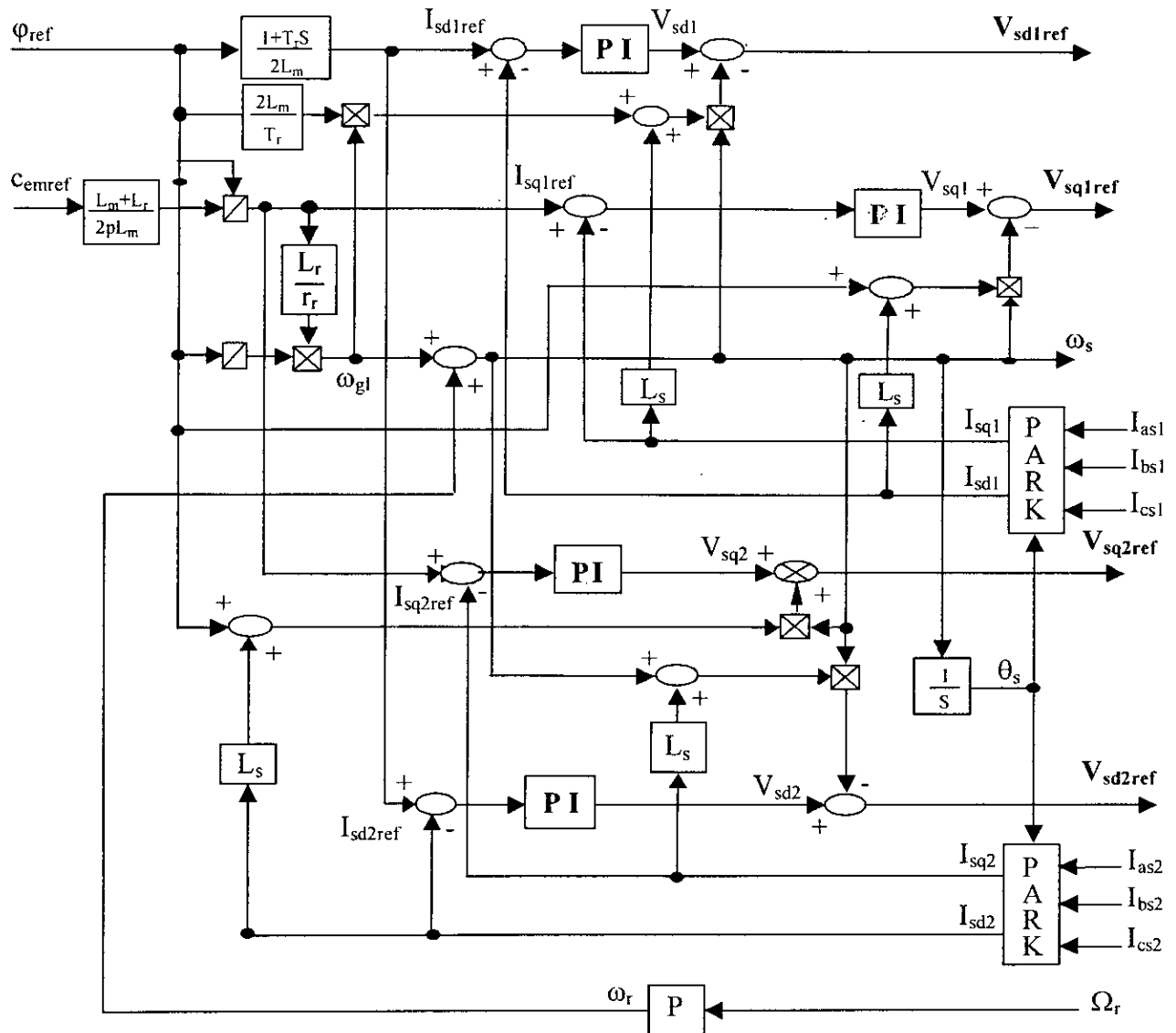


Figure III.4. Schéma bloc de la structure de commande en tension par orientation du flux rotorique (boucle ouverte)

III.5.2. Résultats de simulation

Les figures III.5 et III.6 représentent respectivement le couple de référence et les performances de la conduite de la MASDS sans réglage de vitesse.

On impose le flux de référence $\phi_{ref}=1 \text{ Wb}$.

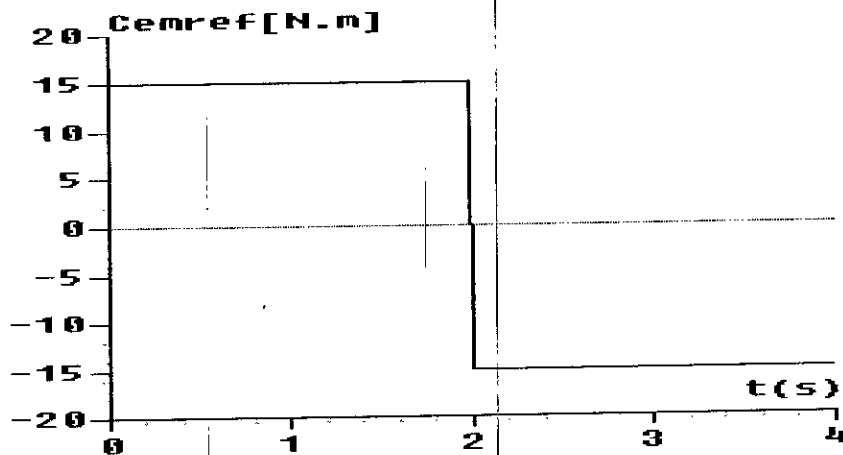


Figure III.5. Le couple de référence

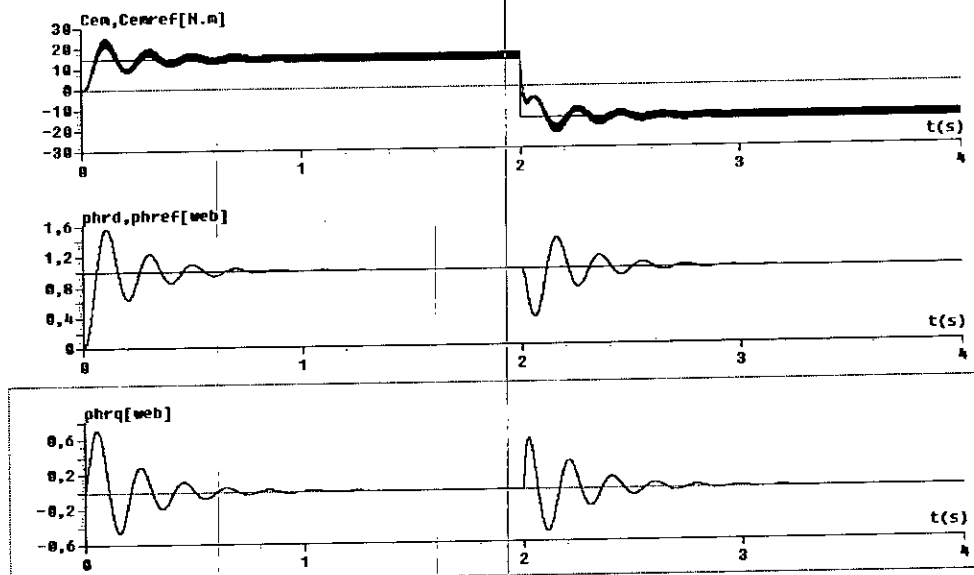


Figure III.6. Réponse de la MASDS lors d'une commande par orientation du flux rotorique

Interprétation

- ✓ le couple électromagnétique suit bien sa référence imposée dans le régime permanent.
- ✓ la composante en quadrature du flux rotorique ϕ_{rq} s'annule en régime permanent, qui illustre bien le bon découplage des boucles des deux grandeurs.
- ✓ la composante directe du flux rotorique ϕ_{rd} est égale à la valeur imposé 1Wb en régime permanent.
- ✓ nous remarquons que malgré la variation brusque du couple électromagnétique, le flux rotorique représenté par les composantes ϕ_{rd} et ϕ_{rq} reste constant, par conséquent ce qui nous permet de conclure que le découplage entre le flux et le couple est effectué.

Remarques

- Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (d-q) et le flux aient la même vitesse de rotation.

- Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale (φ_r^n) pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine (Ω_{rn}). Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Pour cela, on définit le flux de référence par :

$$\varphi_{ref} = \begin{cases} \varphi_r^n & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_{rn} = \frac{\omega_r}{p} = 314(\text{rd/s}) \\ \frac{\Omega_{rn}}{|\Omega_r|} \varphi_r^n & \text{si } |\Omega_r| \geq \Omega_{rn} \end{cases} \quad [\text{III.13}]$$

III.6.1. Calcul du régulateur de vitesse

Pour le réglage de la vitesse de rotation de la MASDS, on adopte les hypothèses suivantes :

- La machine fonctionne à flux nominal parfaitement régulé sur toute la plage de régulation.
- La régulation de la partie électrique du stator n'est pas considérée car sa constante de temps apparente est beaucoup plus faible que la constante de temps mécanique.

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la commande C_{em} est donnée par :

$$F_o(S) = \frac{\Omega(S)}{C_{emref}(S)}$$

Pour obtenir l'expression finale de $F_o(S)$, nous utilisons les équations de la machine asynchrone à double stator suivantes :

$$\begin{cases} T_r \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + \varphi_{rd} - T_r \cdot \omega_{gl} \varphi_{rq} = Lm \cdot (i_{sd1} + i_{sd2}) \\ T_r \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \varphi_{rq} - T_r \cdot \omega_{gl} \varphi_{rd} = Lm \cdot (i_{sq1} + i_{sq2}) \end{cases} \quad [\text{III.14}]$$

$$\left\{ \begin{aligned}
 (i_{sd1} + i_{sd2}) &= \frac{1}{L_m} \left(T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_{ref} \right) \\
 C_{em} &= p \frac{L_m}{L_m + L_r} \left[\phi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) - \phi_{rq} (i_{sd1} + i_{sd2}) \right] \\
 (i_{sq1} + i_{sq2}) &= \frac{C_{em} L_m + L_r}{\phi_{ref} p L_m} \\
 J \frac{d\Omega}{dt} + k_f \Omega &= C_{em} - C_r \\
 \omega_{gl} &= \frac{R_r}{\phi_r} \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sq1} + i_{sq2})
 \end{aligned} \right. \quad [III.15]$$

On maintient $(i_{sd1} + i_{sd2})$ constant, et $(i_{sq1} + i_{sq2})$ est un échelon, on obtient les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{aligned}
 (i_{sd1} + i_{sd2})_{ref} &= \frac{\phi_{ref}}{L_m} \\
 (i_{sq1} + i_{sq2})_{ref} &= \frac{C_{emref} L_m + L_r}{\phi_{ref} p L_m} = u \\
 \omega_{gl} &= \frac{R_r}{\phi_{ref}} \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sq1} + i_{sq2})_{ref}
 \end{aligned} \right. \quad [III.16]$$

Les équations exprimées dans le domaine fréquentiel avec les conditions initiales suivantes :

$\phi_{rd}(0)=0$ et $\phi_{rq}(0)=0$, nous donnent :

$$\left\{ \begin{aligned}
 \phi_{rd}(s) &= \frac{(1 + sT_r)\phi_{ref} + T_r \omega_{gl} L_m (i_{sq1} + i_{sq2})_{ref}}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{glref})^2} \\
 \phi_{rq}(s) &= \frac{(1 + sT_r)L_m (i_{sq1} + i_{sq2})_{ref} - T_r \omega_{glref} \phi_{ref}}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{glref})^2}
 \end{aligned} \right. \quad [III.17]$$

A partir de ces expressions, nous pouvons déduire la transformée de Laplace du couple électromagnétique :

$$\begin{cases} C_{em}(S) = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{(1 + (T_r \omega_{glref})^2) \varphi_{ref}}{(1 + ST_r)^2 + (T_r \omega_{glref})^2} (i_{sq1} + i_{sq2})_{ref} \\ C_{emref}(S) = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{ref} (i_{sq1} + i_{sq2})_{ref} \end{cases} \quad [III.18]$$

D'où :

$$C_{em}(S) = \frac{1 + (T_r \omega_{glref})^2}{(1 + ST_r)^2 + (T_r \omega_{glref})^2} C_{emref} \quad [III.19]$$

A partir de l'équation mécanique, nous calculons la transformée de Laplace de la vitesse de rotation :

$$\Omega(S) = \frac{1}{k_f + JS} \left(\frac{1 + (T_r \omega_{glref})^2}{(1 + ST_r)^2 + (T_r \omega_{glref})^2} C_{emref}(S) - C_r(S) \right)$$

Avec :

$$C_{emref} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_{ref} (i_{sq1} + i_{sq2})_{ref}$$

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_o(S) = \frac{\Omega(S)}{C_{emref}(S)} = \frac{1}{k_f + JS} \frac{1 + (T_r \omega_{glref})^2}{(1 + ST_r)^2 + (T_r \omega_{glref})^2} \quad [III.20]$$

Le schéma bloc est le suivant :

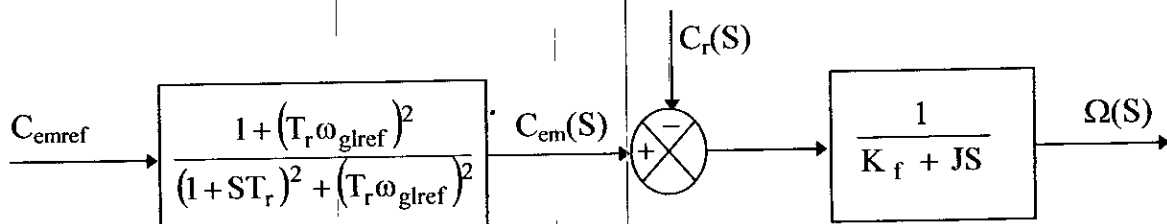


Figure III.8. Schéma structurel du système à réguler

Les constantes de temps électriques sont négligeables devant les constantes de temps mécaniques. C'est à dire, la boucle interne de régulation est très rapide par rapport à celle de la vitesse [42]. Donc, on peut simplifier le schéma précédent par le schéma bloc suivant :

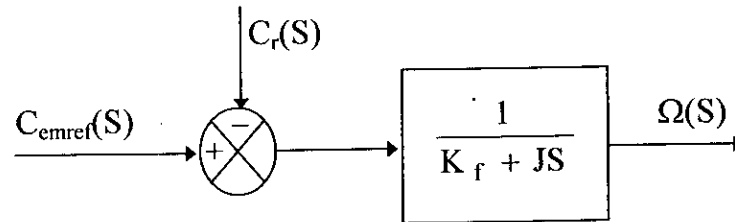


Figure III.10. Schéma structurel simplifié du système à réguler

En insérant un régulateur de type PI (action proportionnelle - intégrale en parallèle) dans la boucle de régulation de la vitesse, le schéma fonctionnel en boucle fermée se présente comme suit :

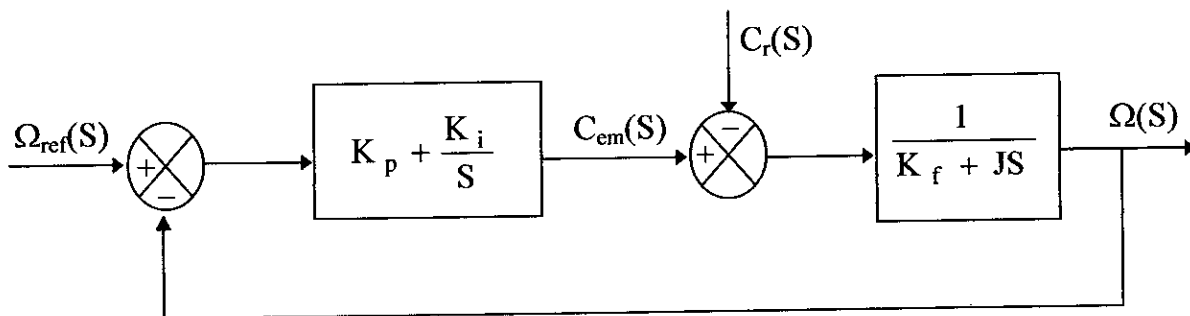


Figure III.11. Schéma structurel de la boucle fermée de régulation de vitesse

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

$$\Omega(S) = \frac{1}{k_f + JS} \left(\frac{1 + ST_n}{ST_i} (\Omega_{ref}(S) - \Omega(S)) - C_r(S) \right)$$

Avec :

$$T_n = \frac{K_p}{K_i} \quad ; \quad T_i = \frac{1}{K_i}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit comme suit :

$$G(S) = \frac{1 + ST_n}{ST_i} \frac{K_i}{1 + ST_m}$$

Avec :

$$T_m = \frac{J}{k_f} \quad ; \quad K_i = \frac{1}{k_f}$$

III.6.2. Résultats de simulation

Les performances de la commande proposée ont été testées par simulation numérique. Pour nos simulations, on a utilisé une machine asynchrone à double stator dont les caractéristiques sont données à l'annexe 1.

Les performances de la commande indirecte avec régulation de vitesse de la MASDS ont été visualisées pour les trois cas suivants :

- Réponse à un échelon de vitesse de 314rd/s à vide;
- Réponse à un échelon de couple (démarrage puis application d'une perturbation de charge entre 1.5s et 2.5s) ;
- Réponse à une inversion de vitesse avec application d'un couple résistant $C_r=14N.m$.

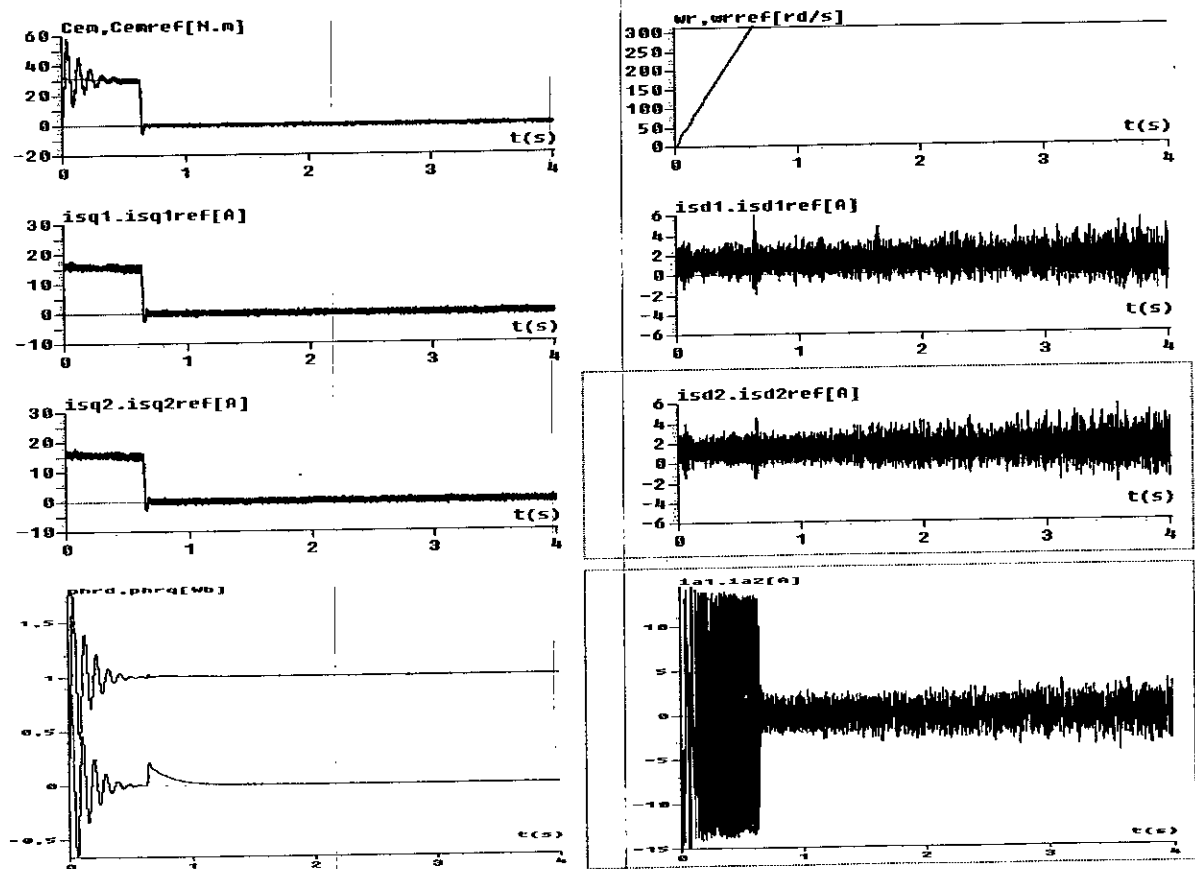


Figure III.12. Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse à vide pour une consigne de 314rd/s

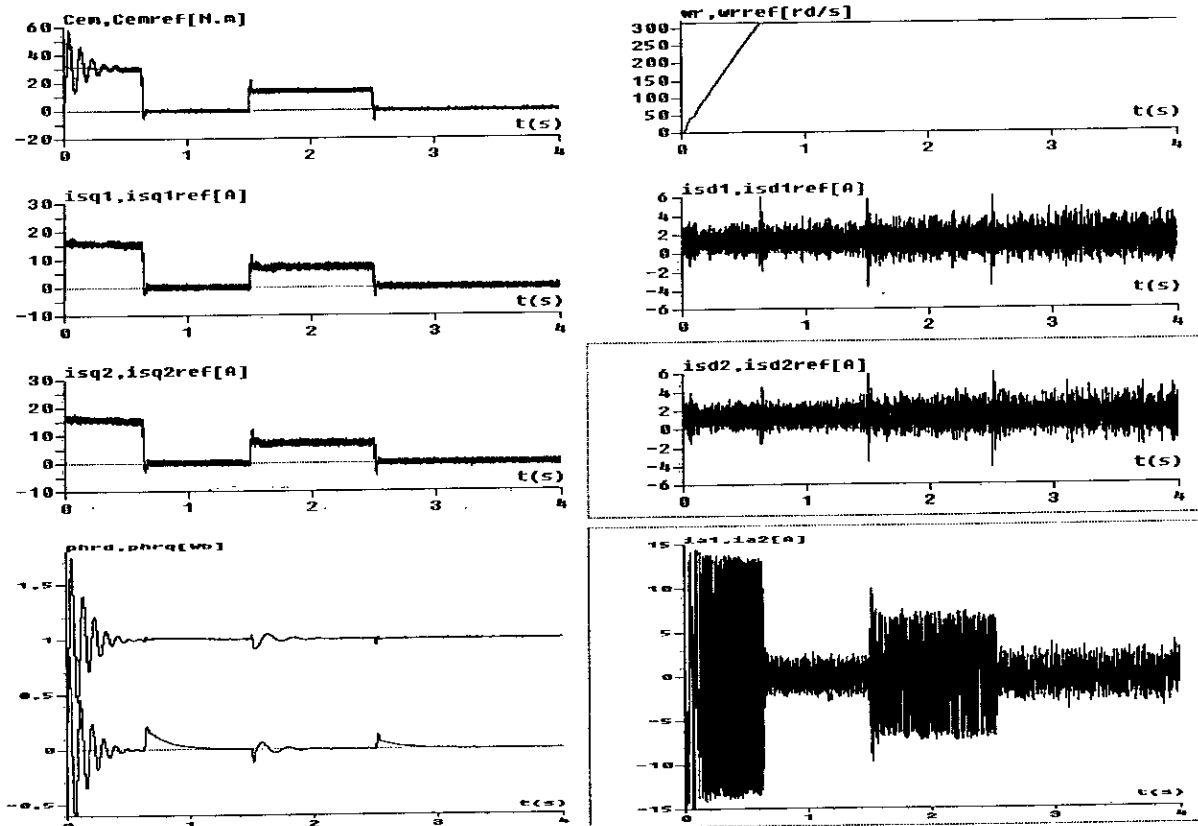


Figure III.13. Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 314rd/s avec application d'un couple de charge entre $t=1.5s$ et $t=2.5s$ ($C_r=14N.m$)

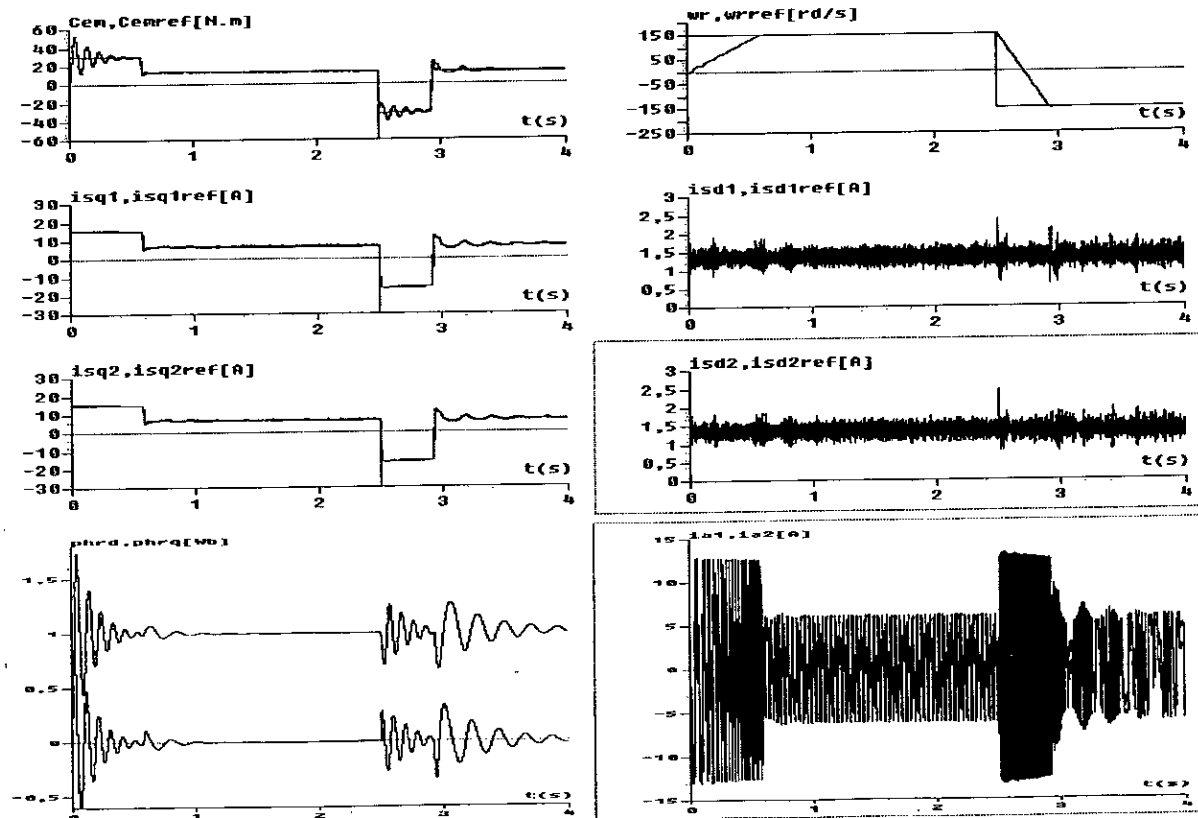


Figure III.14. Réponse de la machine lors d'un réglage de vitesse pour une inversion de vitesse avec application d'un couple résistant $C_r=14N.m$

Interprétation

Les résultats de simulation montrent que :

- ❖ La vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de 0.68s ;
- ❖ Le couple électromagnétique de la machine suit parfaitement sa référence et atteint au démarrage une valeur maximale de 60N.m et il est proportionnel aux courants i_{sq1} et i_{sq2} ;
- ❖ Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} ont une allure sinusoïdale et présentent au démarrage un pic de courant de 13.7A ;
- ❖ Le flux suit sa référence et il est orienté suivant l'axe direct et il est maintenu à sa valeur de référence tandis que la composante en quadrature du flux est maintenue à zéro avec un temps initial de 0.6s ;
- ❖ Lors d'une perturbation du couple de charge (figure III.13), on constate que l'orientation du flux est maintenue. Ainsi cette figure illustre bien le bon découplage des boucles de courants i_{sd} et i_{sq} car le courant i_{sq} reste pratiquement constant (égal à zéro) durant la variation du courant i_{sd} .
- ❖ Lors d'inversion de vitesse (figure III.14), le flux suit sa référence mais présente une perturbation, le couple électromagnétique présente au démarrage une valeur maximale de 57N.m et suit sa référence. On constate aussi que les régimes transitoires des flux sont plus oscillants que les régimes transitoires au cours des deux autres cas.

III.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande par orientation du flux rotorique directe et indirecte de l'association de deux onduleurs de tension à trois niveaux à structure NPC régulés en tension par la stratégie de modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires et de la machine asynchrone à double stator. Cette commande est développée par la technique d'orientation du flux qui permet de contrôler indépendamment le flux et le couple, ce qui permet de rendre la commande de la MASDS équivalente à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Nous avons montré à travers une simulation numérique le découplage effectif entre le flux et le couple qui présente une certaine simplicité de mise en œuvre et qui nous a permis d'obtenir des performances dynamiques plus élevées. De plus, nous avons montré que pour avoir de bonnes performances dynamiques il faut procéder à une régulation de vitesse et des courants statoriques.

Chapitre IV

CHANGEURS DE FREQUENCE

UTILISANT L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

INTRODUCTION

Jusqu'à maintenant, nous avons supposé que les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC sont constantes et égales. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des petites alimentations qui utilisent des batteries [44].

Dans ce chapitre, nous étudierons deux manières de générer ces tensions continues à partir d'un réseau alternatif 50Hz. Ainsi, on étudiera les cascades suivantes :

- ❖ Cascade deux batteries – deux onduleurs triphasés de tension à trois niveaux – machine asynchrone à double stator.
- ❖ Cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux – deux onduleurs triphasés de tension à trois niveaux – machine asynchrone à double stator.
- ❖ Cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux – deux onduleurs triphasés de tension à trois niveaux – machine asynchrone à double stator.

N.B : On suppose que les tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux sont toutes initialisées à 400V.....

IV.1. CASCADE DE DEUX BATTERIES – DEUX ONDULEURS DE TENSION À TROIS NIVEAUX – MASDS

La structure de cette cascade est donnée par le schéma suivant :

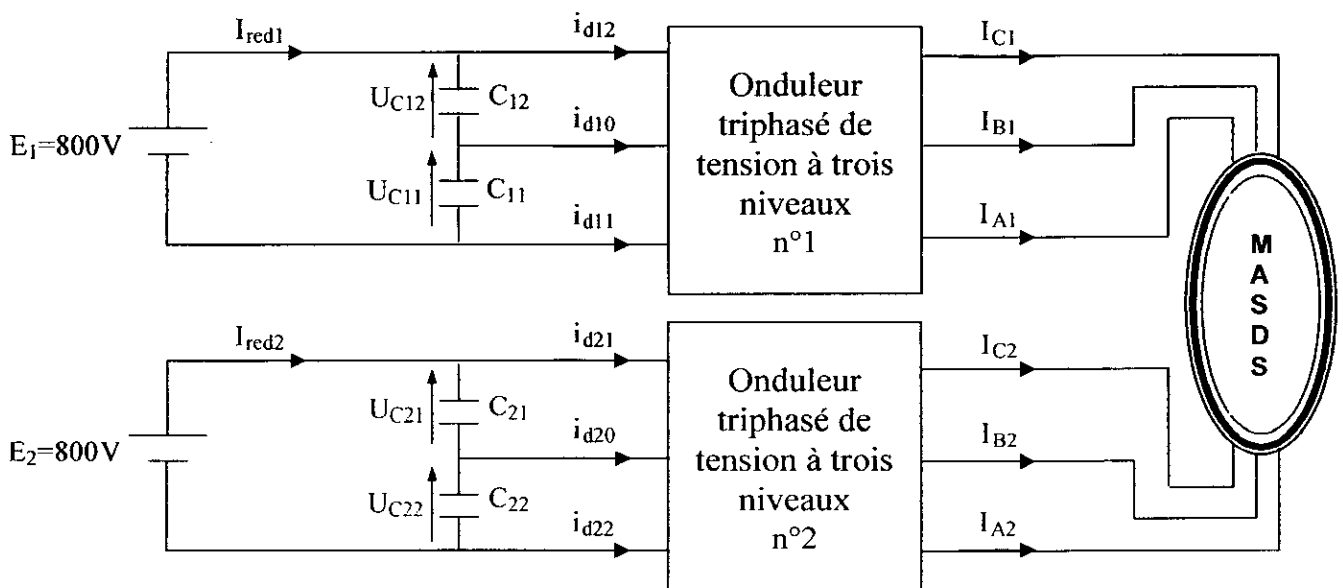


Figure IV.1. Structure de la cascade de deux batteries – deux onduleurs de tension à trois niveaux - MASDS

IV.1.1. Modélisation des filtres intermédiaires

La structure des filtres intermédiaires est la suivante :

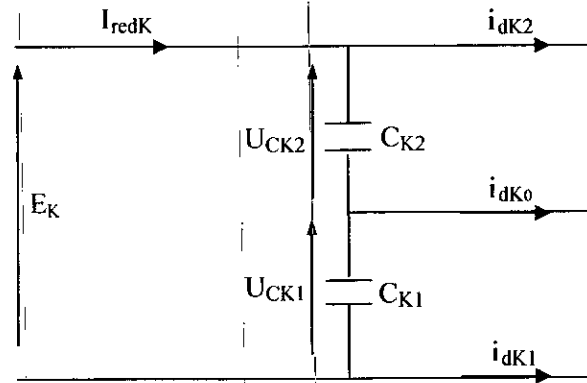


Figure IV.2. Structure des filtres intermédiaires

Avec K : numéro du filtre intermédiaire (K = 1, 2).

Le modèle des filtres intermédiaires est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_{K1} \frac{dU_{CK1}}{dt} = I_{redK} - I_{dK1} \\ C_{K2} \frac{dU_{CK2}}{dt} = I_{redK} - I_{dK2} \end{cases} \quad [IV.1]$$

Et :

$$E_K = U_{CK1} + U_{CK2} \quad [IV.2]$$

N.B : Pour toutes les cascades, les paramètres des filtres capacitifs intermédiaires sont : $C_{K1}=C_{K2}=10mf$. On note : $U_{CK12}=U_{CK1}-U_{CK2}$.

IV.1.2. Résultats de simulation

Les deux onduleurs de tension à trois niveaux sont commandés par de la modulation vectorielle avec $m=12$.

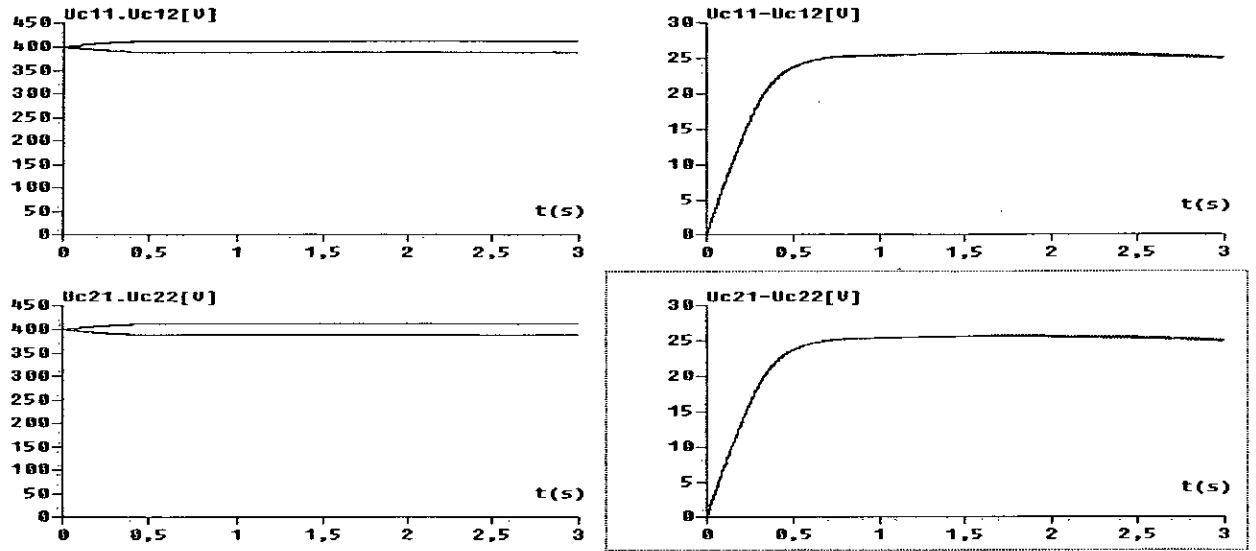


Figure IV.3. Tensions des filtres intermédiaires et leurs différences

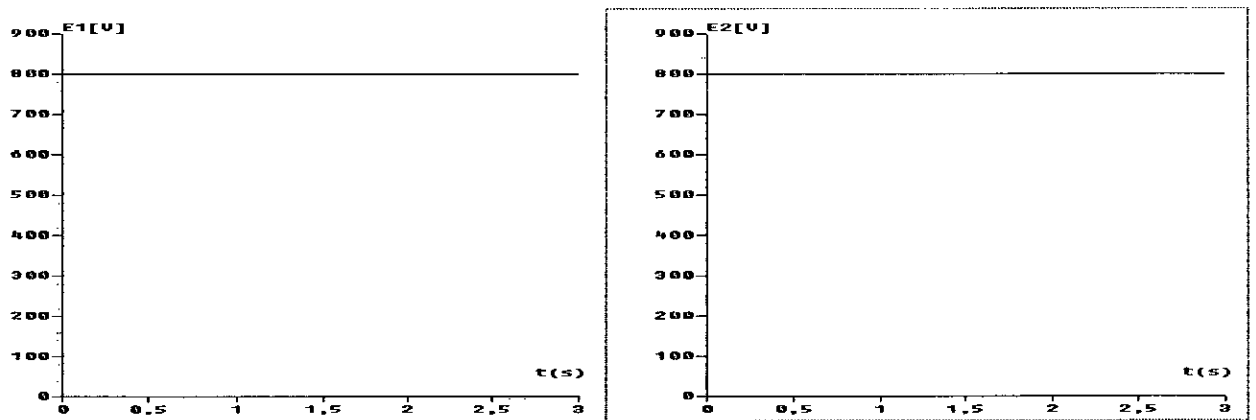


Figure IV.4. Tensions de sortie des deux batteries

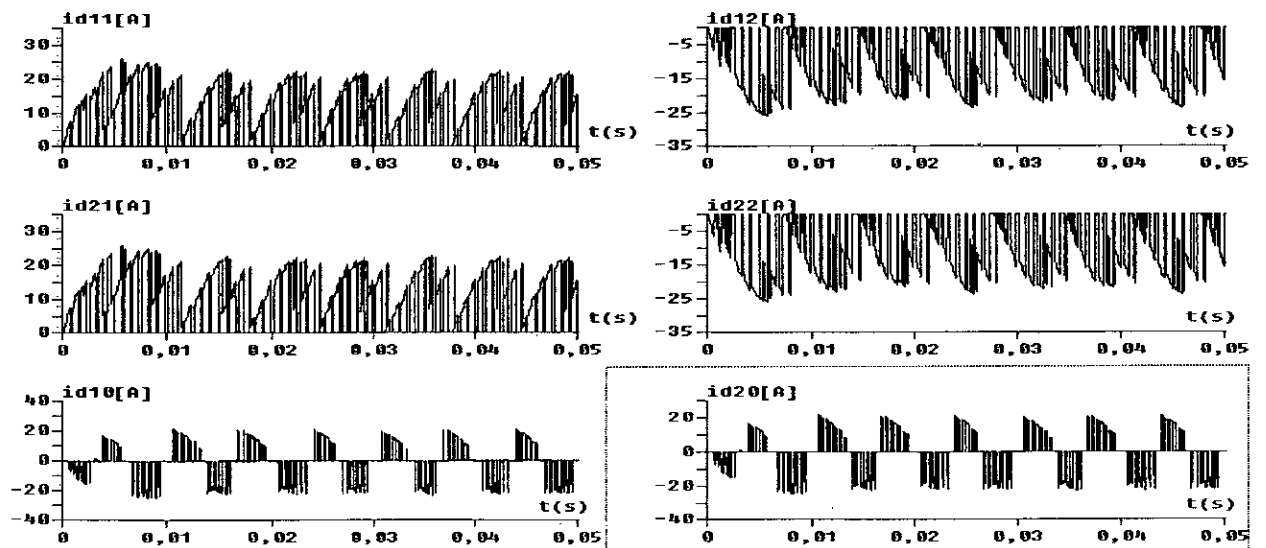


Figure IV.5. Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux

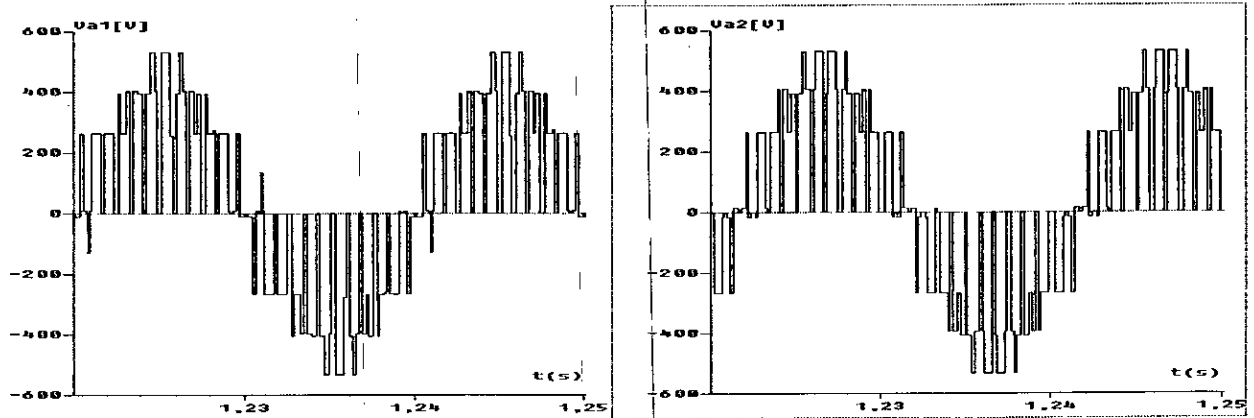


Figure IV.6. Tensions simples des deux onduleurs à trois niveaux

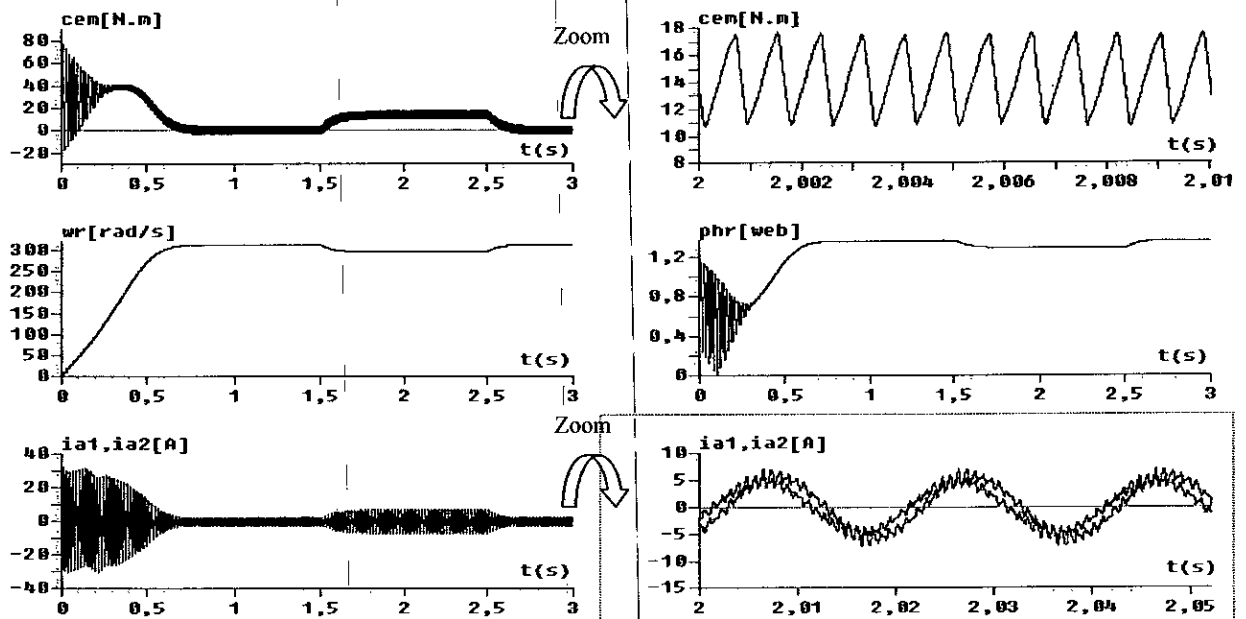


Figure IV.7. Les performances de la conduite de la MASDS avec application d'un couple de charge entre $t=1.5s$ et $t=2.5s$ ($C_r=14N.m$)

IV.1.3. Interprétation

- On constate que les deux tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux sont opposées l'une par rapport à l'autre et leurs différences $U_{C11}-U_{C12}$ et $U_{C21}-U_{C22}$ sont considérables (Figure IV.3).
- Les courants d'entrée des deux onduleurs triphasés à trois niveaux i_{d11} et i_{d12} , i_{d21} et i_{d22} ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Les courants i_{d01} et i_{d02} ont une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure IV.5).

- Les tensions d'entrée du filtre capacitif sont constantes (Figure IV.4).
- Les tensions de sortie des deux onduleurs sont équilibrées et déphasées (Figure IV.6).
- Les résultats de la conduite de la MASDS montrent que le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 14Nm avec des valeurs maximales de 17.7Nm et minimales de 10.7Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur du régime permanent. Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} sont déphasés et leurs amplitudes sont presque égales (Figure IV.7).

IV.2. CASCADE DE DEUX REDRESSEURS DE COURANT À MLI À DEUX NIVEAUX – DEUX ONDULEURS DE TENSION À TROIS NIVEAUX – MASDS

Dans cette partie, on présentera une cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant deux onduleurs de tension à trois niveaux comme pont de sortie [45]. Le pont d'entrée de cette cascade est constitué de deux redresseurs de courant à modulation de largeurs d'impulsions à deux niveaux. La structure de cette cascade est donnée par le schéma suivant :

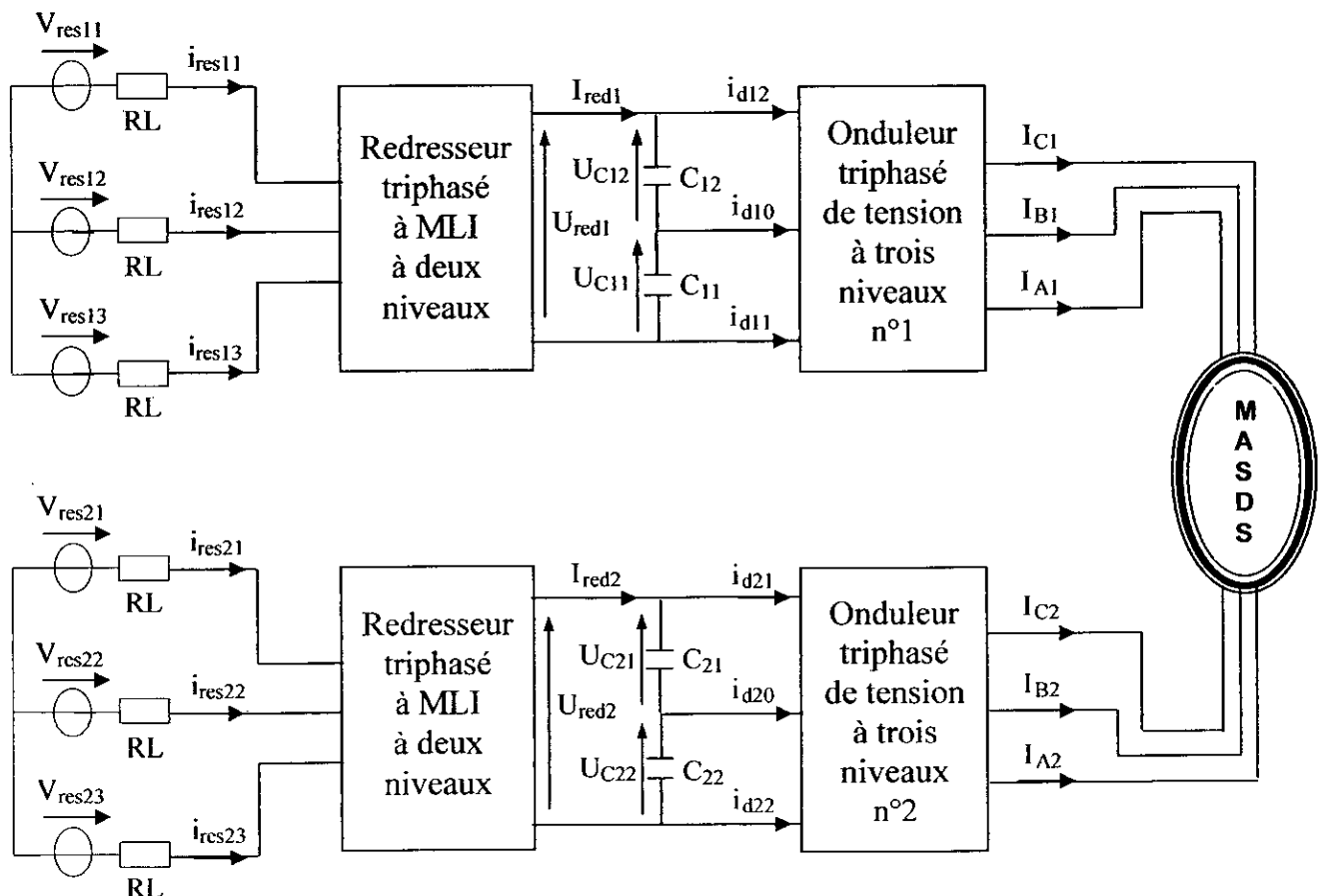


Figure IV.8. Structure de la cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS

IV.2.1 Modélisation du redresseur de courant triphasé à MLI à deux niveaux

La réversibilité de l'onduleur de tension à deux niveaux lui permet de fonctionner en redresseur de courant. Les modèles élaborés pour les onduleurs de tension à deux niveaux sont utilisables en tenant compte des nouvelles conventions des deux sources (réseau et la charge) [37][45][46][47][48] [49].

La structure de ce redresseur est donnée par la figure suivante :

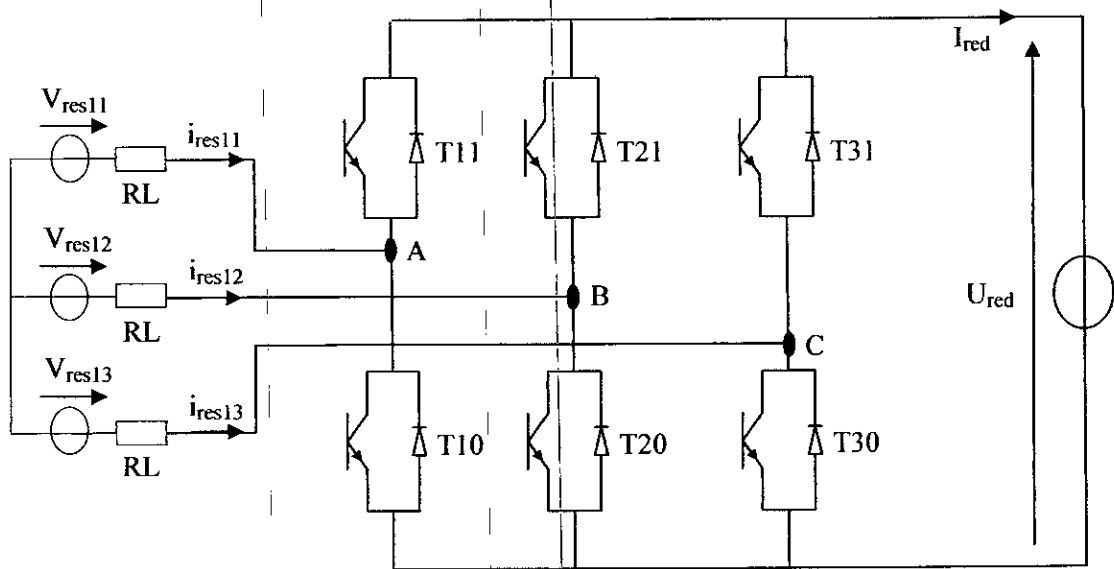


Figure IV.9. Structure du redresseur de courant à deux niveaux

La commande complémentaire utilisée est la suivante :

$$\begin{cases} B_{11} = \bar{B}_{10} \\ B_{21} = \bar{B}_{20} \\ B_{31} = \bar{B}_{30} \end{cases} \quad [IV.3]$$

Avec B_{ki} est la commande de base de l'interrupteur T_{ki} .

Le modèle de connaissance du redresseur a la forme suivante :

$$V_{km} = F_{ki} U_{red} \quad [IV.4]$$

F_{ki} : fonction de connexion de l'interrupteur T_{ki} .

Les tensions d'entrée du redresseur, en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_A = 1/3(2F_{11} - F_{21} - F_{31}) \\ V_B = 1/3(2F_{21} - F_{11} - F_{31}) \\ V_C = 1/3(2F_{31} - F_{21} - F_{11}) \end{cases} \quad [IV.5]$$

Le courant de sortie du redresseur, en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs et des courants d'entrée, est donné par :

$$I_{red} = F_{11}i_{res1} + F_{21}i_{res2} + F_{31}i_{res3} \quad [IV.6]$$

Toutes les stratégies de commande possibles pour les onduleurs à deux niveaux sont utilisables pour le redresseur à deux niveaux [6][49]. Pour notre étude, et pour avoir un courant le plus sinusoïdal possible, on utilise la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est donné par la figure suivante:

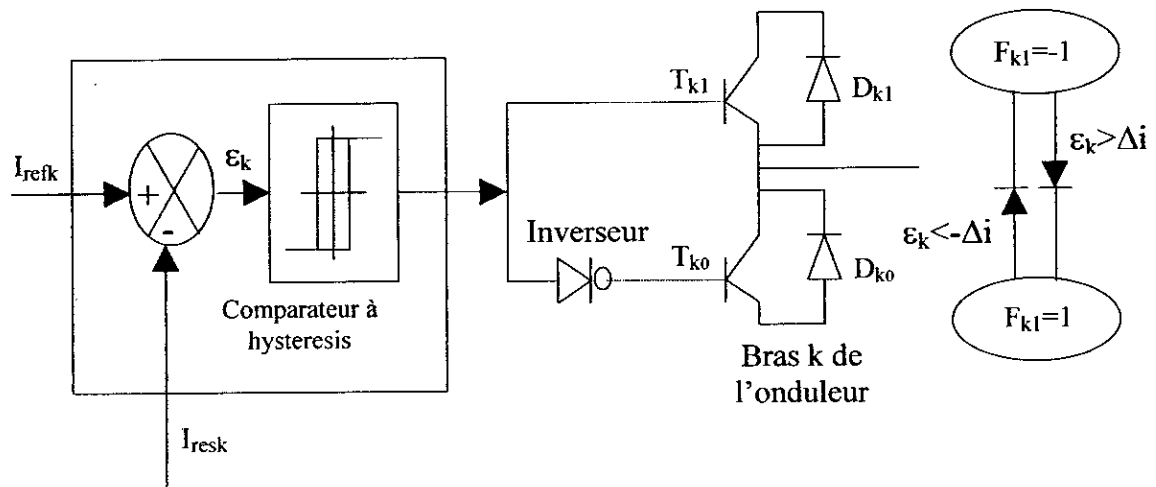


Figure IV.10. Principe du contrôle par hystérésis

Les courants de référence sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} I_{ref1} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi) \\ I_{ref2} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{ref2} = I_{max} \sin(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad [IV.7]$$

On désigne par ε_k l'écart entre le courant de référence I_{refk} et le courant réel I_{resk} tel que :

$$\varepsilon_k = i_{resk} - I_{refk} \quad [IV.8]$$

L'algorithme de cette stratégie est donné comme suit

$$\begin{cases} \text{si } \varepsilon_k \geq \Delta i \Rightarrow B_{ki} = 0 \\ \text{si } \varepsilon_k \leq -\Delta i \Rightarrow B_{ki} = 1 \end{cases} \quad [IV.9]$$

Δi : la largeur de la bande d'hystérésis.

La valeur efficace du courant de référence du réseau doit être calculée de manière à avoir la conservation de la puissance à l'entrée et à la sortie du redresseur [6][48][49], c'est-à-dire :

$$P_{res} = P_{mec} + P_{em} + P_J \Leftrightarrow 6V_{eff}I_{eff} \cos\phi - 6RI_{eff}^2 = P_{mec} + P_{em} + P_J \quad [IV.10]$$

Telque :

P_{res} : Puissance du réseau

P_{em} : Puissance électromagnétique

P_{mec} : Pertes mécaniques

P_J : Pertes Joules

Pour un facteur de puissance unitaire et en négligeant les pertes Joules et les pertes mécaniques, on obtient :

$$6V_{eff}I_{eff} = C_{em}\Omega \quad [IV.11]$$

Où V_{eff} et I_{eff} sont respectivement les valeurs efficaces des tensions et des courants du réseau.

En tenant compte des valeurs importantes du couple électromagnétique au démarrage, on impose à I_{eff} la valeur suivante :

$$I_{eff} = \frac{C_{emmax}\Omega_{nom}}{6V_{eff}} \quad [IV.12]$$

Avec :

$$C_{emmax} = 1.2C_{emnom}$$

C_{emnom} : couple nominal de la machine

Ω_{nom} : vitesse nominale de la machine

N.B : La structure ainsi que les équations des deux filtres intermédiaires sont similaires à celles utilisées dans l'étude de la cascade avec batterie.

IV.2.2. Résultats de simulation

Les deux onduleurs de tensions à trois niveaux sont commandés par la modulation vectorielle avec $m=12$. Les deux redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérèse de valeur $\Delta i=0.1A$. Les deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs ont une tension de 110V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence des deux réseaux est de 8A.

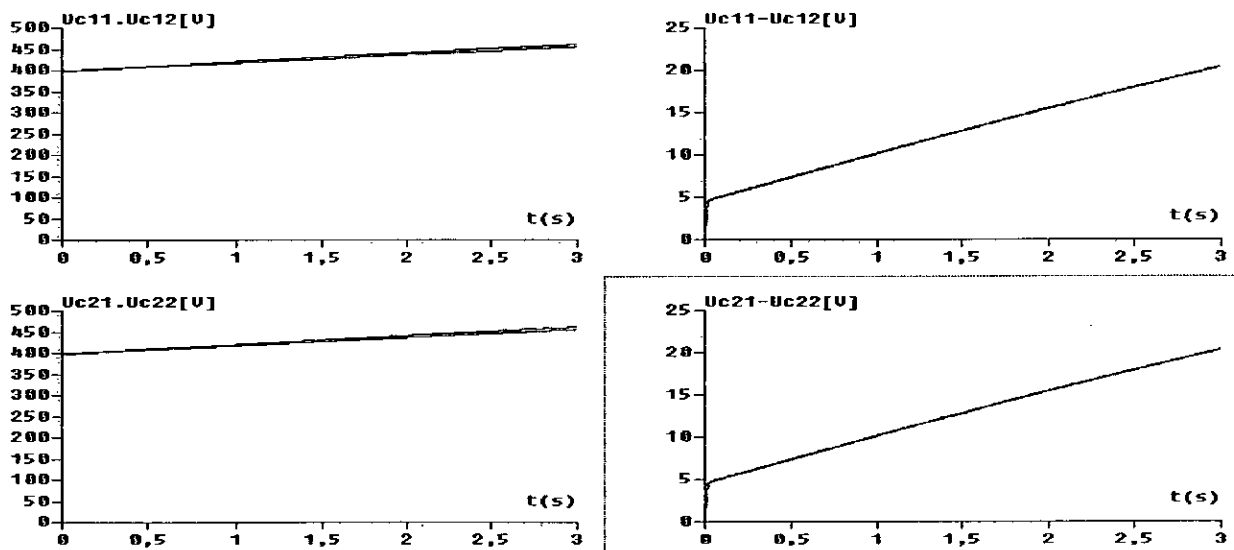


Figure IV.11. Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

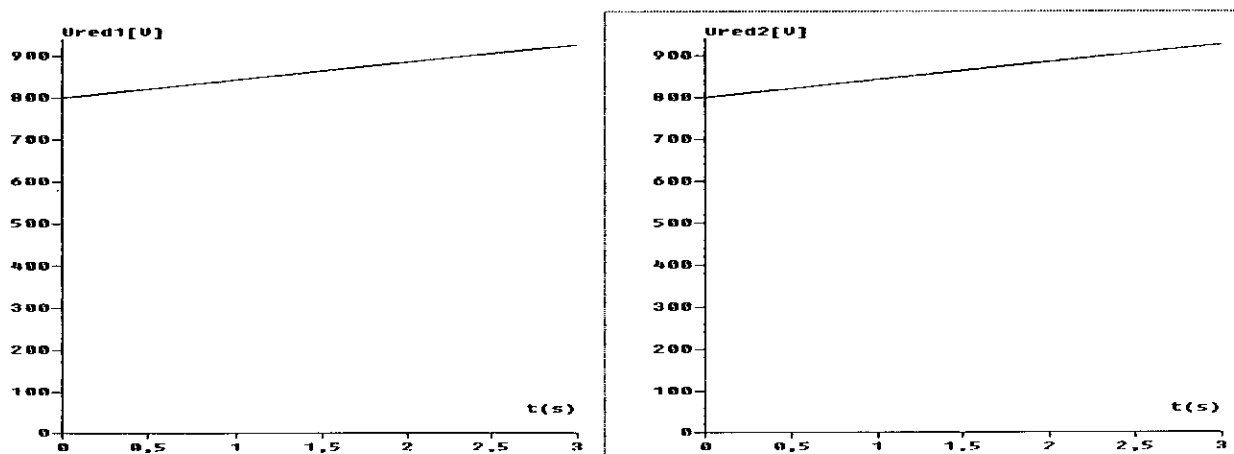


Figure IV.12. Tensions de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

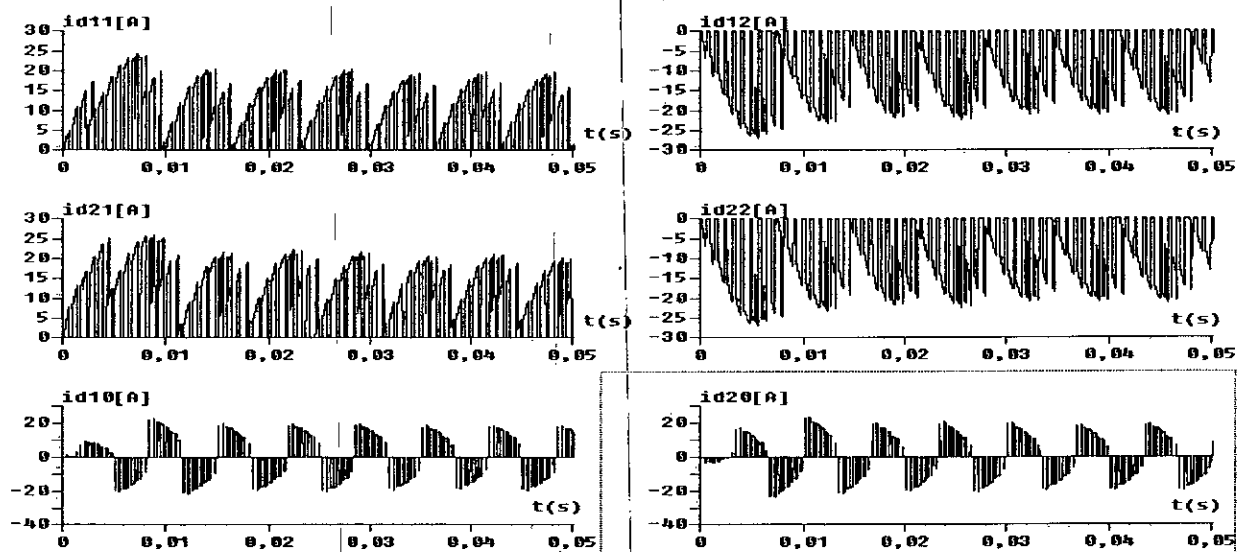


Figure IV.13. Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux

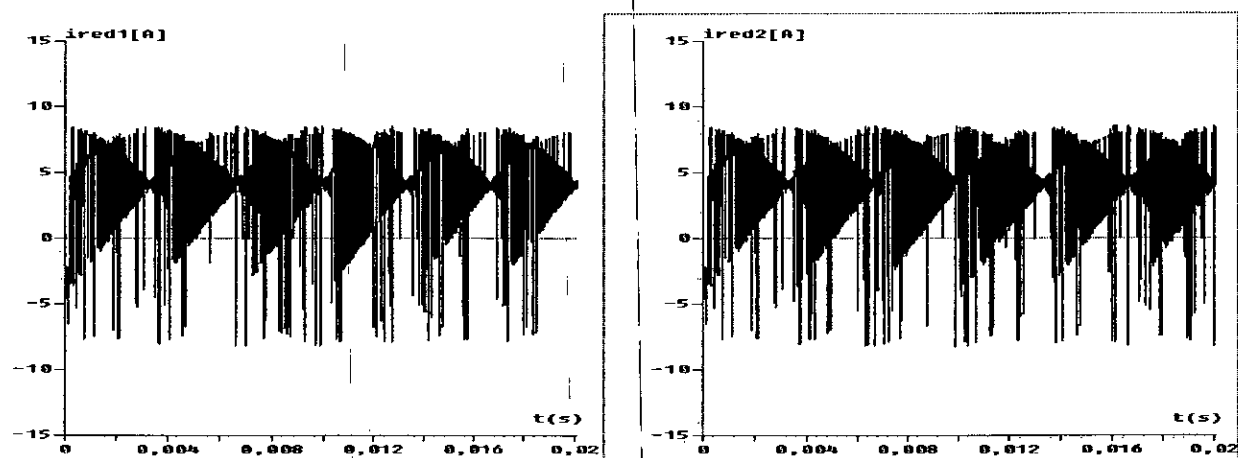


Figure IV.14. Les courants de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

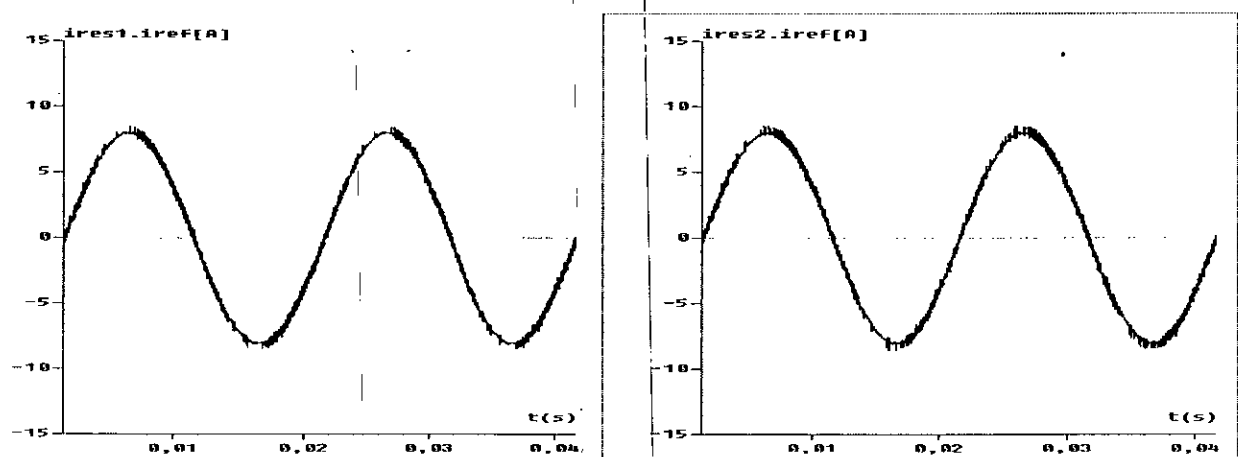


Figure IV.15. Les courants des deux réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

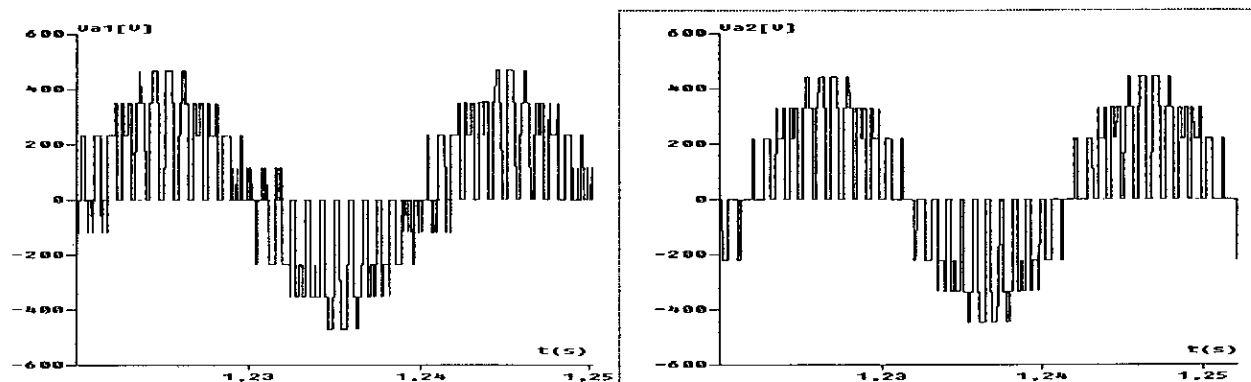
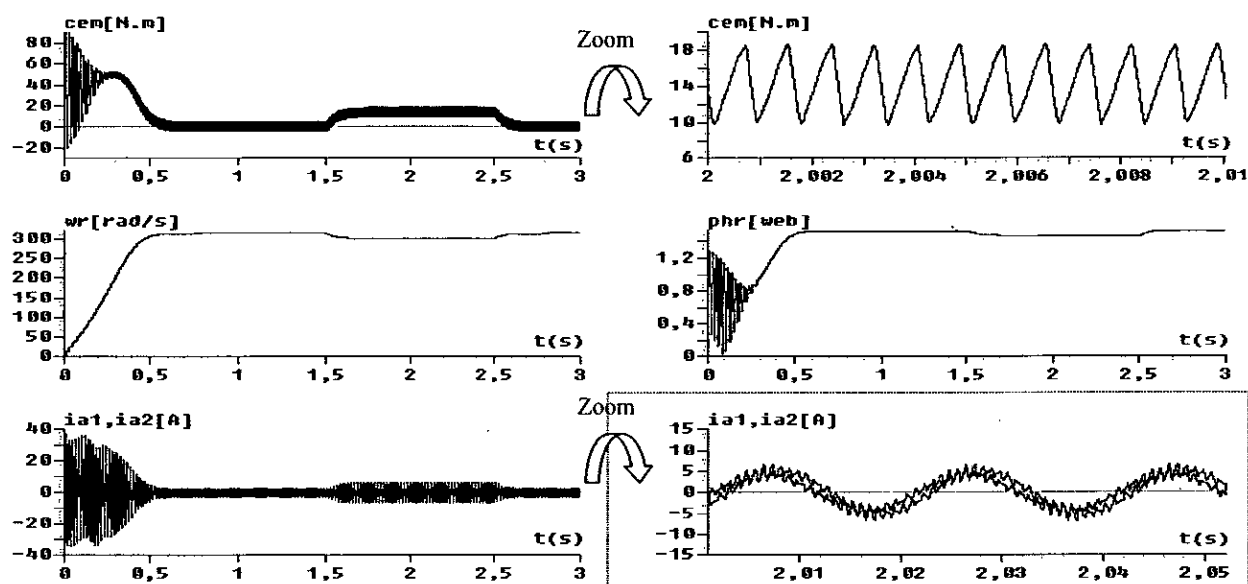


Figure IV.16. Tensions simples des deux onduleurs à trois niveaux

Figure IV.17. Les performances de la conduite de la MASDS avec application d'un couple de charge entre $t=1.5s$ et $t=2.5s$ ($C_r=14N.m$)

IV.2.3. Interprétation

- On constate que les tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux sont décroissantes et leurs différences $U_{C11}-U_{C12}$ et $U_{C21}-U_{C22}$ sont considérables (Figure IV.11).
- Les tensions de sortie des deux redresseurs sont décroissantes (figure IV.12).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux i_{d11} et i_{d12} , i_{d21} et i_{d22} ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Les courants i_{d10} et i_{d20} ont une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure IV.13). Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} ont la même forme (figure IV.14).
- Les courants des deux réseaux suivent bien leurs références (figure IV.15).
- Les tensions de sortie des deux onduleurs sont équilibrées et déphasées (Figure IV.16).

– Les résultats de la conduite de la MASDS montrent que le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 14Nm avec des valeurs maximales de 18.2Nm et minimales de 10Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence. Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} sont déphasés et leurs amplitudes sont presque égales (Figure IV.17).

IV.3. CASCADE DE QUATRE REDRESSEURS DE COURANT À MLI À DEUX NIVEAUX – DEUX ONDULEURS DE TENSION À TROIS NIVEAUX – MASDS

Un autre type de cascade utilisant quatre redresseurs à deux niveaux pour la génération des tensions d'entrée des onduleurs de tension triphasés à trois niveaux peut être envisagé [46].

La figure IV.18 montre la structure de cette cascade.

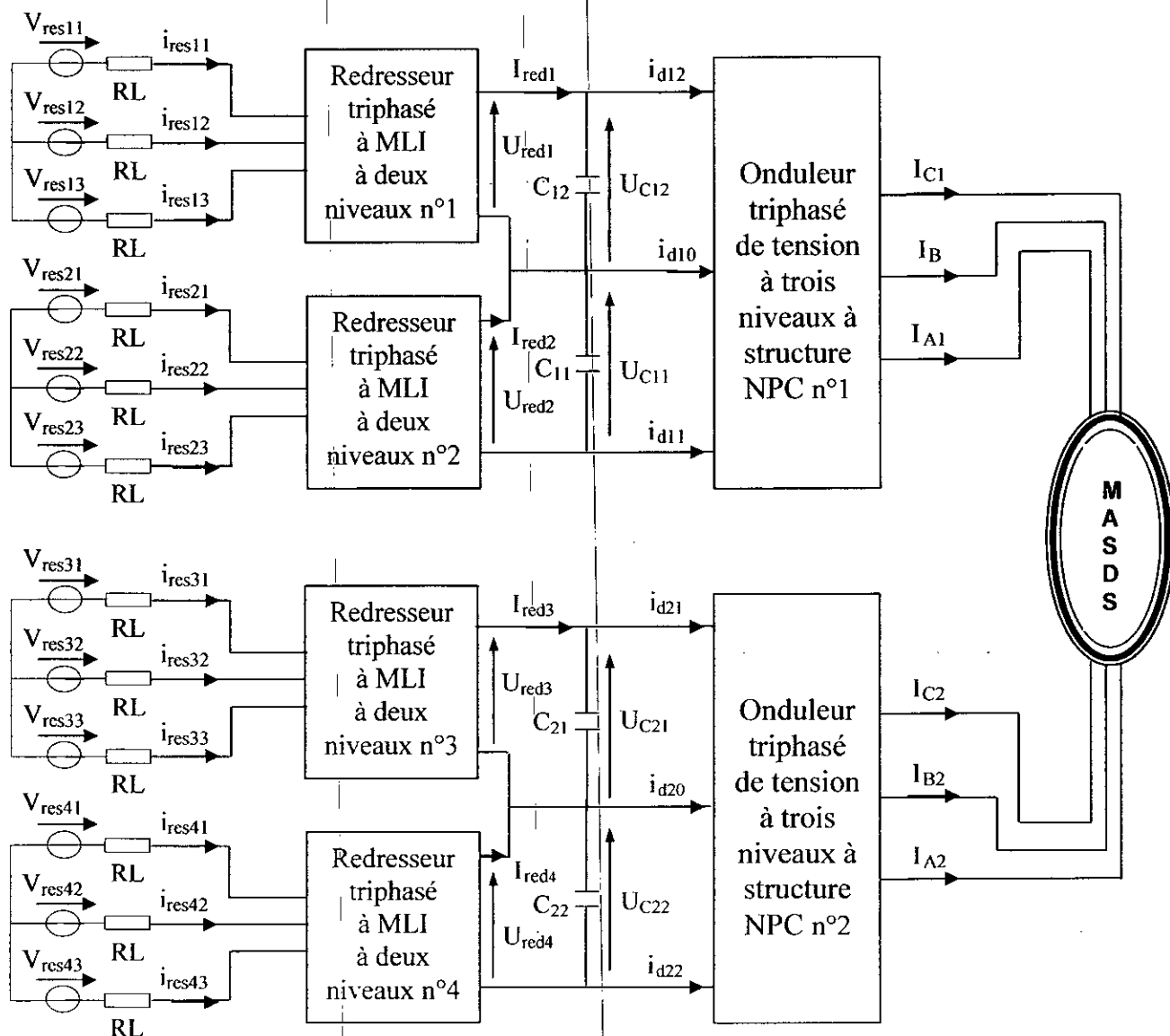


Figure IV.18. Structure de la cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux – deux onduleurs à trois niveaux -MASDS

N.B : Les redresseurs utilisés dans cette cascade sont identiques à ceux utilisés dans la cascade précédente.

IV.3.1. Modélisation des deux filtres intermédiaires

La structure du premier filtre intermédiaire de la cascade est la suivante :

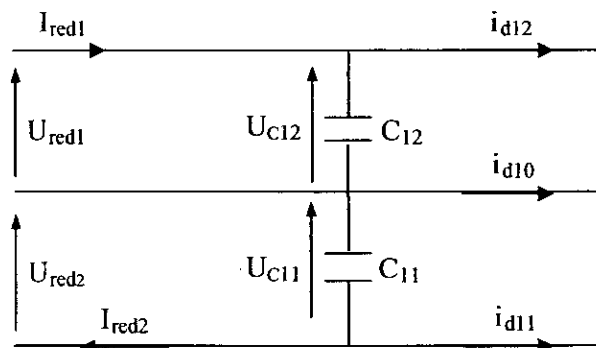


Figure IV.19. Structure du premier filtre intermédiaire de la cascade

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_{11} \frac{dU_{C11}}{dt} = I_{red2} - I_{d11} \\ C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} = I_{red1} - I_{d12} \end{cases} \quad [IV.13]$$

La structure du deuxième filtre intermédiaire de la cascade est la suivante:

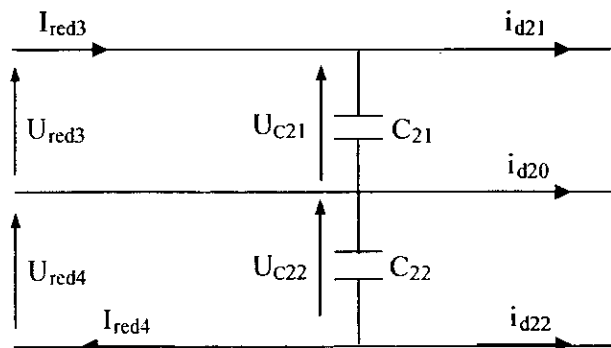


Figure IV.20. Structure du deuxième filtre intermédiaire de la cascade

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_{21} \frac{dU_{C21}}{dt} = I_{red3} - I_{d21} \\ C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} = I_{red4} - I_{d22} \end{cases} \quad [IV.14]$$

IV.3.2. Résultats de simulation

Les deux onduleurs de tension à trois niveaux sont commandés par la modulation vectorielle avec $m=12$. Les quatre redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérèse de valeur $\Delta i=0.1A$. Les quatre réseaux triphasés alimentant les quatre redresseurs ont une tension efficace de 55V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence des quatre réseaux est de 8A.

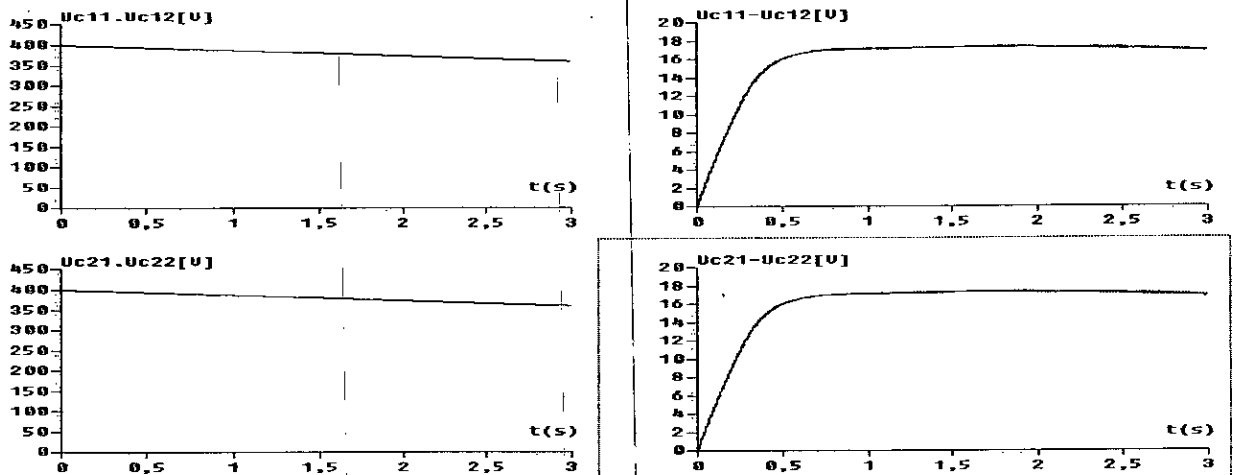


Figure IV.21. Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

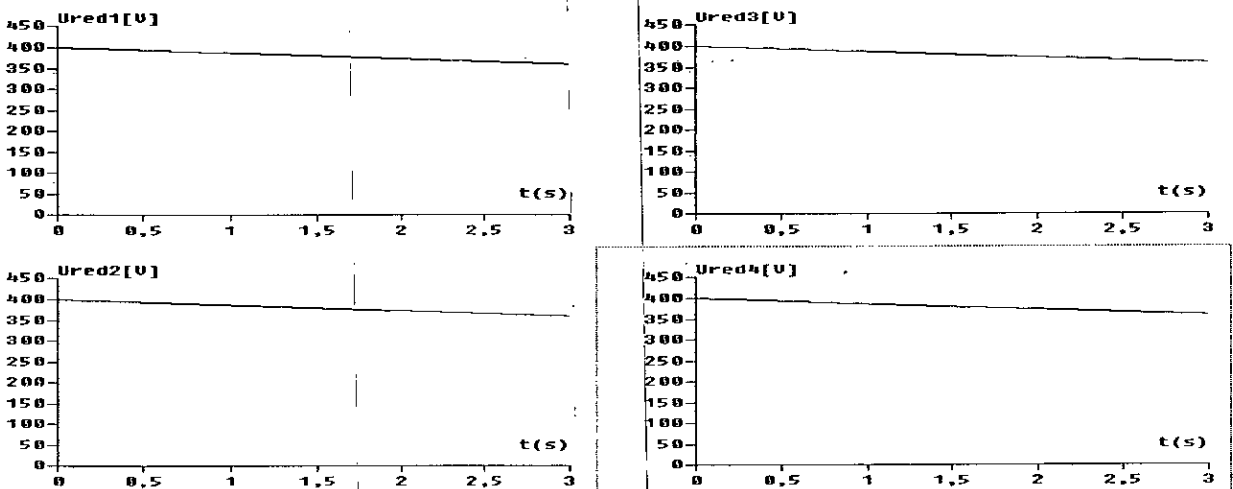


Figure IV.22. Tensions de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux

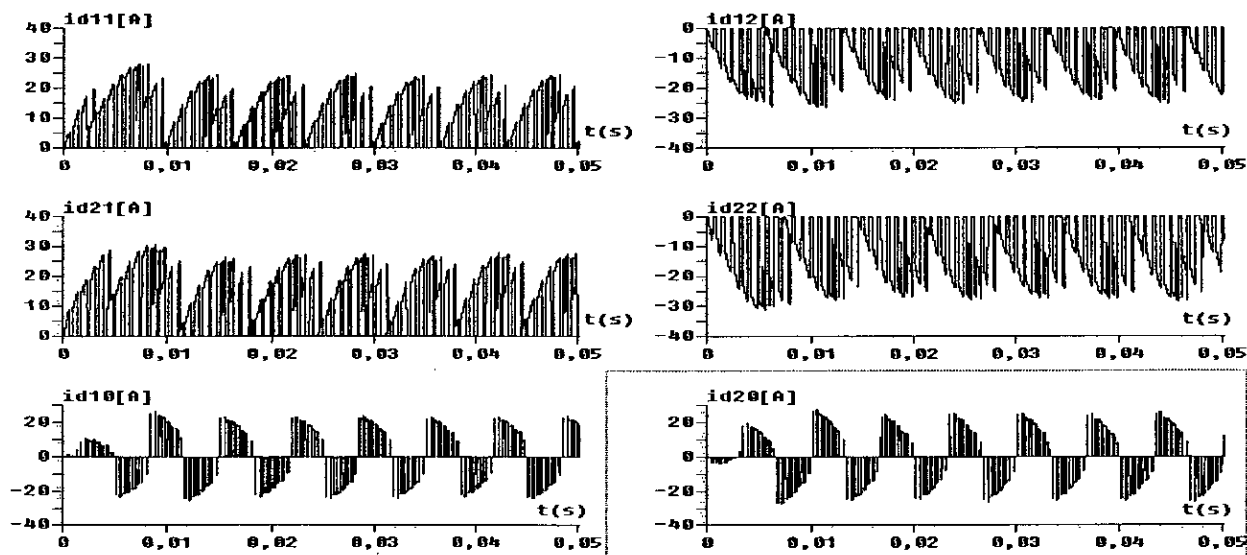


Figure IV.23. Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux

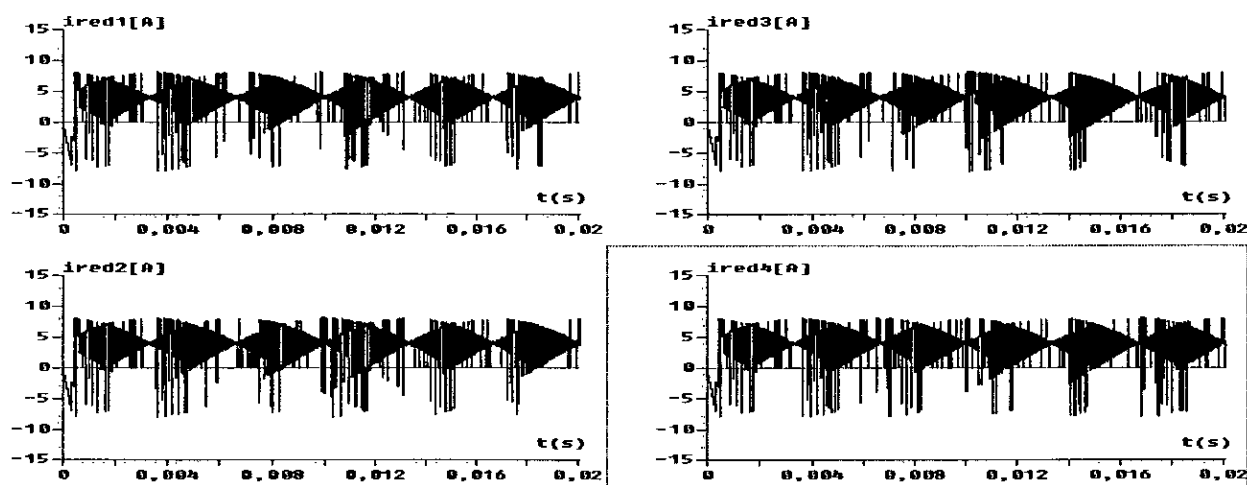


Figure IV.24. Les courants de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux

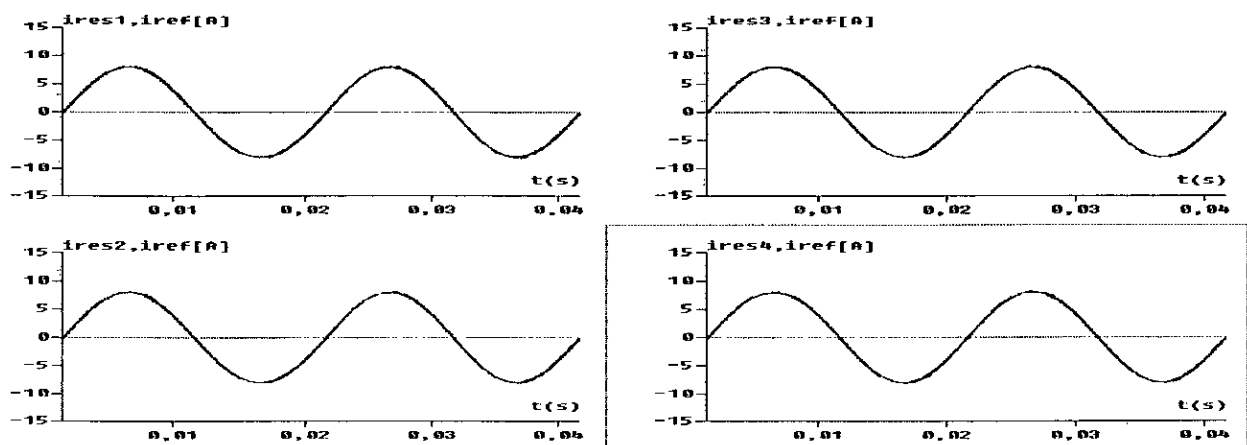


Figure IV.25. Les courants des quatre réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

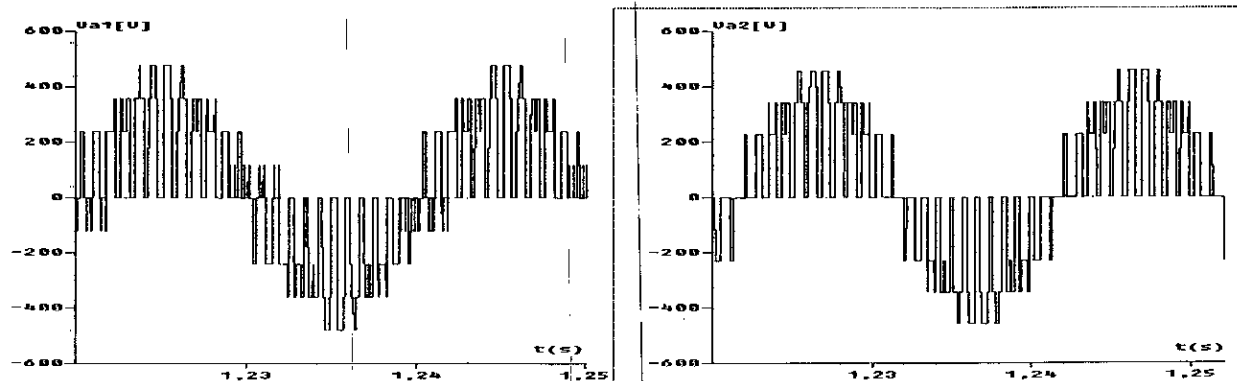


Figure IV.26. Tensions simples des deux onduleurs à trois niveaux

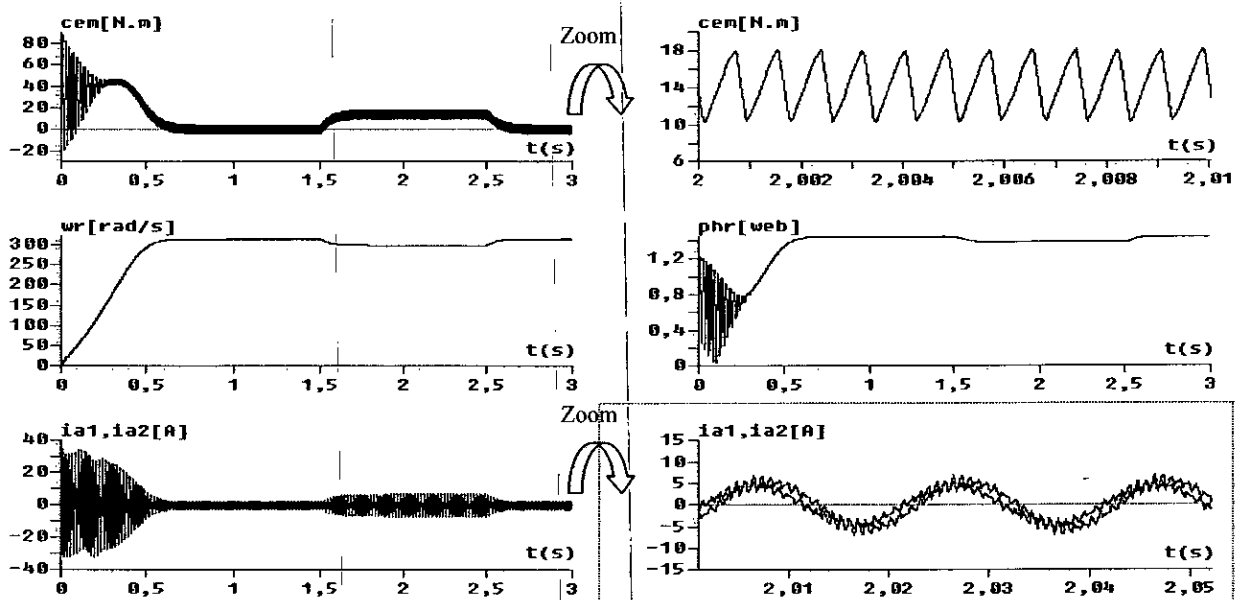


Figure IV.27. Les performances de la conduite de la MASDS avec application d'un couple de charge entre $t=1.5s$ et $t=2.5s$ ($C_r=14N.m$)

IV.3.3. Interprétation

- On constate que les tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux sont plus stables que dans le cas des cascades précédentes et leurs différences $U_{C11}-U_{C12}$ et $U_{C21}-U_{C22}$ sont plus faibles (Figure IV.21).
- Les tensions de sortie des quatre redresseurs sont décroissantes (figure IV.22).
- Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux i_{d11} et i_{d12} , i_{d21} et i_{d22} ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Les courants i_{d10} et i_{d20} ont une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure IV.23). Les courants redressés I_{red1} , I_{red2} , I_{red3} et I_{red4} ont la même forme (figure IV.24).

- Les courants des quatre réseaux suivent bien leurs références (figure IV.25).
- Les tensions de sortie des deux onduleurs sont équilibrées et déphasées (Figure IV.26).
- Les résultats de la conduite de la MASDS montrent que le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 14Nm avec des valeurs maximales de 18Nm et minimales de 10.2Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence. Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} sont déphasés et leurs amplitudes sont presque égales (Figure IV.27).

IV.4. PONT DE CLAMPING

Afin d'améliorer les tensions d'entrée des deux onduleurs triphasés à trois niveaux à structure NPC en minimisant le déséquilibre entre les tensions U_{C11} et U_{C12} d'une part et entre U_{C21} et U_{C22} d'autre part, on propose d'utiliser un pont d'équilibrage (pont de Clamping). Il est constitué d'un transistor et d'une résistance aux bornes de chaque capacité. Les transistors sont commandés de telle façon à conserver l'égalité des différentes tensions [6][14][37][50].

IV.4.1. Cascade de deux batteries – pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS

La structure de cette cascade est donnée par la figureIV.28.

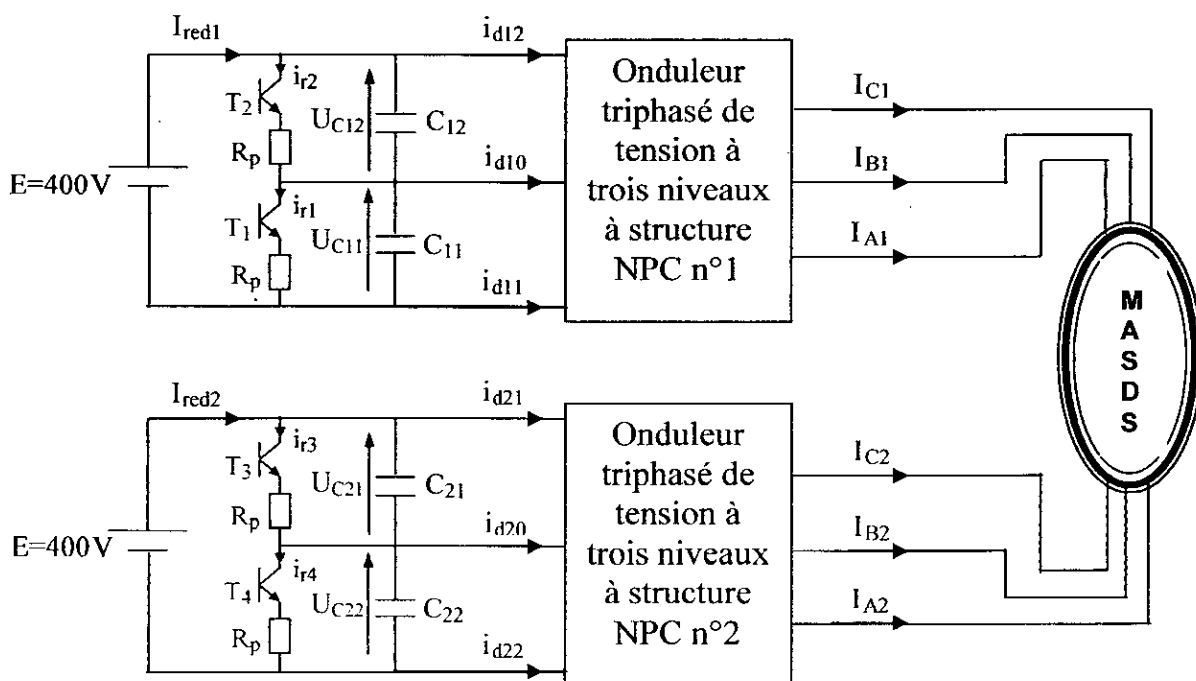


Figure IV.28. Structure de deux batteries - pont de clamping – deux onduleurs de tension à trois niveaux - MASDS

IV.4.1.1. Modélisation du pont de clamping – filtre

La structure du filtre intermédiaire est la suivante :

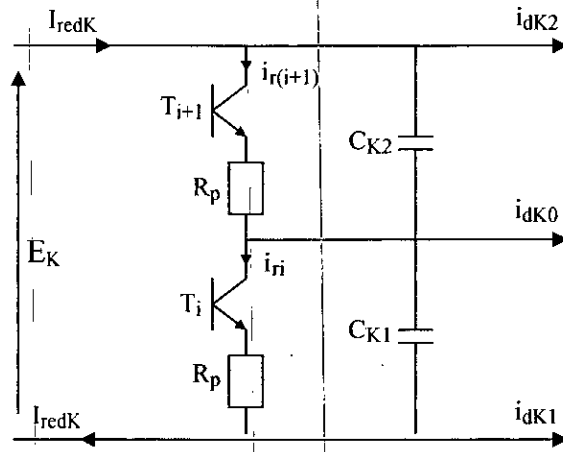


Figure IV.29. Structure du pont de Clamping

Avec:

K : numéro du filtre intermédiaire (K = 1, 2);

i=1 pour le premier filtre

i=3 pour le deuxième filtre

Le modèle de ces filtres est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_{K1} \frac{dU_{CK1}}{dt} = I_{redK} - I_{dK1} - I_{ri} \\ C_{K2} \frac{dU_{CK2}}{dt} = I_{redK} - I_{dK2} + I_{r(i+1)} \end{cases} \quad [IV.15]$$

Pour toutes les cascades utilisées, on définit :

$$\begin{cases} I_{ri} = \frac{U_{CK1}}{R_p} \\ I_{r(i+1)} = \frac{U_{C(K+1)2}}{R_p} \end{cases} \quad [IV.16]$$

L'algorithme de commande du pont de clamping est le suivant :

$$\text{Si } U_{CK1} > \frac{E}{2} \Rightarrow (T_i=1) \& (T_{i+1}=0)$$

$$\text{Si } U_{CK2} > \frac{E}{2} \Rightarrow (T_{i+1}=1) \& (T_i=0)$$

$$\text{Si } U_{CK1} > \frac{E}{2} \Rightarrow (T_i=1) \& (T_{i+1}=0)$$

$$\text{Si } U_{CK2} > \frac{E}{2} \Rightarrow (T_{i+1}=1) \& (T_i=0)$$

N.B : Les paramètres de tout les ponts et les demi-ponts de clamping sont comme suit : $C_{K1}=C_{K2}=10\text{mF}$ et $R_p=25\Omega$.

IV.4.1.2. Résultats de simulation

Les deux onduleurs de tension à trois niveaux sont commandés par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires avec $m=12$. Les deux réseaux triphasés alimentant les deux batteries ont une tension de 110V et une fréquence de 50Hz et l'amplitude des courants de référence des deux réseaux est de 8A.

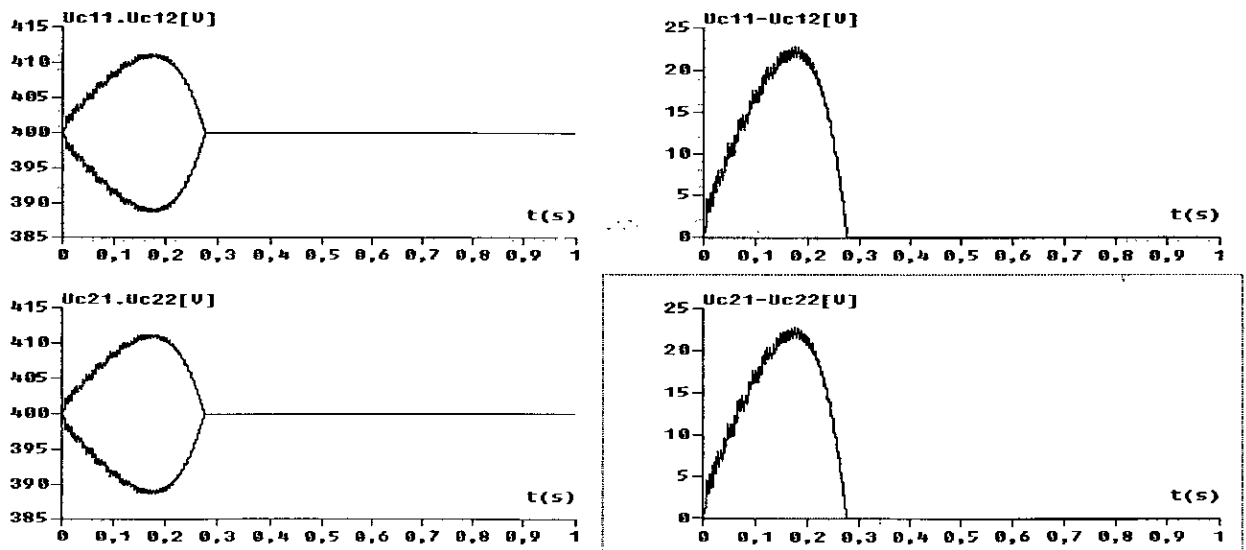


Figure IV.30. Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

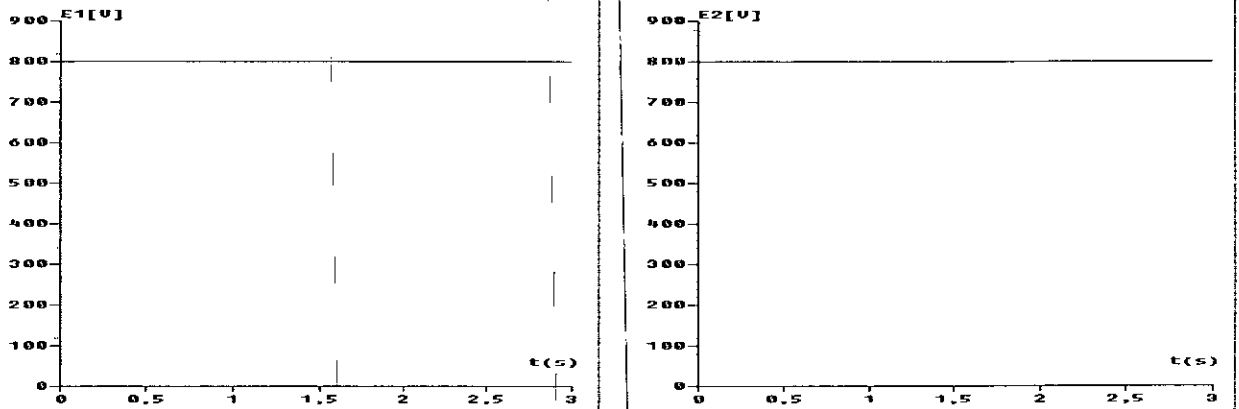


Figure IV.31 Tensions de sortie des deux batteries

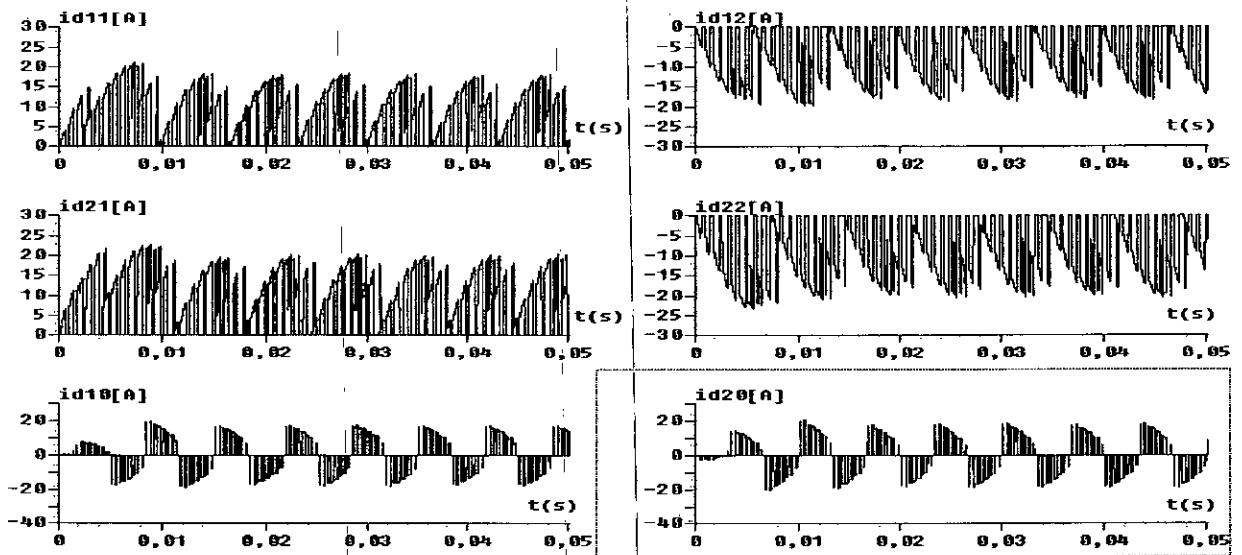


Figure IV.32. Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux

IV.4.1.3. Interprétation

Les figures IV.30, IV.31 et IV.32 montrent les résultats de simulation de l'introduction du pont de clamping dans la cascade de deux batteries – deux onduleurs de tension à trois niveaux - MASDS. On constate que ce changement dans la structure de la cascade a donné des résultats meilleurs. Ainsi la différence des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux diminue considérablement (Figure IV.30). Les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux i_{d11} et i_{d12} , i_{d21} et i_{d22} ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Les courants i_{d10} et i_{d20} ont une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure IV.32).

IV.4.2. Cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS

La structure de cette cascade est donnée par la figure IV.33 [45].

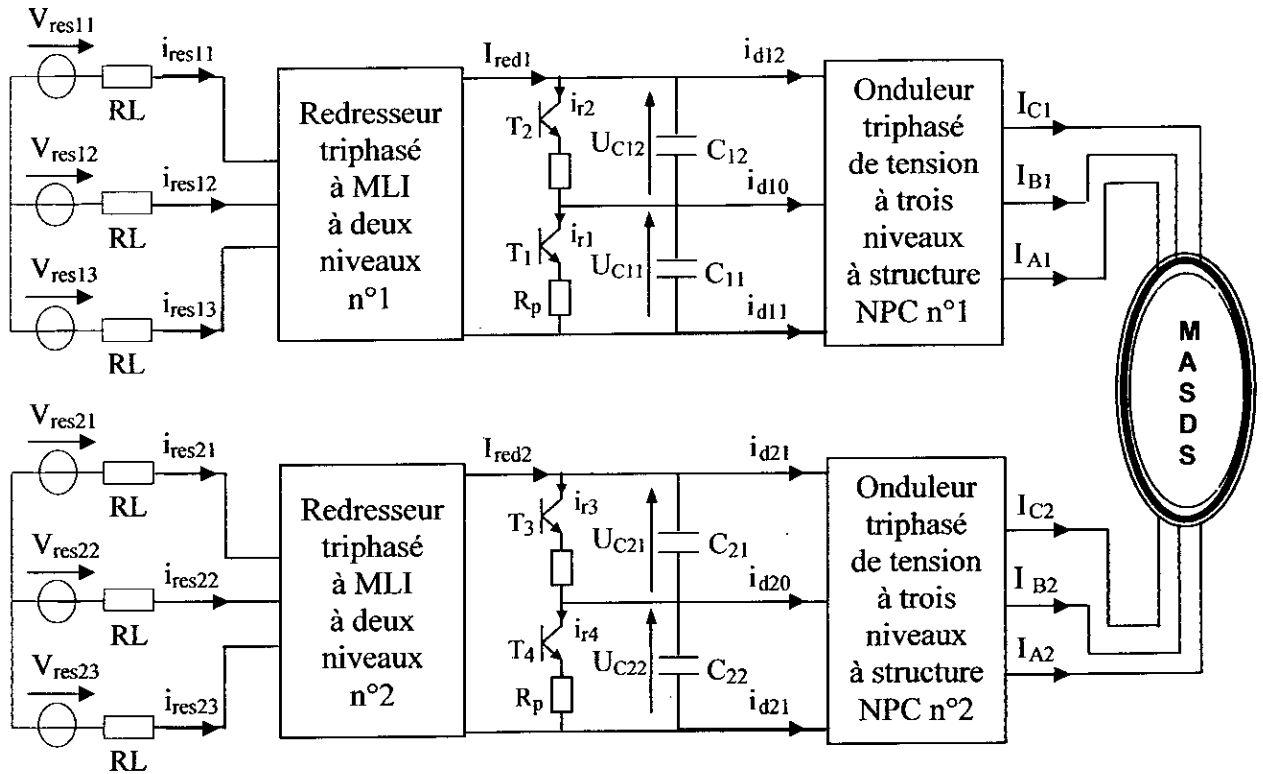


Figure IV.33. Structure de la cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux - pont de clamping – deux onduleurs de tension à trois niveaux - MASDS

N.B : La structure des filtres intermédiaires ainsi que leurs modèles sont identiques à ceux de la cascade précédente (IV.4.1).

IV.4.2.1. Résultats de simulation

Les deux onduleurs de tension à trois niveaux sont commandés par la modulation vectorielle avec $m=12$. Les deux redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérésis de valeur $\Delta i=0.1A$. Les deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs ont une tension de 110V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence des deux réseaux est de 8A.

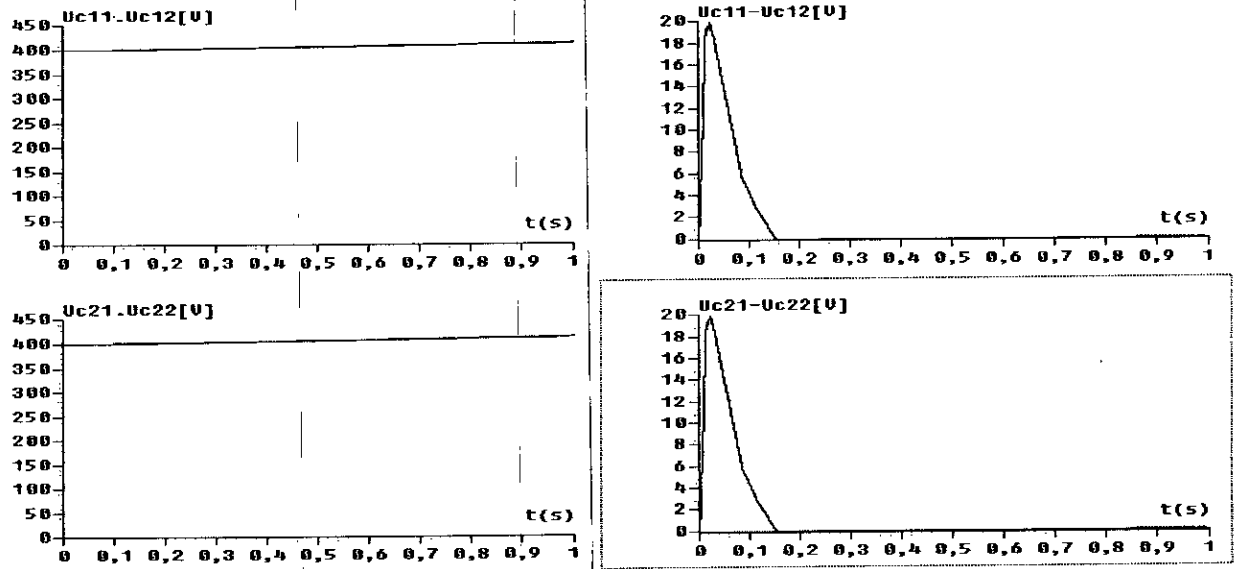


Figure IV.34. Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

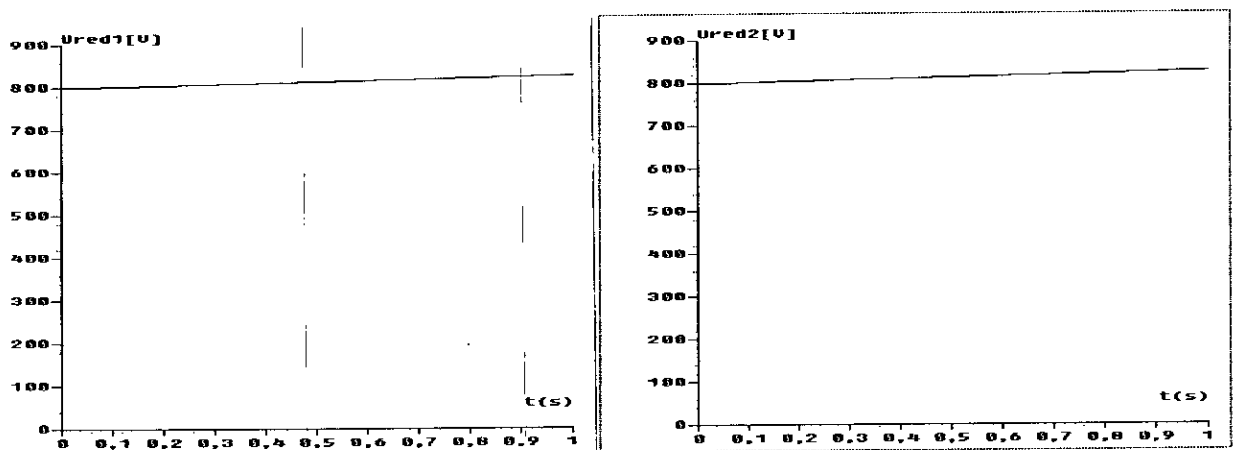


Figure IV.35. Tensions de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

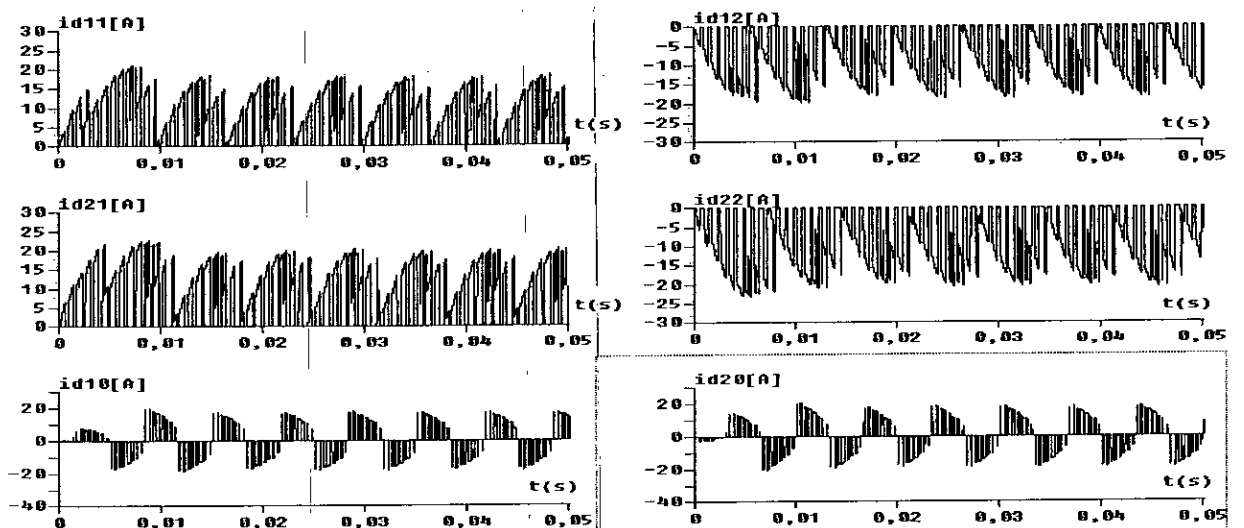


Figure IV.36. Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux

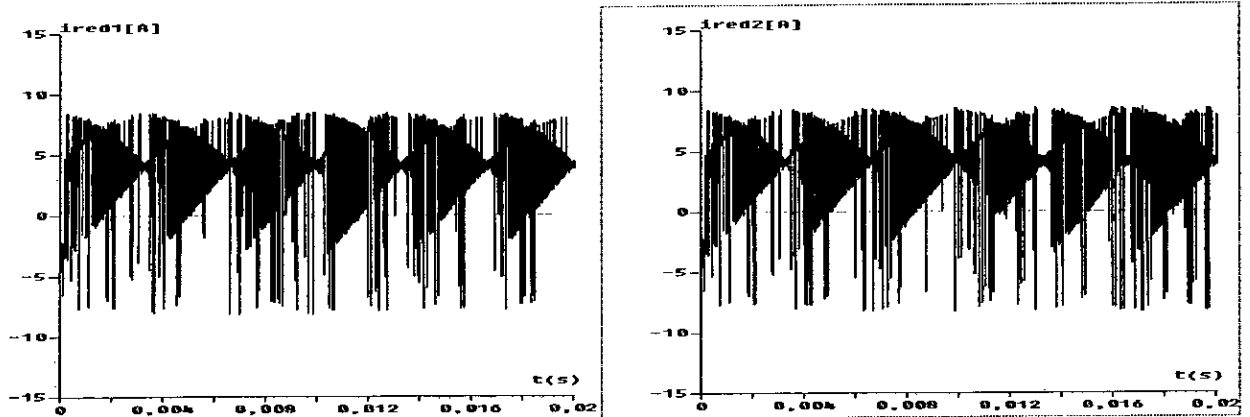


Figure IV.37. Les courants de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

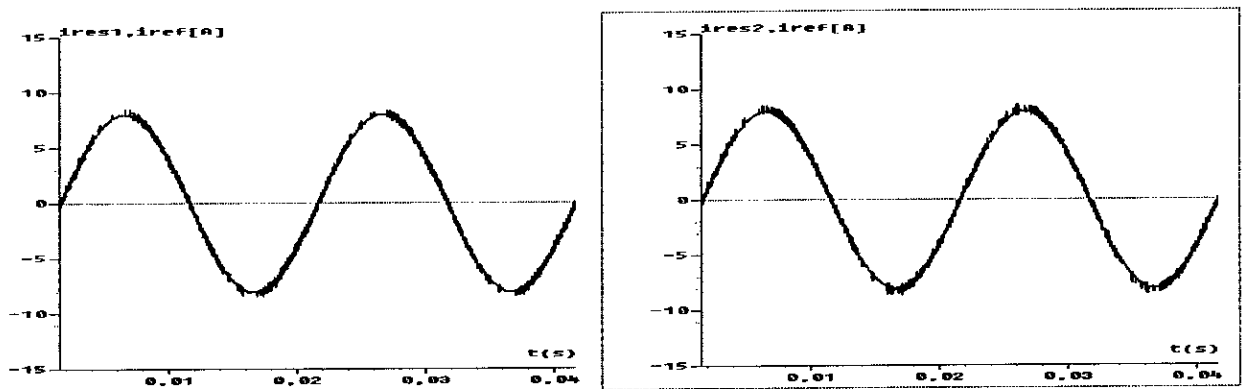


Figure IV.38. Les courants des deux réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

IV.4.2.2. Interprétation

- On constate que la différence des tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent (Figure IV.34).
- Les tensions de sortie des deux redresseurs sont décroissantes (figure IV.35).
- Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux sont donnés par la figure IV.36.
- Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} ont la même forme (figure IV.37).
- Les courants des deux réseaux suivent bien leurs références (figure IV.38).

IV.4.3. Cascade de quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS

La structure de cette cascade est donnée par la figure IV.39 [46].

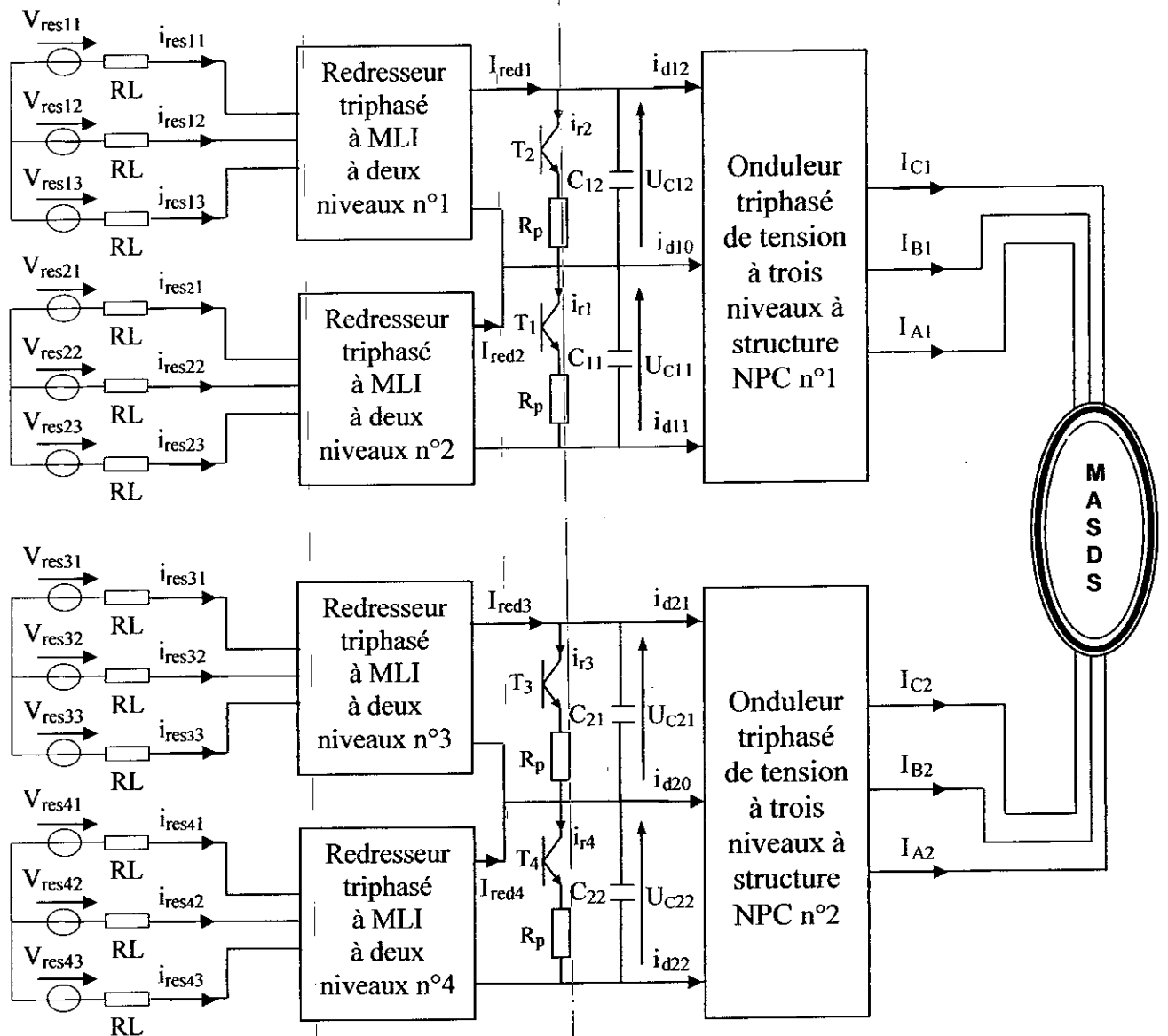


Figure IV.39. Structure de la cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux - pont de clamping – deux onduleurs de tension à trois niveaux - MASDS

IV.4.3.1. Modélisation du pont de clamping – filtre

La structure du premier filtre intermédiaire est la suivante :

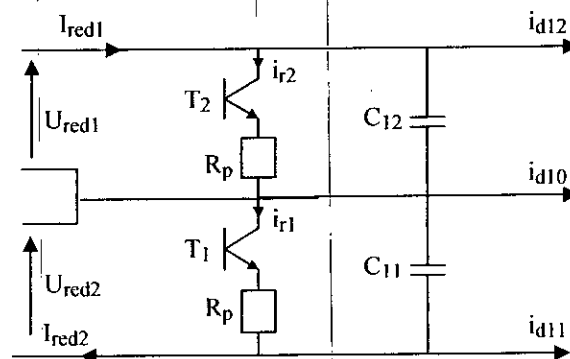


Figure IV.40. Structure du premier pont de clamping

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_{11} \frac{dU_{C11}}{dt} = I_{red2} - I_{d11} - I_{r1} \\ C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} = I_{red1} - I_{d12} - I_{r2} \end{cases} \quad [IV.17]$$

La structure du deuxième filtre intermédiaire est la suivante:

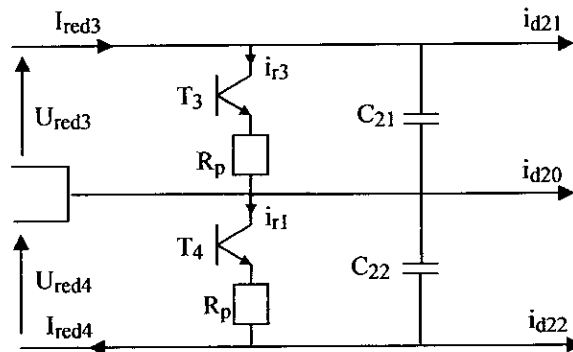


Figure IV.41. Structure du deuxième pont de clamping

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_{21} \frac{dU_{C21}}{dt} = I_{red3} - I_{d21} - I_{r3} \\ C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} = I_{red4} - I_{d22} - I_{r4} \end{cases} \quad [IV.18]$$

IV.4.3.2. Résultats de simulation

Les deux onduleurs de tension à trois niveaux sont commandés par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires avec $m=12$. Les quatre redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant avec $\Delta i=0.1A$. Les quatre réseaux triphasés alimentant les quatre redresseurs ont une tension efficace de 55V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence des quatre réseaux est de 8A.

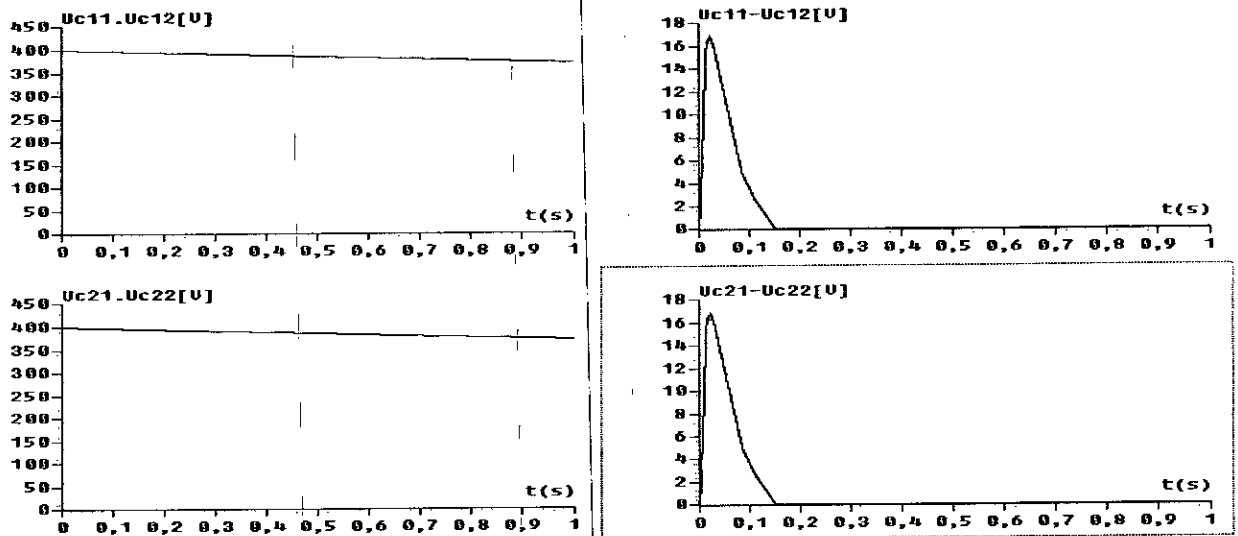


Figure IV.42. Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

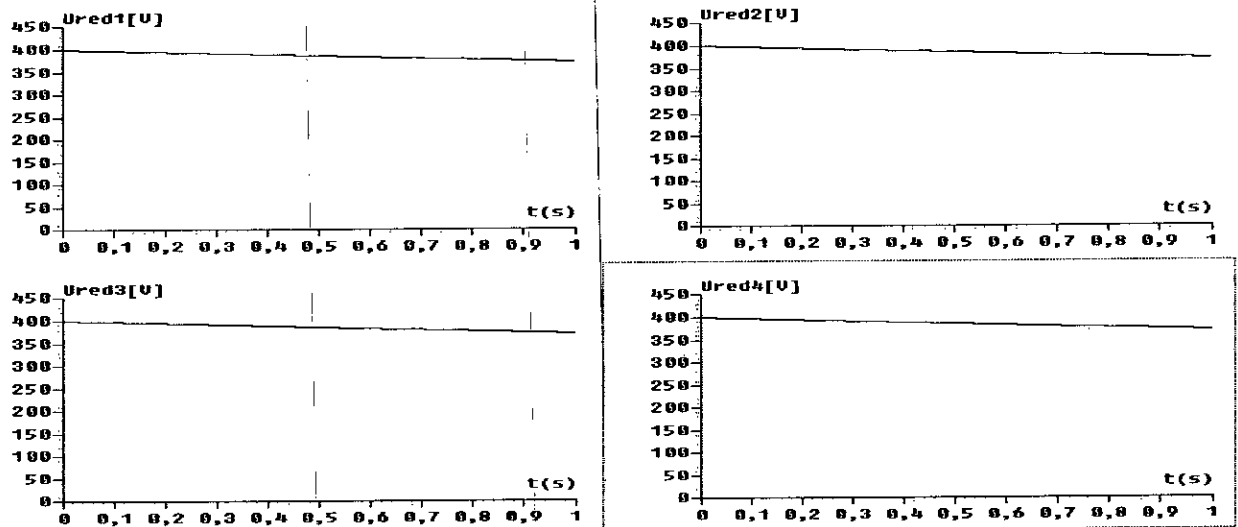


Figure IV.43. Tensions de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux

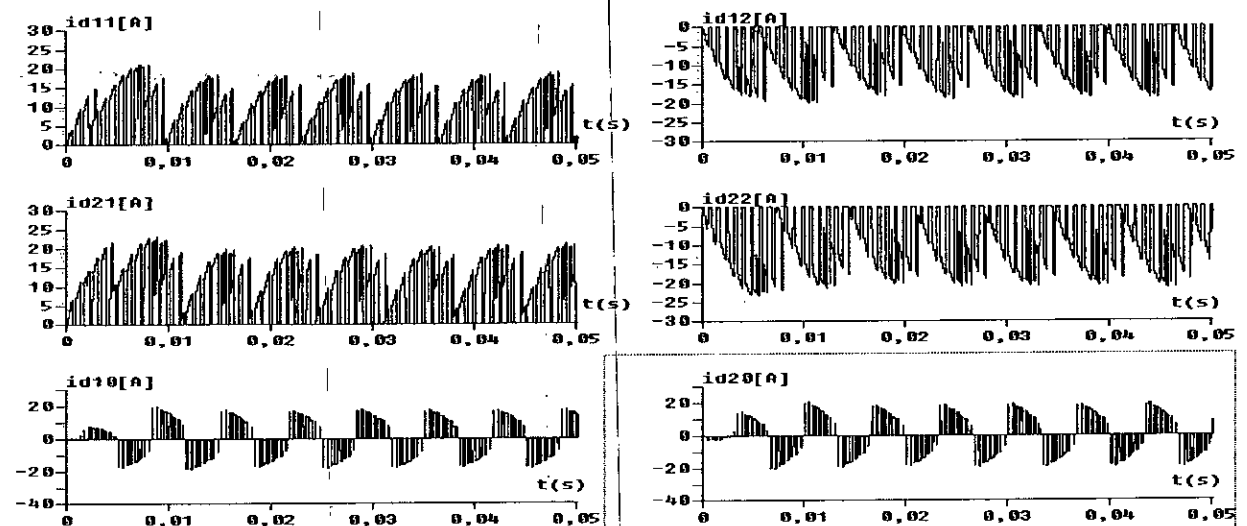


Figure IV.44. Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux

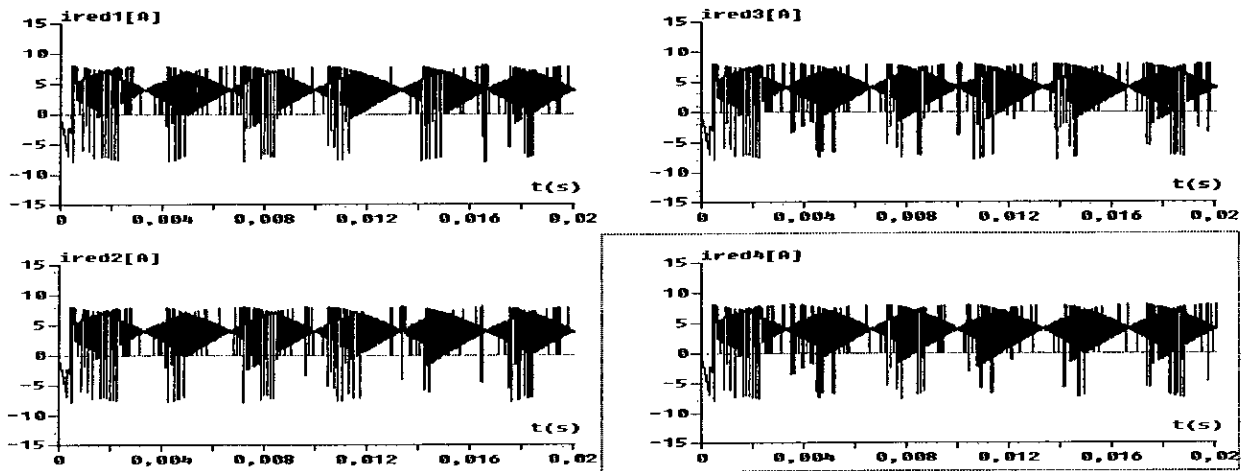


Figure IV.45. Les courants de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux

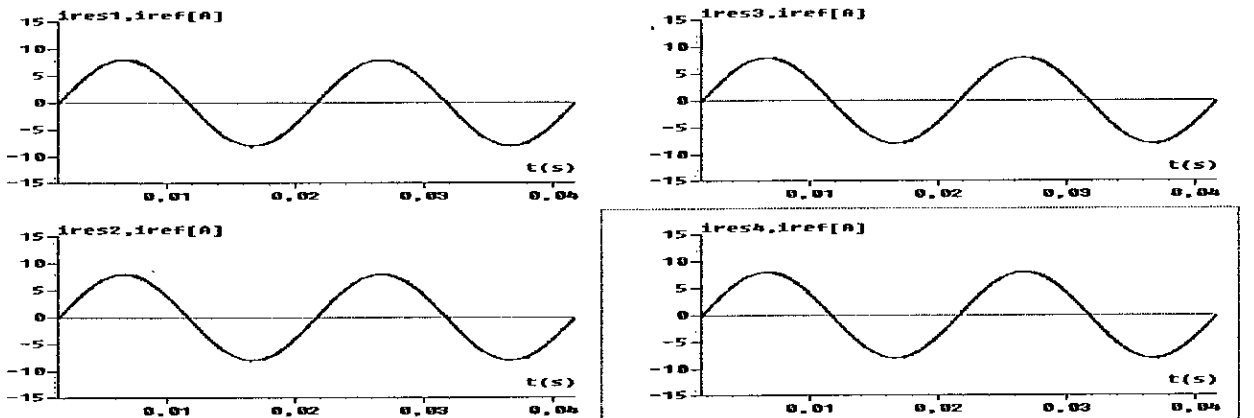


Figure IV.46. Les courants des quatre réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

IV.4.3.3. Interprétation

- On constate que la différence des tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent (Figure IV.42). Les tensions de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux sont décroissantes (Figure IV.43).
- Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux sont donnés par la figure IV.44.
- Les courants redressés I_{red1} , I_{red2} , I_{red3} et I_{red4} ont la même forme (figure IV.45).
- Les courants des quatre réseaux suivent bien leurs références (figure IV.46).

IV.5. DEMI-PONT DE CLAMPING

Dans cette partie, nous étudions une autre manière d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC en utilisant un demi pont d'équilibrage (demi-pont de Clamping). Cette technique, permet d'avoir un montage moins coûteux et peu encombrant.

IV.5.1. Cascade de deux batteries – demi-pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS

La structure de cette cascade est donnée par la figure IV.47.

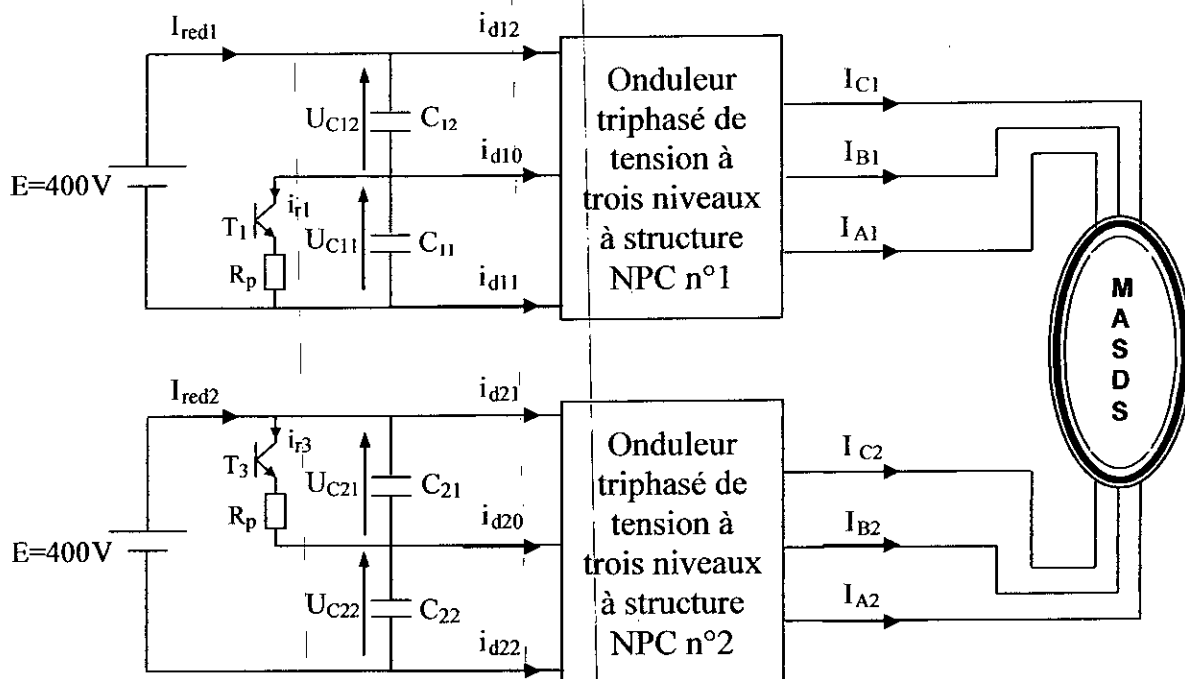


Figure IV.47. Structure de deux batteries – demi-pont de clamping – deux onduleurs de tension à trois niveaux - MASDS

IV.5.1.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre

La structure des filtres intermédiaires est la suivante :

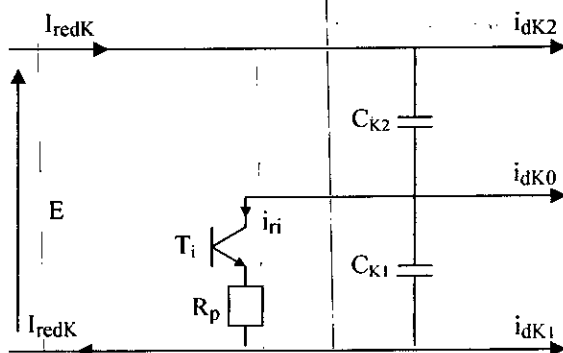


Figure IV.48. Structure du demi-pont de clamping

Le modèle de ces filtres est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_{K1} \frac{dU_{CK1}}{dt} = I_{redK} - I_{dK1} - I_{ri} \\ C_{K2} \frac{dU_{CK2}}{dt} = I_{redK} - I_{dK2} \end{cases} \quad [IV.19]$$

Pour toutes les cascades utilisées, on définit :

$$I_{ri} = \frac{U_{CK1}}{R_p} \quad [IV.20]$$

L'algorithme de commande du demi-pont de clamping est le suivant :

$$\text{Si } U_{CK1} > \frac{E}{2} \Rightarrow (T_i=1)$$

IV.5.1.2. Résultats de simulation

Les deux onduleurs de tension à trois niveaux sont commandés par la modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires avec $m=12$. Les deux réseaux triphasés alimentant les deux batteries ont une tension de 110V et une fréquence de 50Hz et l'amplitude des courants de référence des deux réseaux est de 8A.

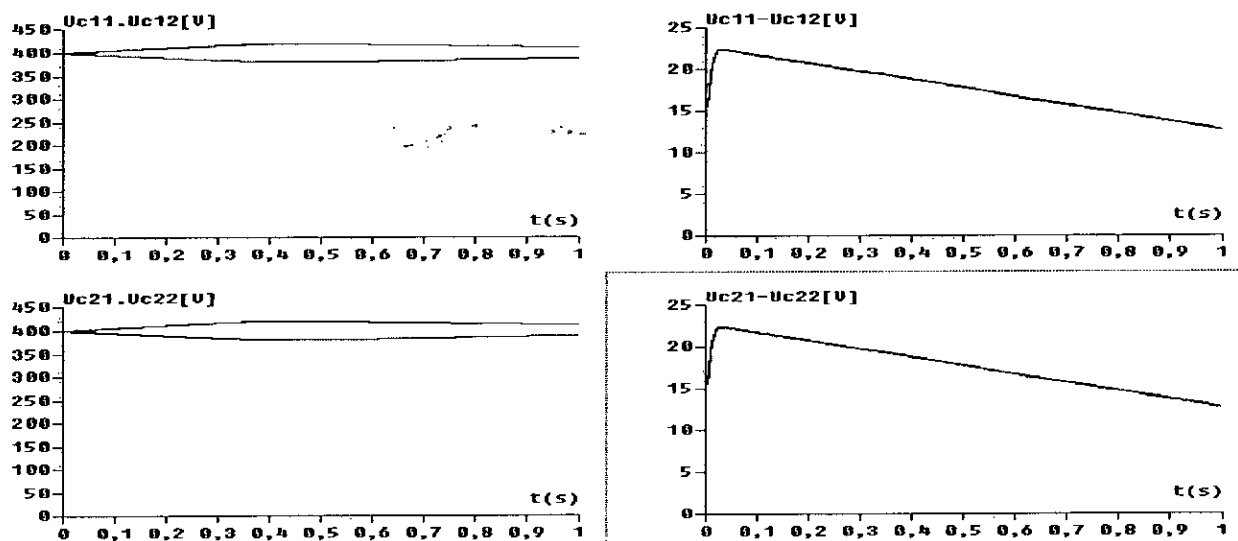


Figure IV.49. Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

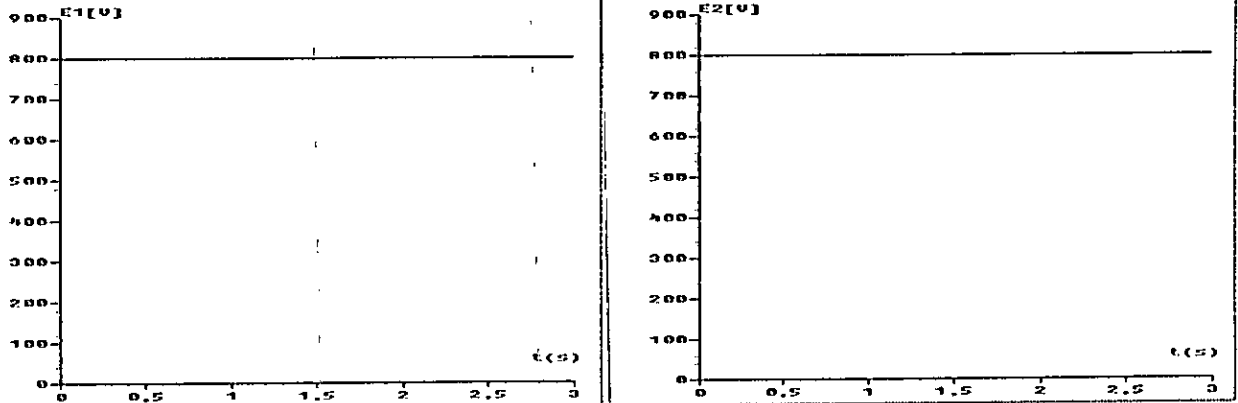


Figure IV.50. Tensions de sortie des deux batteries

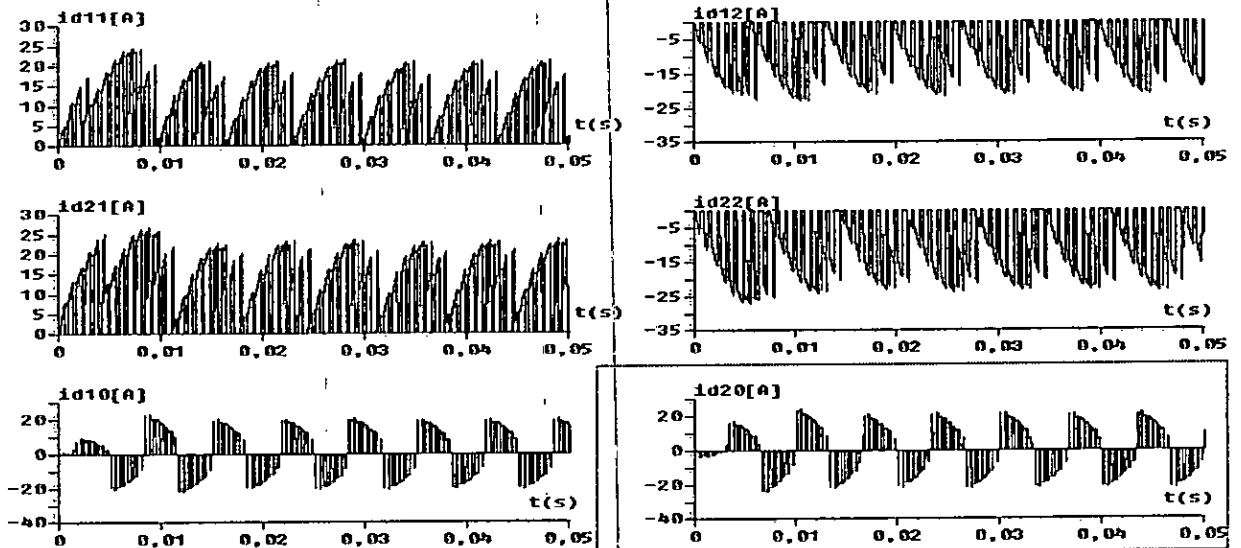


Figure IV.51. Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux

IV.5.1.3. Interprétation

Les figures IV.49, IV.50 et IV.51 montrent les résultats de simulation de l'introduction du demi pont de clamping dans la cascade de deux batteries – deux onduleurs de tension à trois niveaux - MASDS. On constate que ce changement dans la structure de la cascade permet de minimiser l'écart entre les tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux (Figure IV.49). Les tensions de d'entrée du filtre capacitif sont constantes (Figure IV.50).

– Les courants d'entrée des deux onduleurs triphasés à trois niveaux i_{d11} et i_{d12} , i_{d21} et i_{d22} ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Les courants i_{d01} et i_{d02} ont une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure IV.51).

IV.5.2. Cascade de deux redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS

La structure de cette cascade est donnée par la figure IV.52.

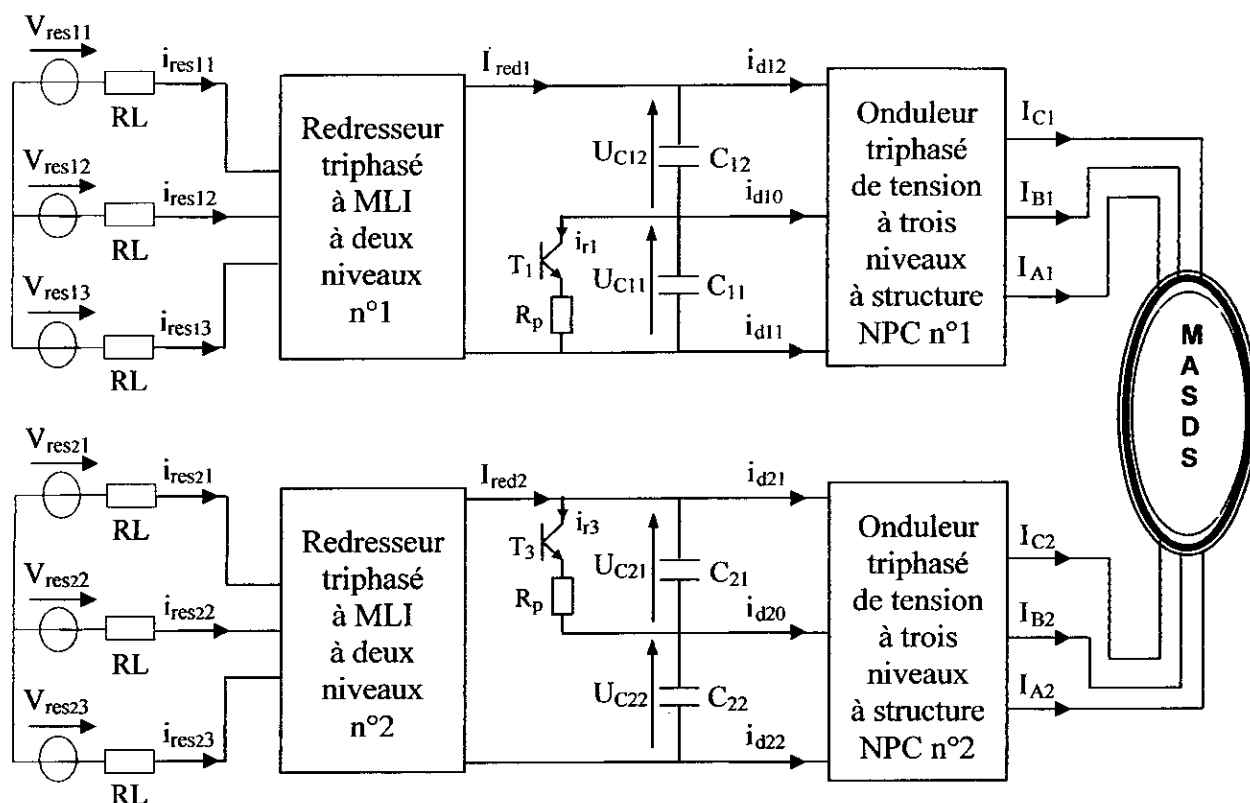


Figure IV.52. Structure de la cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux – demi-pont de clamping – deux onduleurs de tension à trois niveaux – MASDS

N.B : La structure des filtres intermédiaires ainsi que leurs modèles sont identiques à ceux de la cascade précédente (IV.2.1).

IV.5.2.1. Résultats de simulation

Les deux onduleurs de tension à trois niveaux sont commandés par la stratégie de modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires avec $m=12$. Les deux redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérèse de valeur $\Delta i=0.1A$. Les deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs ont une tension de 110V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence des deux réseaux est de 8A.

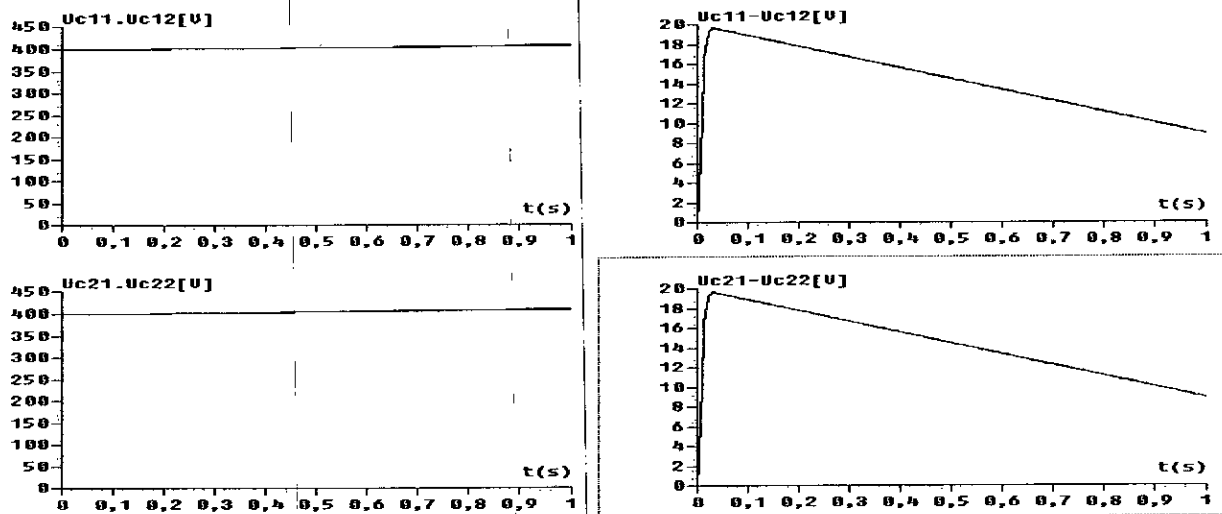


Figure IV.53. Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

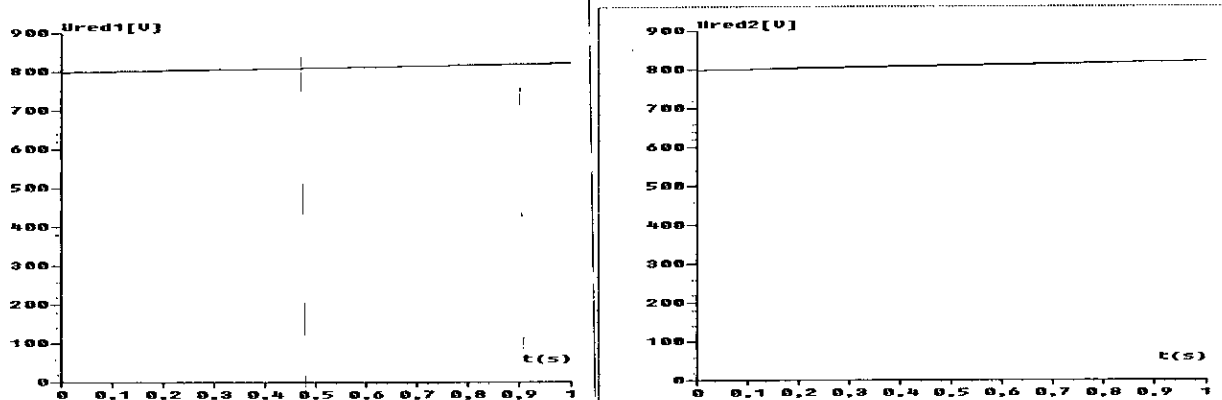


Figure IV.54. Tensions de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

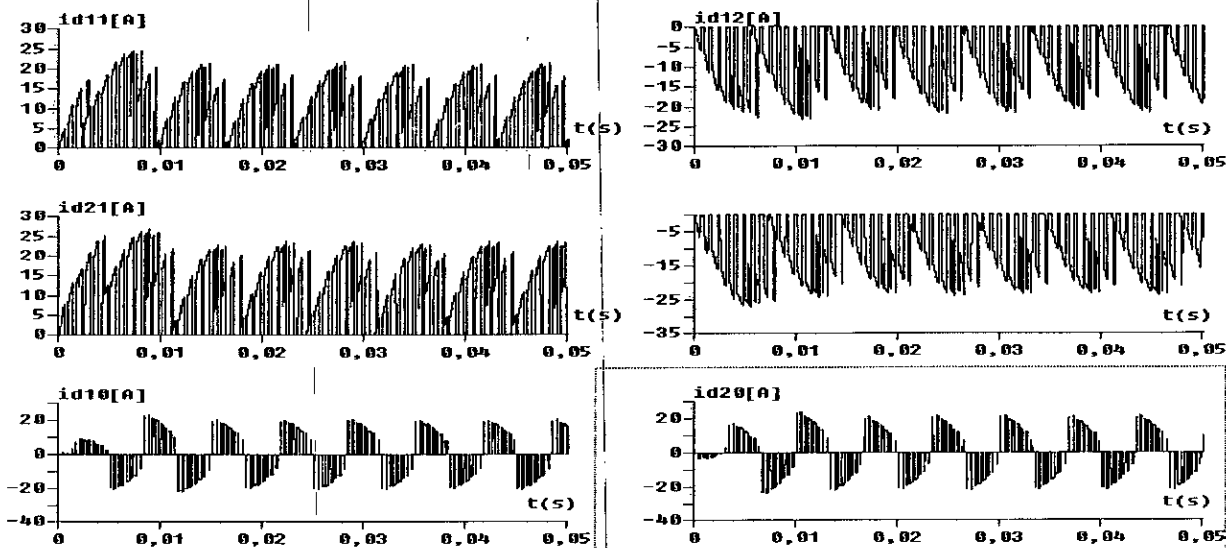


Figure IV.55. Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux

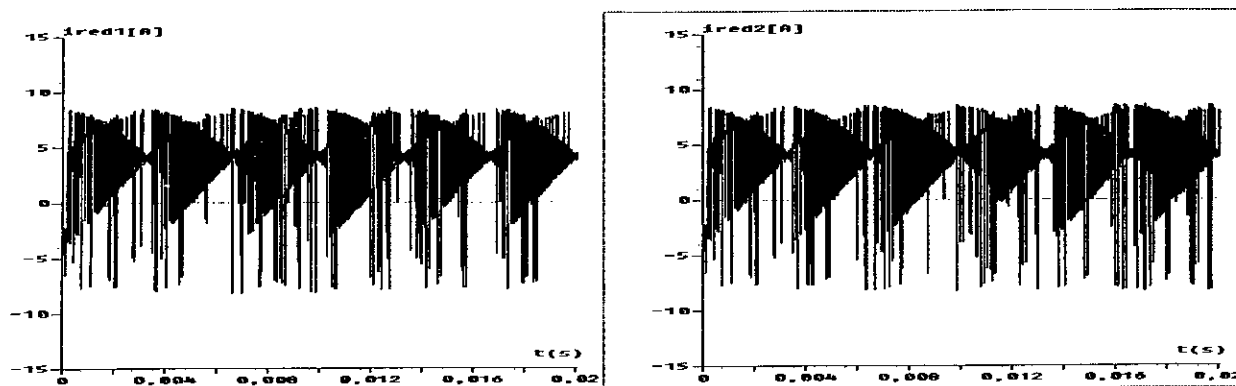


Figure IV.56. Les courants de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

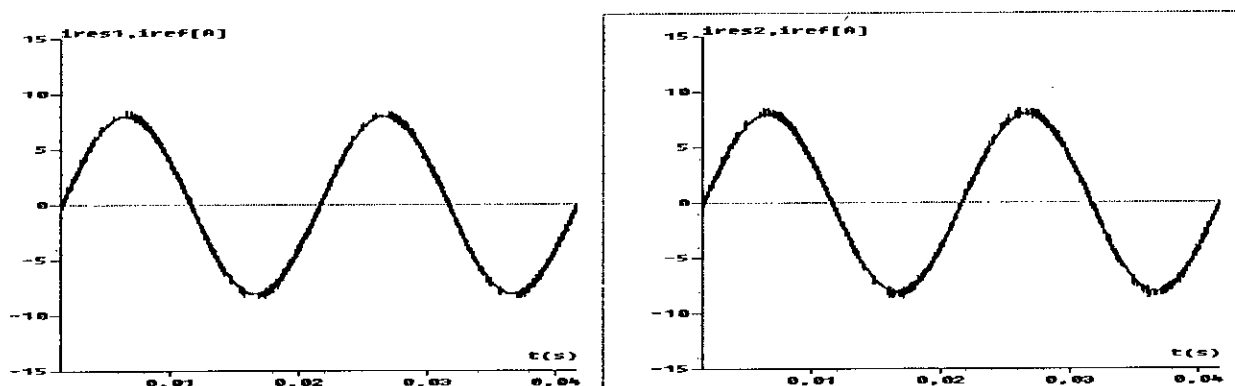


Figure IV.57. Les courants des deux réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

IV.5.2.2. Interprétation

- On constate que ce changement dans la structure de la cascade permet de minimiser l'écart entre les tensions d'entrée des deux onduleurs triphasés à trois niveaux mais sans l'annuler (Figure IV.53).
- Les tensions de sortie des deux redresseurs sont croissantes (figure IV.54).
- Les courants d'entrée des deux onduleurs triphasés à trois niveaux sont donnés par la figure IV.55.
- Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} ont la même forme (figure IV.56).
- Les courants des deux réseaux suivent bien leurs références (figure IV.57).

IV.5.3. Cascade de quatre redresseurs de courant à MLI à deux niveaux – demi-pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS

La structure de cette cascade est donnée par la figure IV.58.

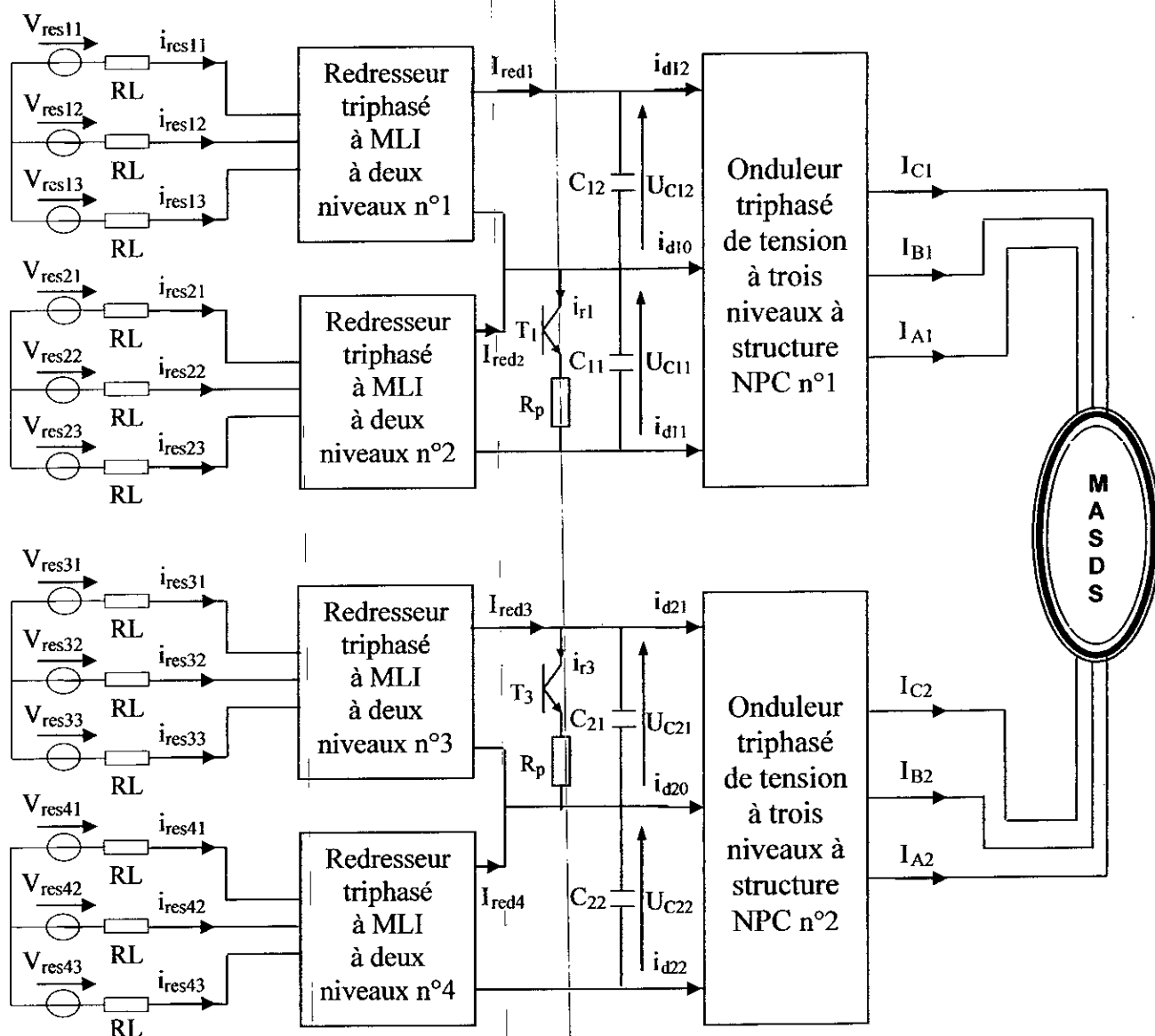


Figure IV.58. Structure de la cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux – demi-pont de clamping – deux onduleurs de tension à trois niveaux - MASDS

IV.5.3.1. Modélisation du demi-pont de clamping – filtre

La structure du premier filtre intermédiaire est la suivante :

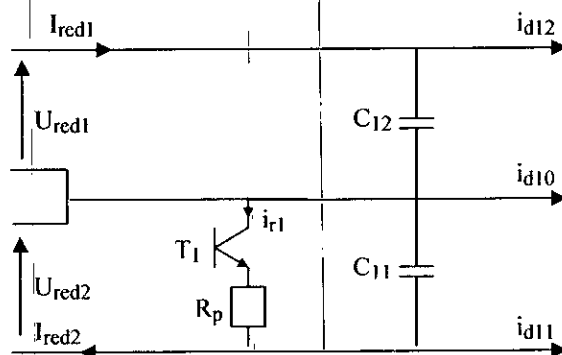


Figure IV.59. Structure du premier demi-pont de clamping

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_{11} \frac{dU_{C11}}{dt} = I_{red2} - I_{d11} - I_{r1} \\ C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} = I_{red1} - I_{d12} \end{cases} \quad [IV.21]$$

La structure du deuxième filtre intermédiaire est la suivante :

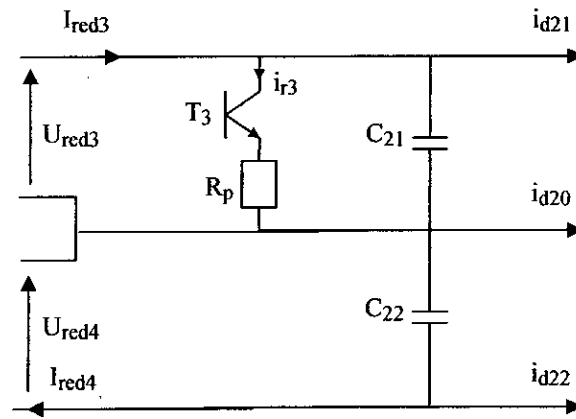


Figure IV.60. Structure du deuxième demi-pont de clamping

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} C_{21} \frac{dU_{C21}}{dt} = I_{red3} - I_{d21} - I_{r3} \\ C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} = I_{red4} - I_{d22} \end{cases} \quad [IV.22]$$

IV.5.3.2. Résultats de simulation

Les deux onduleurs de tension à trois niveaux sont commandés par la stratégie de modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires avec $m=12$. Les quatre redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant pour un hystérèse de valeur $\Delta i=0.1A$. Les quatre réseaux triphasés alimentant les quatre redresseurs ont une tension de 55V et une fréquence de 50Hz. L'amplitude des courants de référence des quatre réseaux est de 8A.

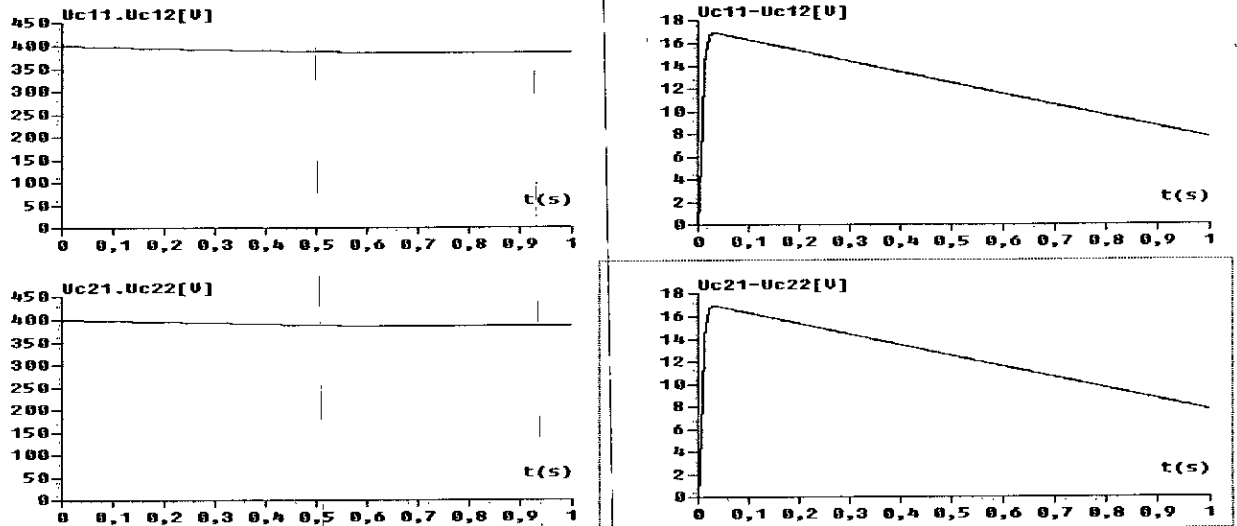


Figure IV.61. Tensions du filtre intermédiaire et leurs différences

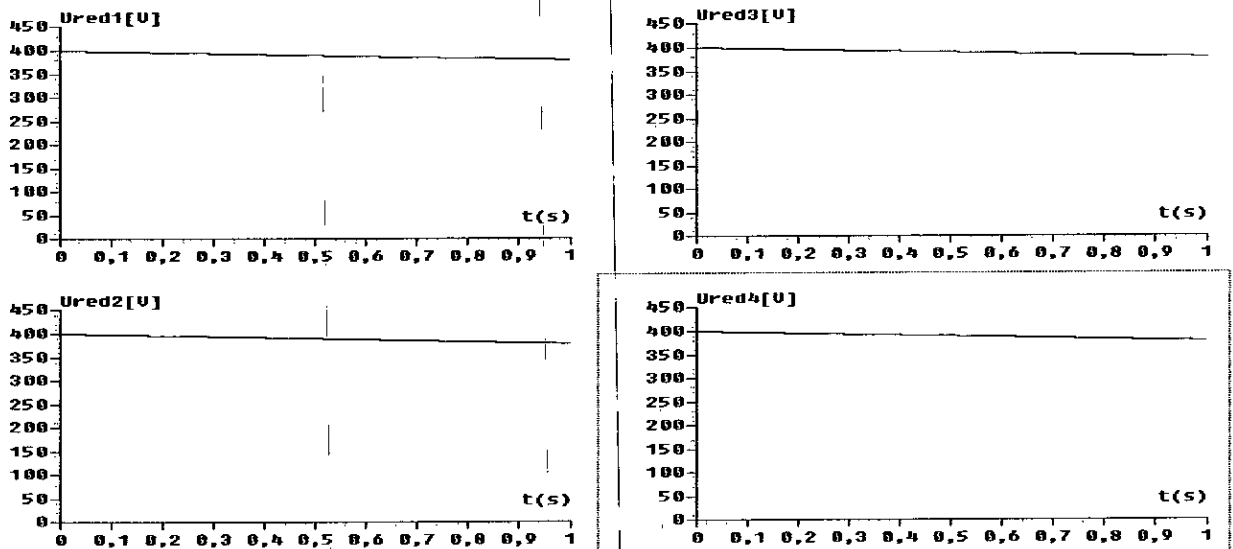


Figure IV.62. Tensions de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux

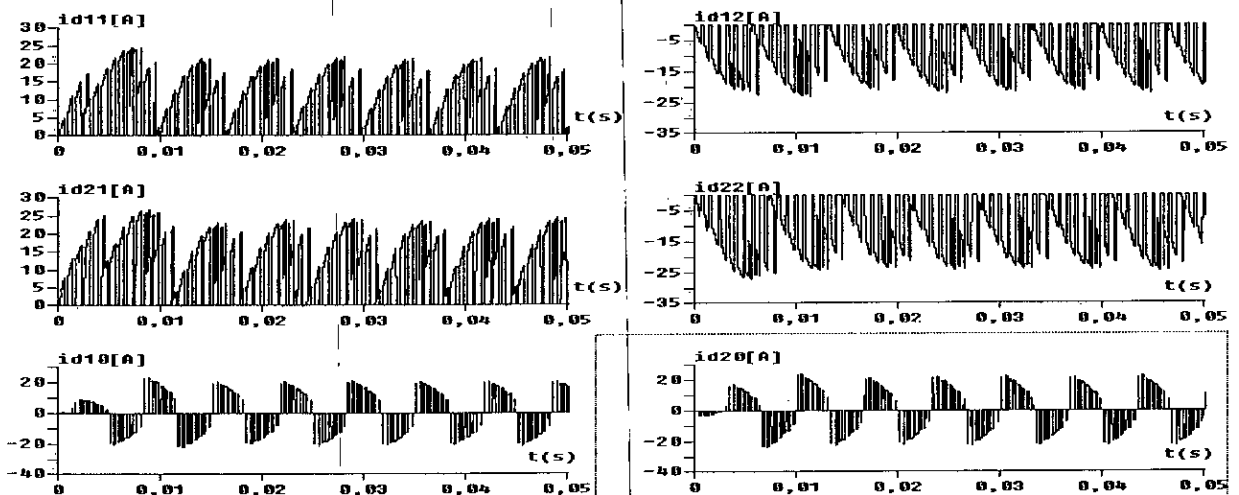


Figure IV.63. Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux

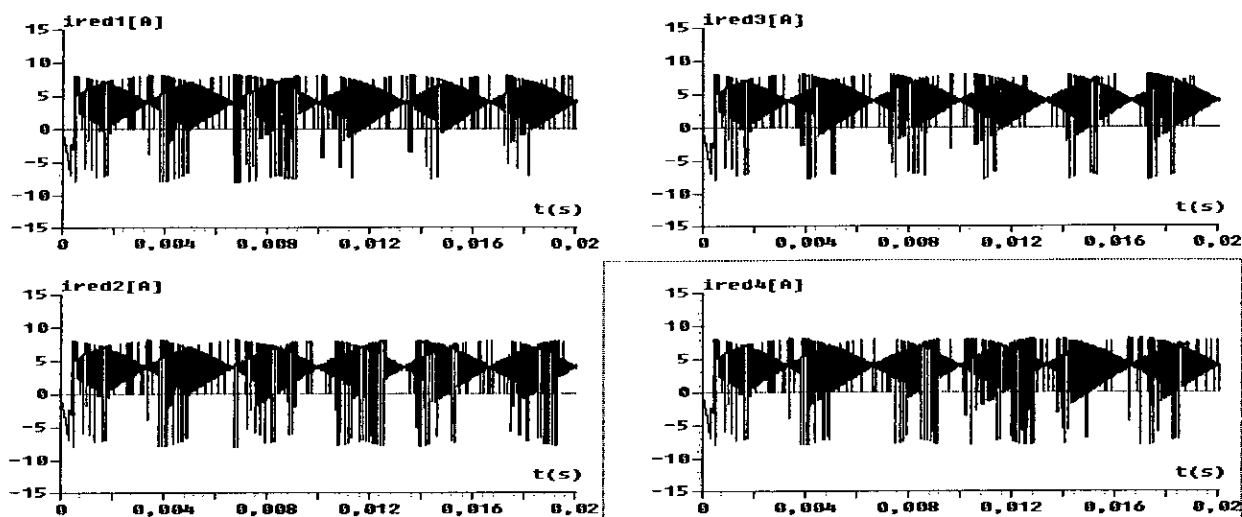


Figure IV.64. Les courants de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux

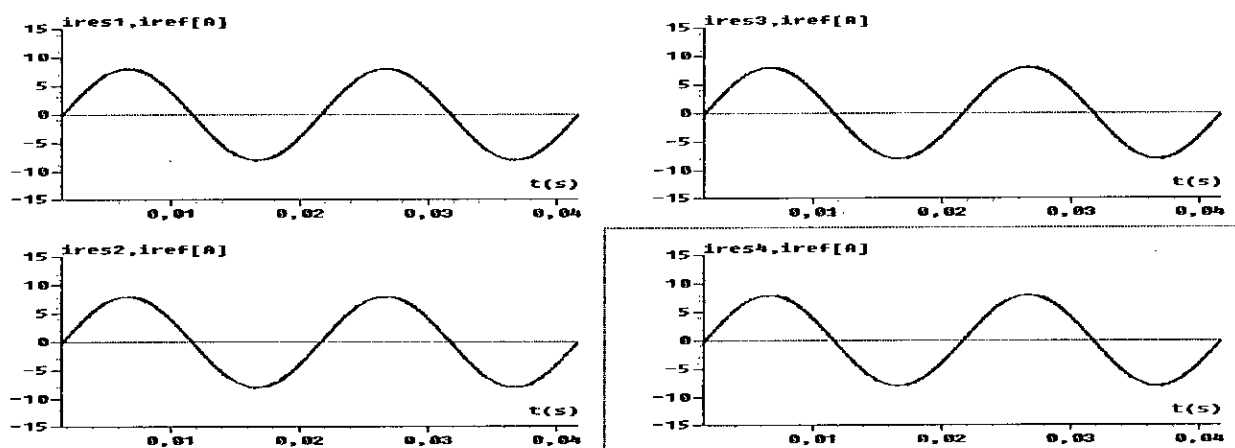


Figure IV.65. Les courants des quatre réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

IV.5.3.3. Interprétation

- On constate que les deux tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux sont plus stables que dans le cas des cascades précédentes et leurs différences $U_{C11}-U_{C12}$ et $U_{C21}-U_{C22}$ sont plus faibles (Figure IV.61).
- Les tensions de sortie des quatre redresseurs sont croissantes (figure IV.62).
- Les courants d'entrée des deux onduleurs triphasés à trois niveaux sont donnés par la figure IV.63.
- Les courants redressés I_{red1} , I_{red2} , I_{red3} et I_{red4} ont la même forme (figure IV.64).
- Les courants des quatre réseaux suivent bien leurs références (figure IV.65).

IV.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a étudié différents changeurs de fréquence ayant comme pont de sortie l'onduleur triphasé de tension à trois niveaux à structure NPC.

On a montré le déséquilibre entre les tensions (U_{c11} , U_{c12} , U_{c21} et U_{c22}) d'entrée des deux onduleurs de tension à trois niveaux et par conséquent l'instabilité des tensions de sortie de ces onduleurs.

L'utilisation des redresseurs triphasés de courants à MLI à deux niveaux commandés par hystérésis en courant permet d'avoir un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

On note surtout que le déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux est moins important dans le cas de l'utilisation de quatre redresseurs de courant à deux niveaux.

L'utilisation du pont de clamping et du demi-pont de clamping proposés, nous a permis d'améliorer les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux en minimisant le déséquilibre entre ces tensions.

Néanmoins, on constate que les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux sont toujours soit croissantes ou décroissantes. Pour résoudre ce problème on fait appel à l'asservissement des redresseurs de courants à deux niveaux qui fera l'objet d'étude dans le chapitre suivant.

Chapitre V

ASSERVISSEMENT DES CHANGEURS DE FREQUENCE

UTILISANT L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, on a étudié des changeurs de fréquence à pont de sortie multiniveaux, et on a mis en évidence le problème d'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC. Pour résoudre ce problème, on propose l'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux, en jouant sur le redresseur à deux niveaux du changeur de fréquence.

Pour obtenir côté réseau un faible taux d'harmoniques des courants et un facteur de puissance le plus proche possible de l'unité, nous avons choisi dans ce chapitre une commande par hystérésis en courant pour les différents redresseurs étudiés dans le chapitre précédent.

Ces asservissements permettent non seulement d'asservir les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux mais aussi d'utiliser des capacités C_1 et C_2 de valeurs raisonnables.

Dans ce chapitre, on commencera par présenter l'algorithme général de l'asservissement de la tension de sortie pour chaque redresseur. Ensuite, on présentera les performances de cet asservissement avec les cascades suivantes :

- ❖ Cascade deux redresseurs de courant à deux niveaux – deux onduleurs triphasés de tension à trois niveaux – MASDS avec pont de clamping puis avec demi pont de clamping.
- ❖ Cascade de quatre redresseurs de courant à deux niveaux – deux onduleurs triphasés de tension à trois niveaux – MASDS avec pont de clamping puis avec demi pont de clamping.

V.1. ASSERVISSEMENT DU REDRESSEUR DE COURANT TRIPHASE A DEUX NIVEAUX

V.1.1. Modèle de la boucle de tension

La modélisation de cette boucle est basée sur le principe de la conservation de la puissance instantanée avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes. Cette boucle impose la valeur efficace du courant de référence du réseau [6][51].

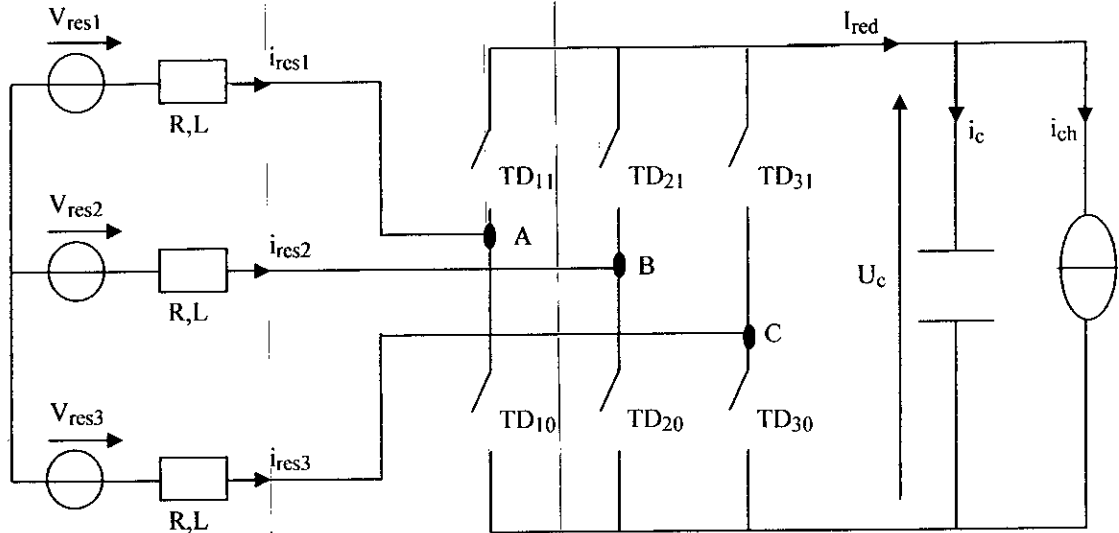


Figure V.1. Structure du redresseur de courant triphasé à deux niveaux

Puissance d'entrée :

$$P_e = \sum_{k=1}^3 \left(V_{resk} i_{resk} - R i_{resk}^2 - \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt} \right) \quad [V.1]$$

Puissance de sortie :

$$P_s = U_c I_{red} = U_c (i_c + i_{ch}) \quad [V.2]$$

En utilisant le principe de la conservation de puissance et en négligeant les pertes joules dans la résistance R, on peut écrire :

$$\sum_{k=1}^3 (V_{resk} i_{resk}) = \frac{L}{2} \frac{di_{resk}^2}{dt} + U_c I_{red} \quad [V.3]$$

En supposant les courants du réseau sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions V_{resk} correspondantes, on peut écrire alors :

$$3E_{eff} I_e = U_c I_{red} \quad [V.4]$$

Avec :

$$V_{resk} = \sqrt{2} E_{eff} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} (k - 1) \right) \quad [V.5]$$

$$i_{resk} = \sqrt{2}I_e \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right) \quad [V.6]$$

k : numéro d'un bras du redresseur (k=1, 2, 3)

Le modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux niveaux déduit de la relation [V.4], est présenté à la figure V.2.

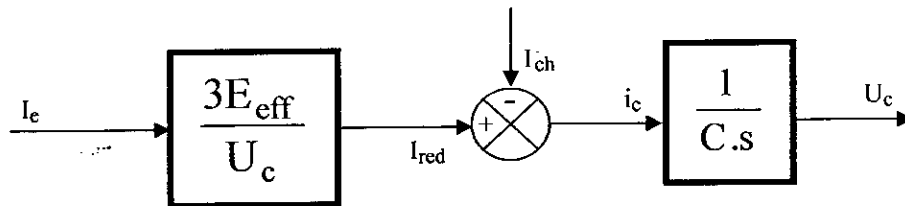


Figure V.2. Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à deux niveaux

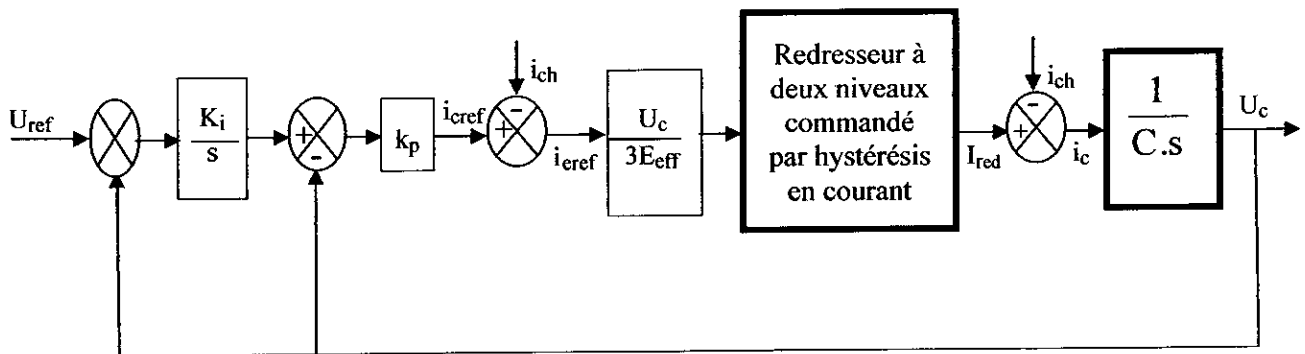


Figure V.3. Algorithme d'asservissement de la tension de sortie du redresseur à deux niveaux

On utilise pour la boucle de tension un régulateur IP. Le principe général de l'asservissement du redresseur triphasé à deux niveaux est donné par la figure V.3.

V.1.2. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS

Dans cette partie, on réalise :

- ❖ l'asservissement du premier pont redresseur (asservissement de la tension U_{red1} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du deuxième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red2} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).

On applique l'algorithme d'asservissement élaboré précédemment (Figure V.3) pour commander les deux redresseurs de la cascade. Les deux onduleurs triphasés à trois niveaux sont commandés par la stratégie de modulation vectorielle à deux porteuses bipolaires. Les deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs ont une tension efficace de 110V et une fréquence de 50Hz.

Les deux redresseurs de courant à deux niveaux sont commandés par la stratégie d'hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence du réseau triphasé alimentant les deux redresseurs est imposée par la boucle de tension.

N.B : Pour toutes les cascades, on suppose que les tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux sont toutes initialisées à 200V et que les paramètres de tous les filtres intermédiaires sont $C_1=C_2=10\text{mF}$ et $R_p=25\Omega$.

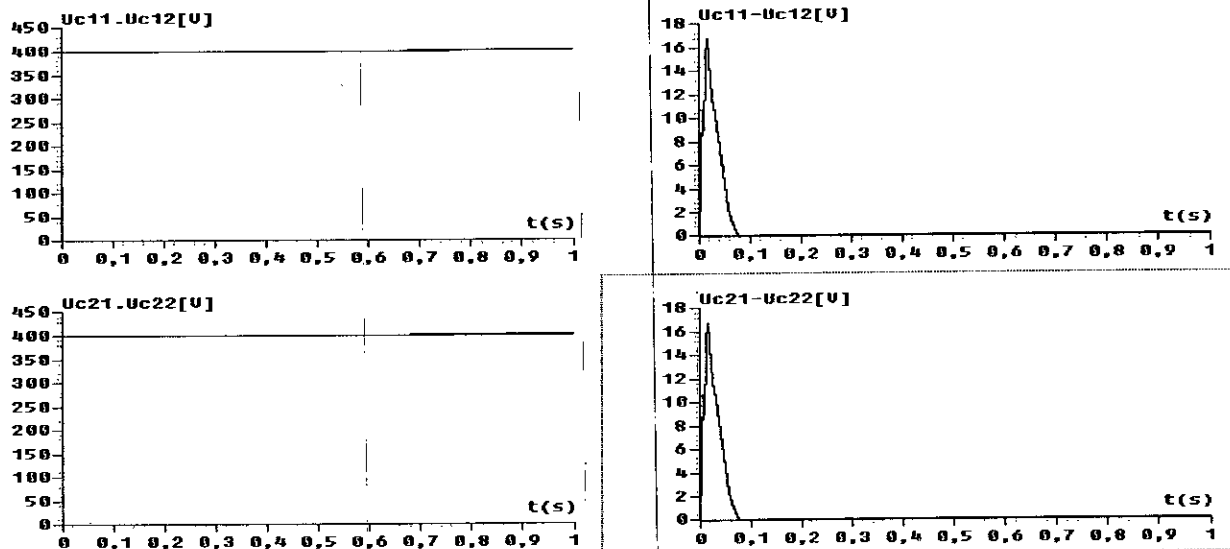


Figure V.4. Tensions du pont de Clamping et leurs différences

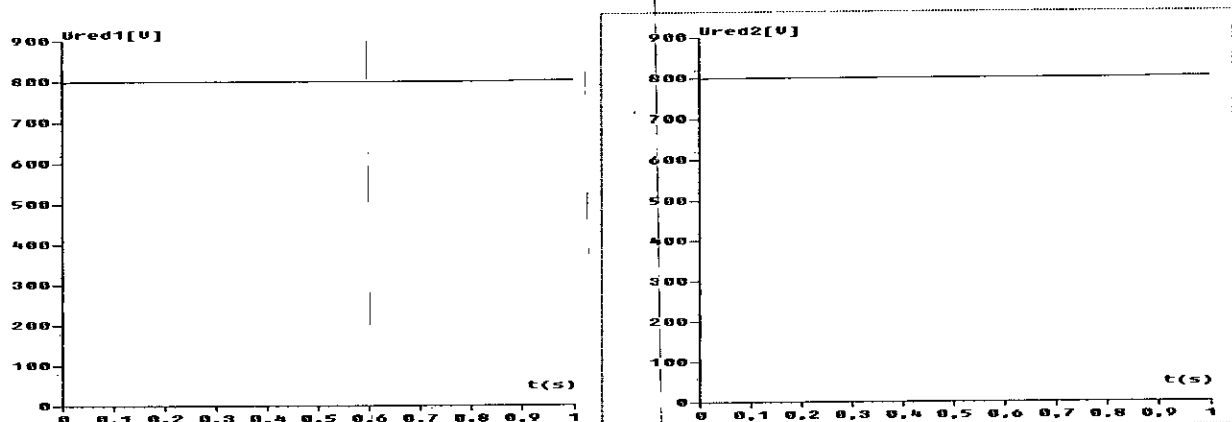


Figure V.5. Tension de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

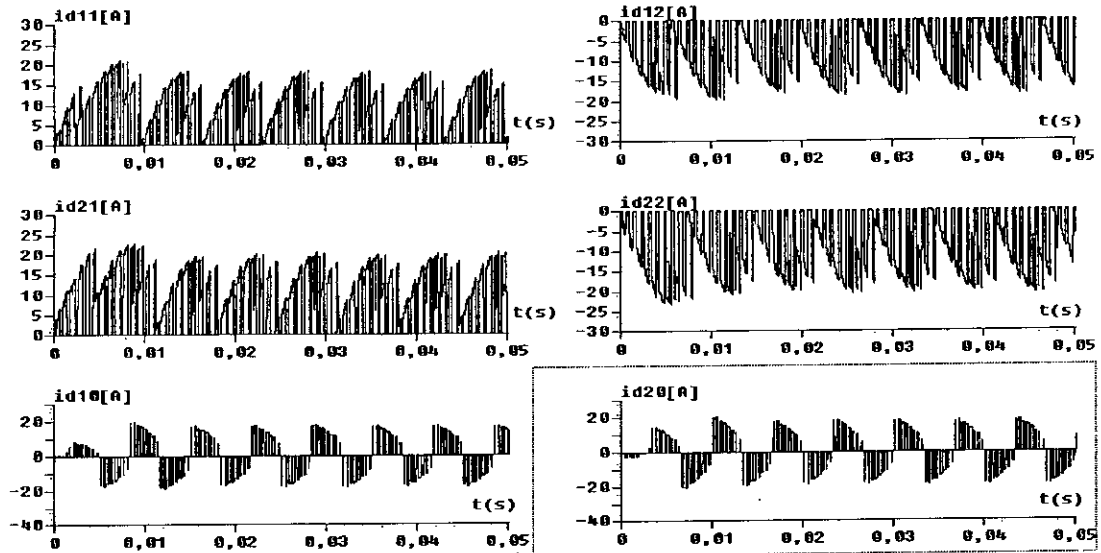


Figure V.6. Les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux

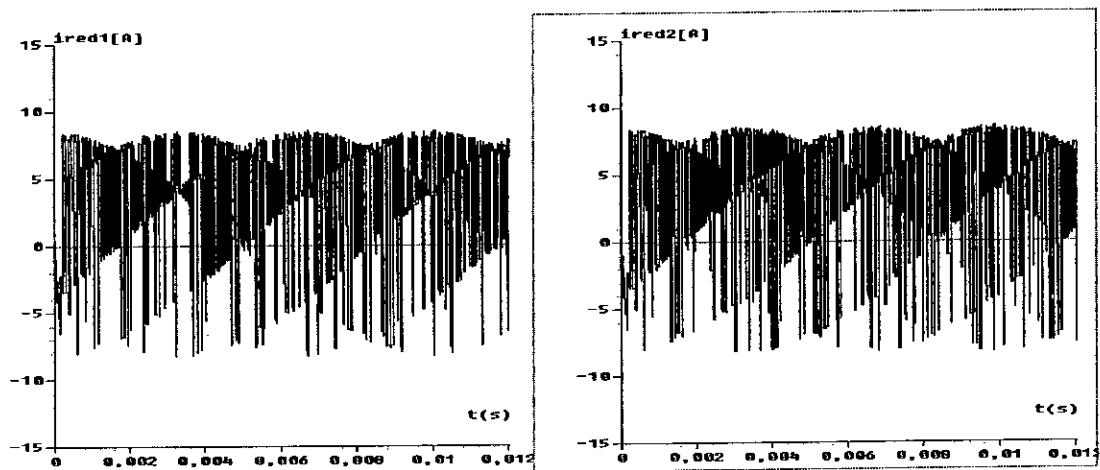


Figure V.7. Les courants de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

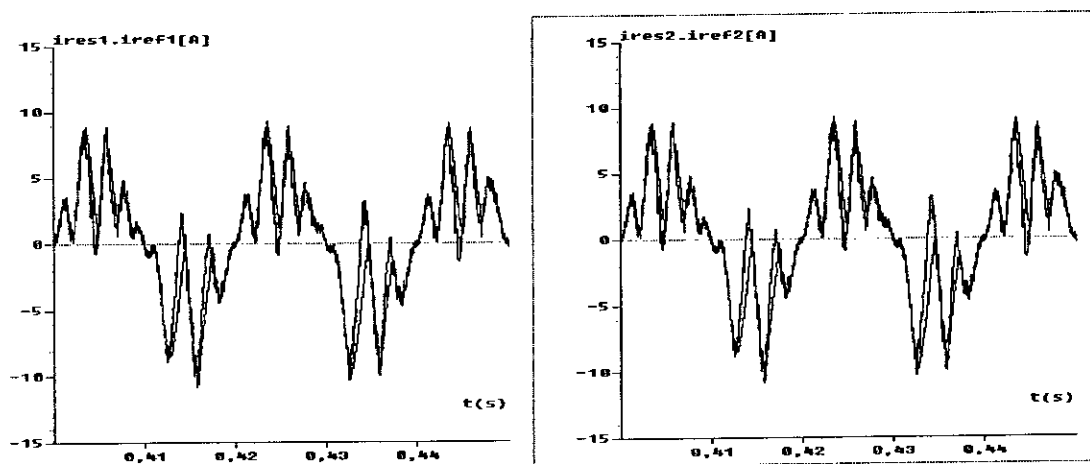


Figure V.8. Les courants réels et de références des deux réseaux alimentant les deux redresseurs à deux niveaux

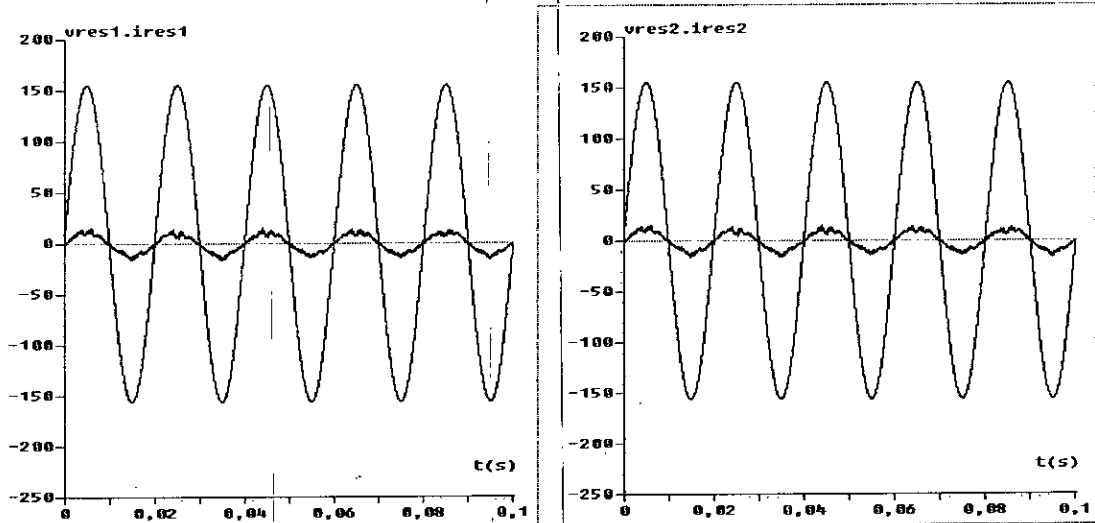


Figure V.9. Les tensions et les courants des deux réseaux alimentant les deux redresseurs à deux niveaux

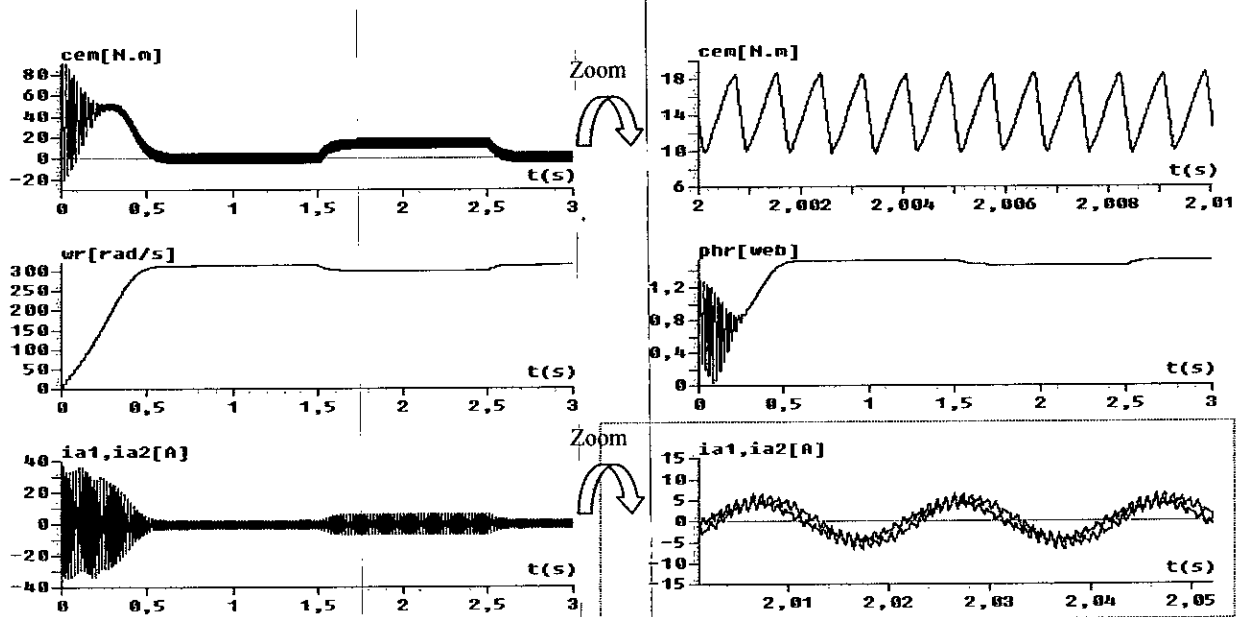


Figure V.10. Les performances de la conduite de la MASDS avec application d'un couple de charge entre $t=1.5s$ et $t=2.5s$ ($C_r=14N.m$)

Interprétation

- On constate que la tension de sortie du redresseur suit bien sa référence (Figure V.4). Ainsi, les différences ($U_{c11}-U_{c12}$ et $U_{c21}-U_{c22}$) deviennent pratiquement nulles en régime établi (Figure V.4).
- Les courants des deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs de la cascade, suivent bien leurs références imposées par la boucle de tension (Figure V.8). Les facteurs de puissance de ces deux réseaux sont pratiquement unitaires (Figure V.9).

- Les courants d'entrée des deux onduleurs triphasés à trois niveaux i_{d11} (respectivement i_{d21}) et i_{d12} (respectivement i_{d22}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Les courants i_{d10} et i_{d20} ont une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure V.6). Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} ont la même forme (figure V.7).
- Les résultats de la conduite de la MASDS montrent que le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 14Nm avec des valeurs maximales de 18.2Nm et minimales de 10Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence. Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} sont déphasés et leurs amplitudes sont presque égales (Figure V.10).

V.1.3. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de deux redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS

L'algorithme d'asservissement et les régulateurs utilisés dans de cette cacade sont les mêmes que ceux utilisés dans la cascade précédente.

Les deux onduleurs de tension à trois niveaux sont commandés par la stratégie de la modulation vectorielle avec $m=12$. Les deux redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence des deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs est imposée par la boucle de tension. Les réseaux alimentant les deux redresseurs ont une tension de 110V et une fréquence de 50Hz.

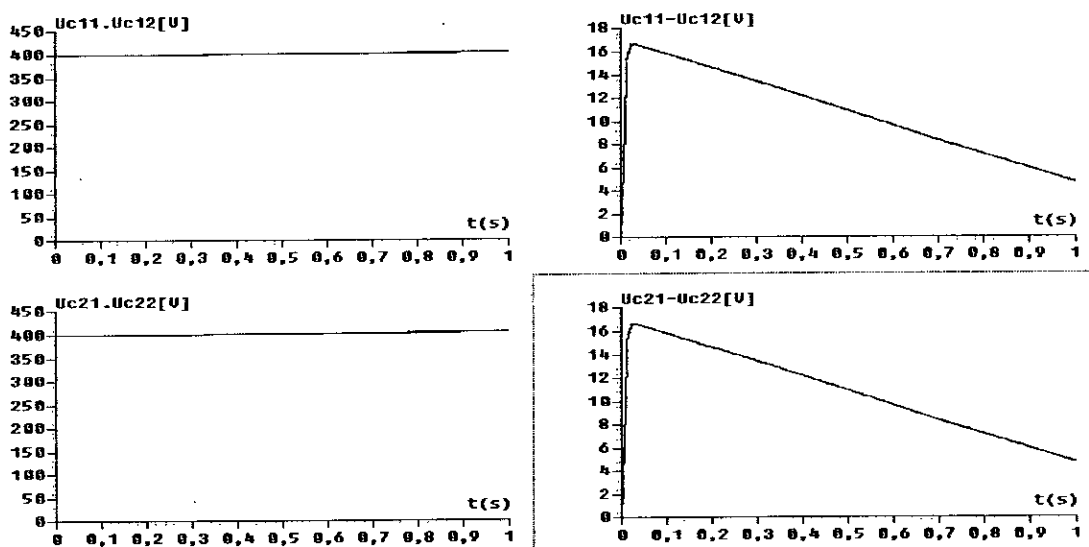


Figure V.11. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

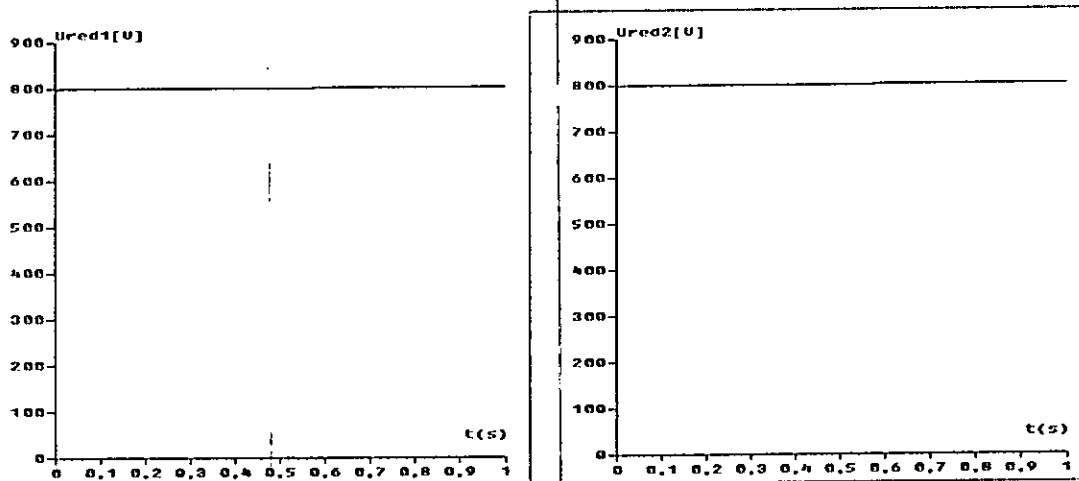


Figure V.12. Tensions de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

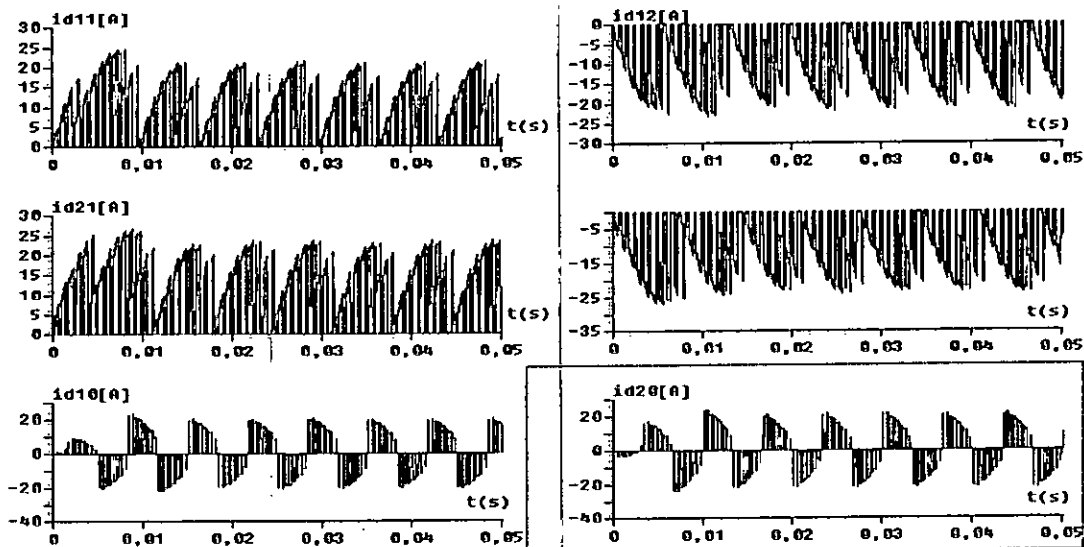


Figure V.13. Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux

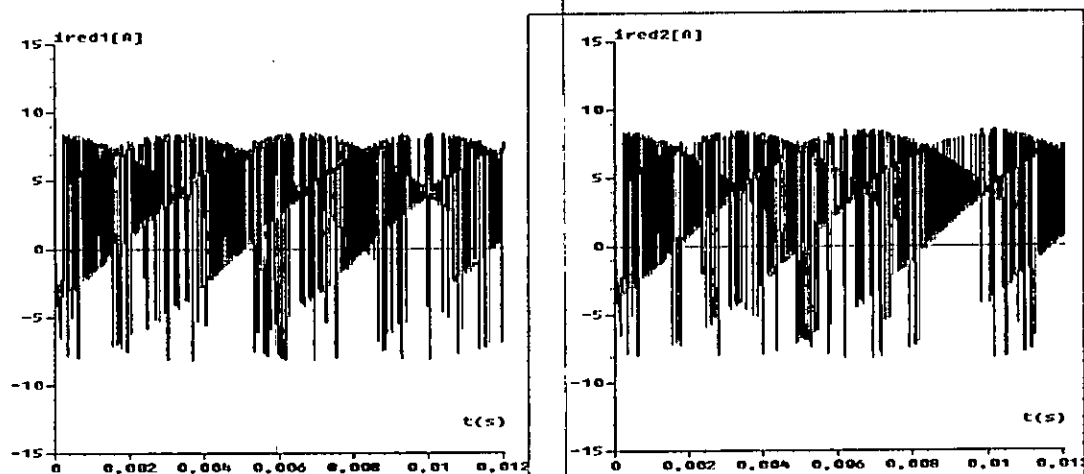


Figure V.14. Les courants de sortie des deux redresseurs à deux niveaux

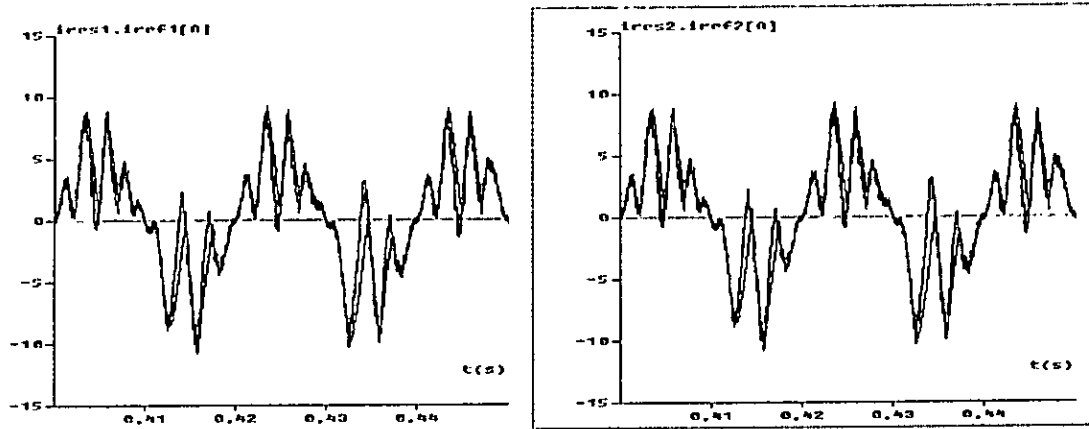


Figure V.15. Courants réels et de références des deux réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

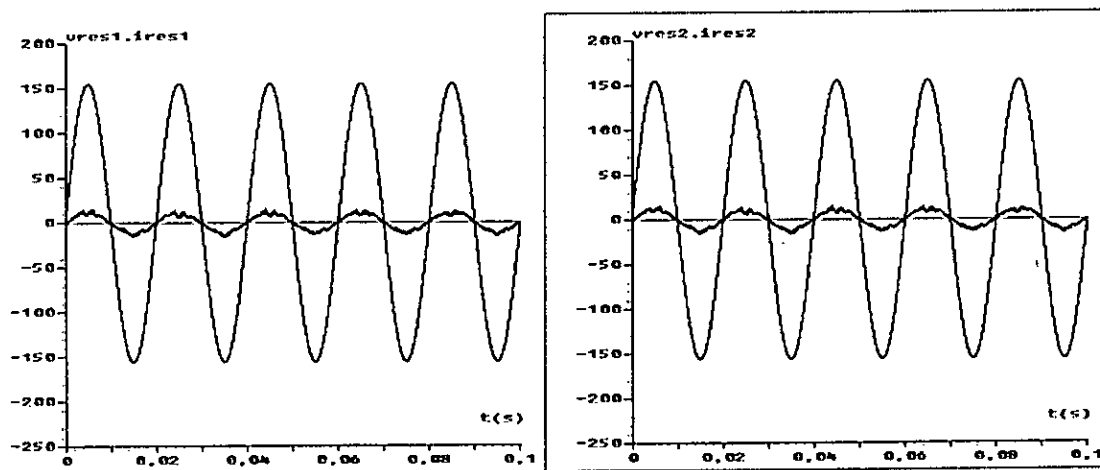


Figure V.16. Les tensions et les courants des deux réseaux alimentant les deux redresseurs à deux niveaux

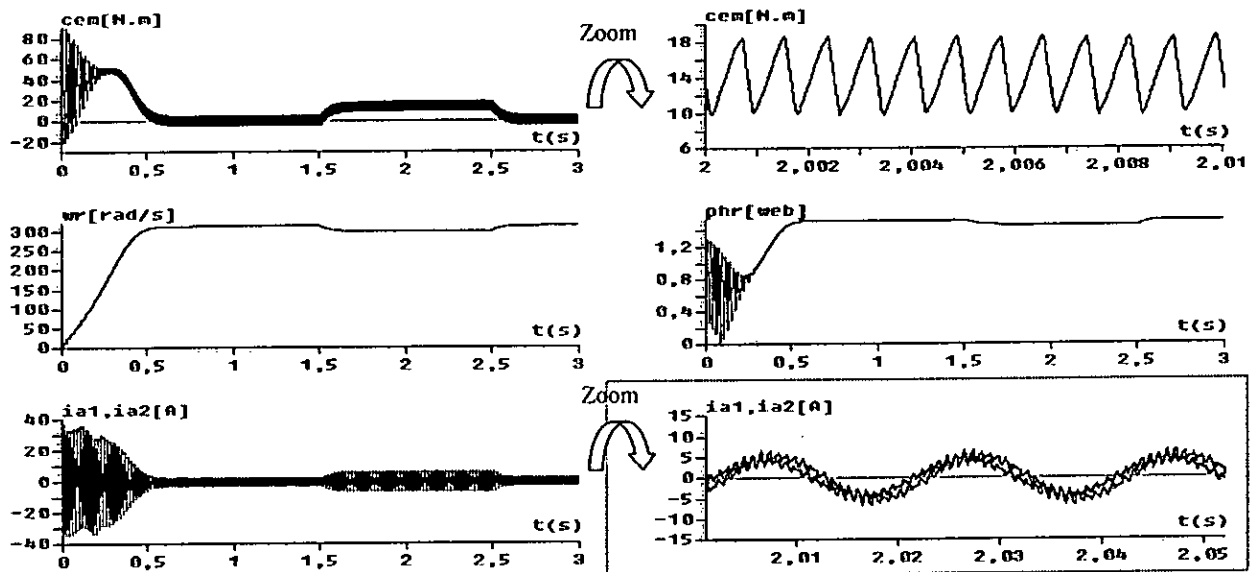


Figure V.17. Les performances de la conduite de la MASDS avec application d'un couple de charge entre $t=1.5s$ et $t=2.5s$ ($Cr=14N.m$)

Interprétation

- On constate que les tensions de sortie des deux redresseurs suivent bien leurs références (Figure V.12). L'écart entre les tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux diminue mais sans s'annuler (Figure V.11).
- Les courants des deux réseaux triphasés alimentant les deux redresseurs de la cascade, suivent bien leurs références imposées par la boucle de tension (Figure V.15). Les facteurs de puissance de ces deux réseaux sont pratiquement unitaires (Figure V.16).
- Les courants d'entrée des deux onduleurs triphasés à trois niveaux i_{d11} (respectivement i_{d21}) et i_{d12} (respectivement i_{d22}) ont la même allure mais inversés l'un par rapport à l'autre. Les courants i_{d10} et i_{d20} ont une valeur moyenne pratiquement nulle (Figure V.13). Les courants redressés I_{red1} et I_{red2} ont la même forme (figure V.14).
- Les résultats de la conduite de la MASDS montrent que le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 14Nm avec des valeurs maximales de 18.2Nm et minimales de 10Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence. Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} sont déphasés et leurs amplitudes sont presque égales (Figure V.17).

V.1.4. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de quatre redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS

Dans cette partie, on réalise :

- ❖ l'asservissement du premier pont redresseur (asservissement de la tension U_{red1} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du deuxième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red2} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du troisième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red3} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).
- ❖ L'asservissement du quatrième pont redresseur (asservissement de la tension U_{red4} et des courants du réseau alimentant ce redresseur).

N.B : Les régulateurs utilisés dans cette cascade sont identiques à celui présenté au paragraphe V.1.2.

Résultats de simulation

Les deux onduleurs de tension à trois niveaux sont commandés par la stratégie de la modulation vectorielle avec $m=12$. Les quatre redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence des réseaux triphasés alimentant les quatre redresseurs est imposée par la boucle de tension. Les quatre réseaux alimentant les quatre redresseurs ont une tension de 55V et une fréquence de 50Hz.

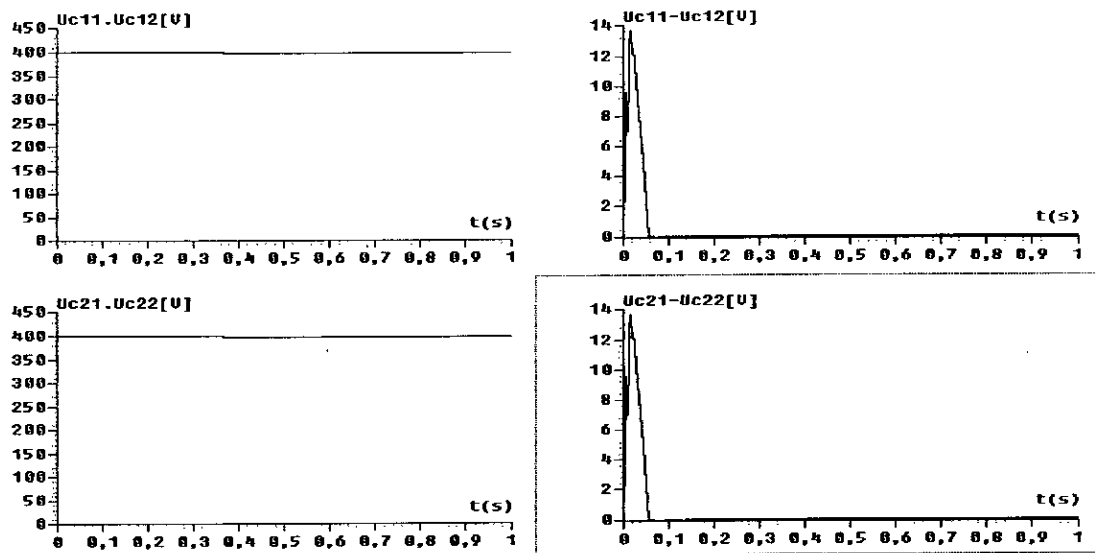


Figure V.18. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

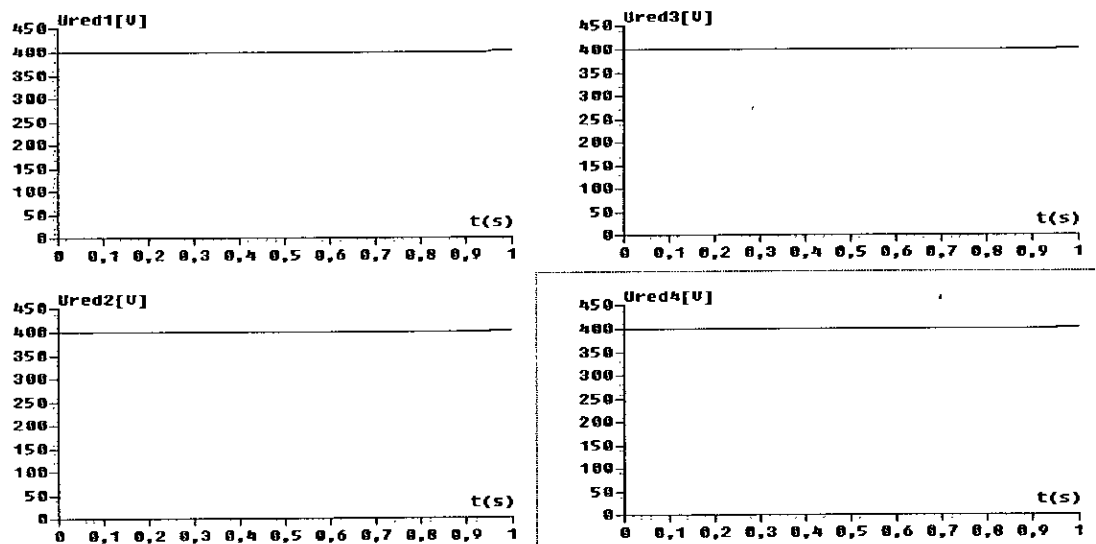


Figure V.19. Tensions de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux

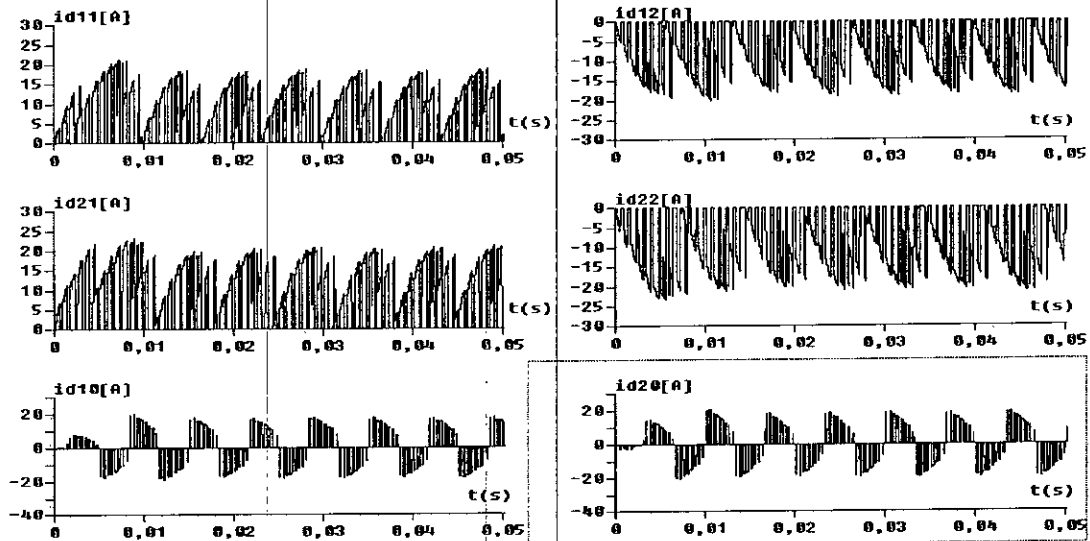


Figure V.20. Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux

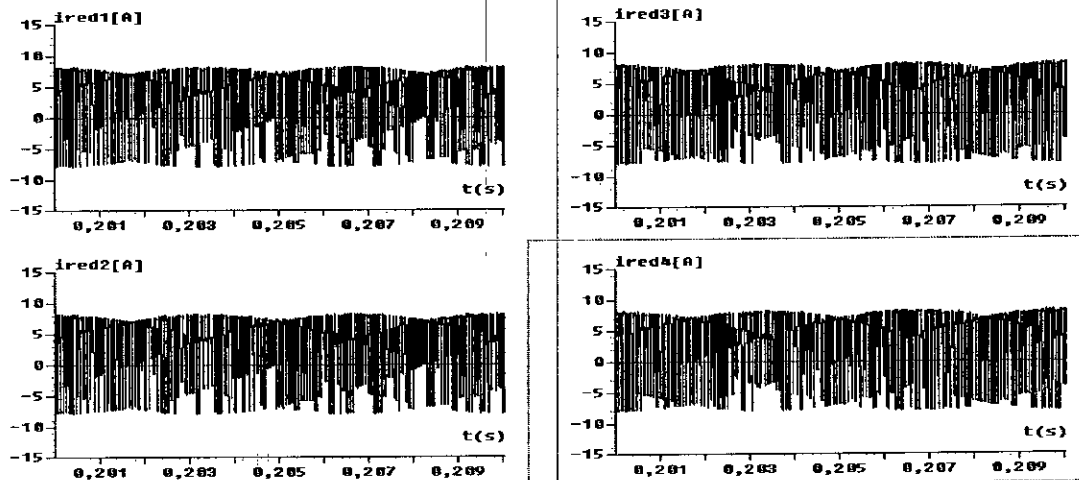


Figure V.21. Les courants de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux

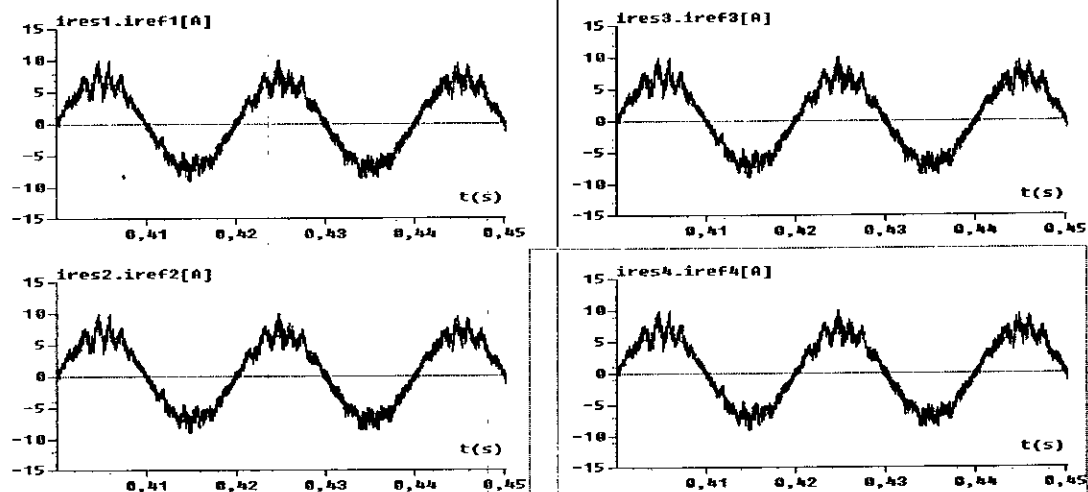


Figure V.22. Courants des quatre réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

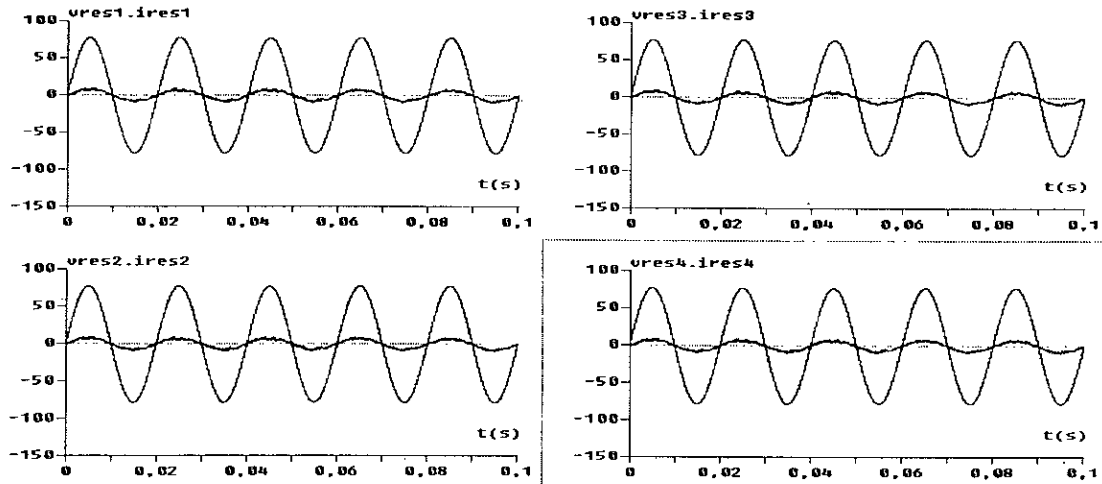


Figure V.23. Les tensions et les courants des quatre réseaux alimentant les quatre redresseurs à deux niveaux

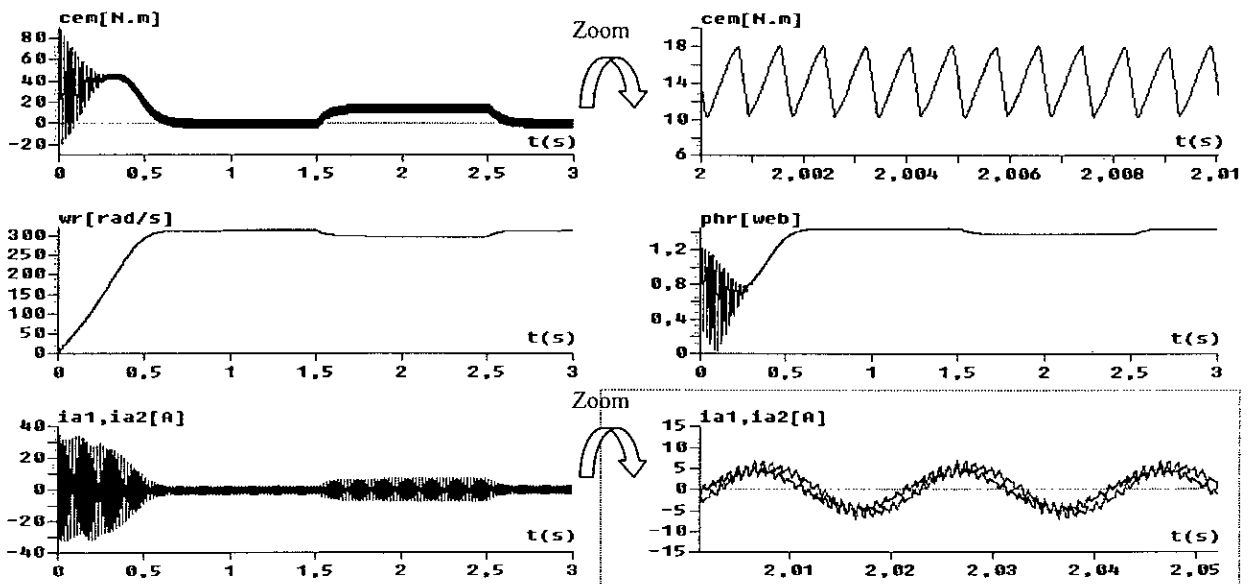


Figure V.24. Les performances de la conduite de la MASDS avec application d'un couple de charge entre $t=1.5s$ et $t=2.5s$ ($C_r=14N.m$)

Interprétation

- On constate que les tensions de sortie des quatre redresseurs suivent bien leurs références (Figure V.19). La différence des tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux diminue considérablement pour s'annuler en régime permanent (Figure V.18).
- Les courants des quatre réseaux triphasés alimentant les quatre redresseurs de la cascade, suivent bien leurs références imposées par la boucle de tension (Figure V.22). Les facteurs de puissance de ces quatre réseaux sont pratiquement unitaires (Figure V.23).
- Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux sont donnés à la figure V.20.

- Les courants redressés I_{red1} , I_{red2} , I_{red3} et I_{red4} ont la même forme (figure V.21).
- Les résultats de la conduite de la MASDS montrent que le couple électromagnétique oscille autour de sa valeur nominale 14Nm avec des valeurs maximales de 18Nm et minimales de 10Nm. La vitesse atteint rapidement sa valeur de référence. Les courants statoriques i_{a1} et i_{a2} sont déphasés et leurs amplitudes sont presque égales (Figure V.24).

V.1.5. Application de l'algorithme d'asservissement à la cascade de quatre redresseurs de courant triphasé à deux niveaux – demi-pont de clamping – deux onduleurs à trois niveaux – MASDS

L'algorithme d'asservissement et les régulateurs utilisés dans de cette cascade sont les mêmes que a ceux utilisés dans la cascade V.1.4.

Résultats de simulation

Les deux onduleurs de tension à trois niveaux sont commandés par la stratégie de la modulation vectorielle avec $m=12$. Les quatre redresseurs à deux niveaux sont commandés par la stratégie à hystérésis en courant où l'amplitude des courants de référence des quatre réseaux triphasés alimentant les quatre redresseurs est imposée par la boucle de tension. Les réseaux alimentant les quatre redresseurs ont une tension de 55V et une fréquence de 50Hz.

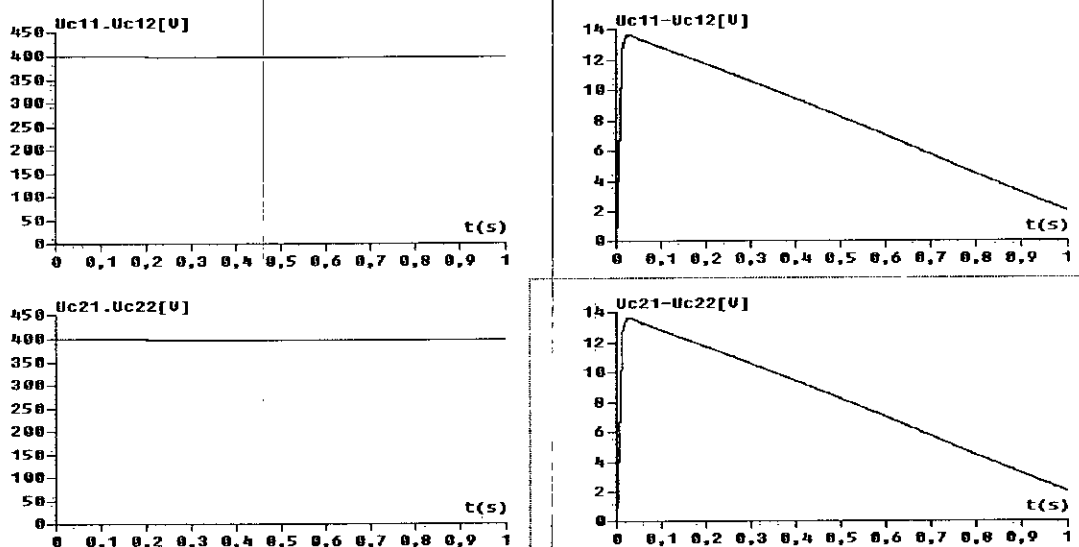


Figure V.25. Tensions de sortie du filtre intermédiaire et leurs différences

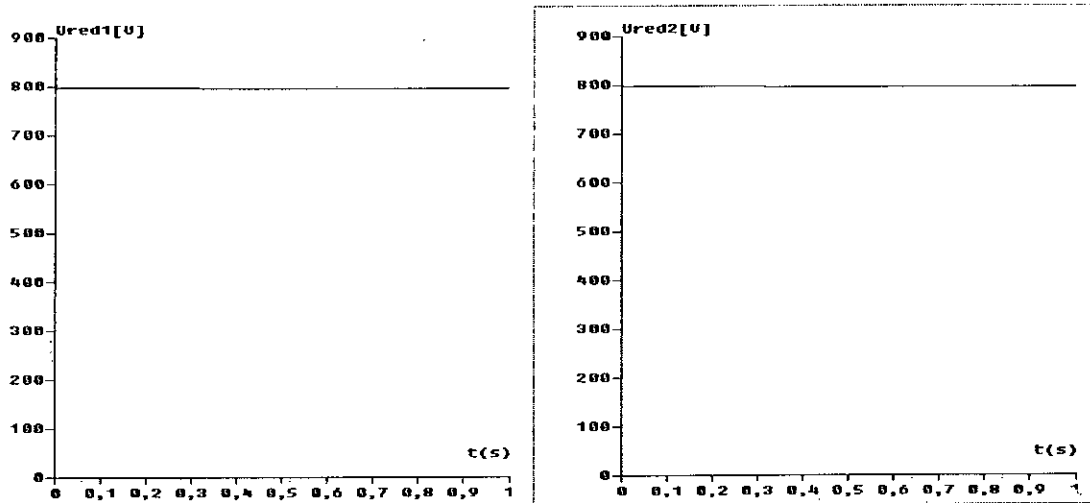


Figure V.26. Tensions de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux

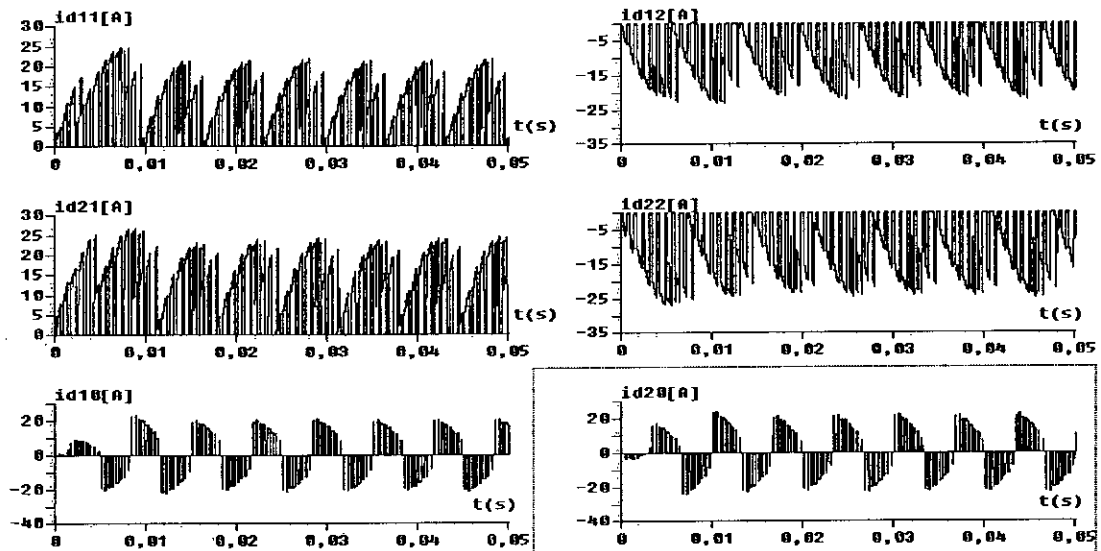


Figure V.27. Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux

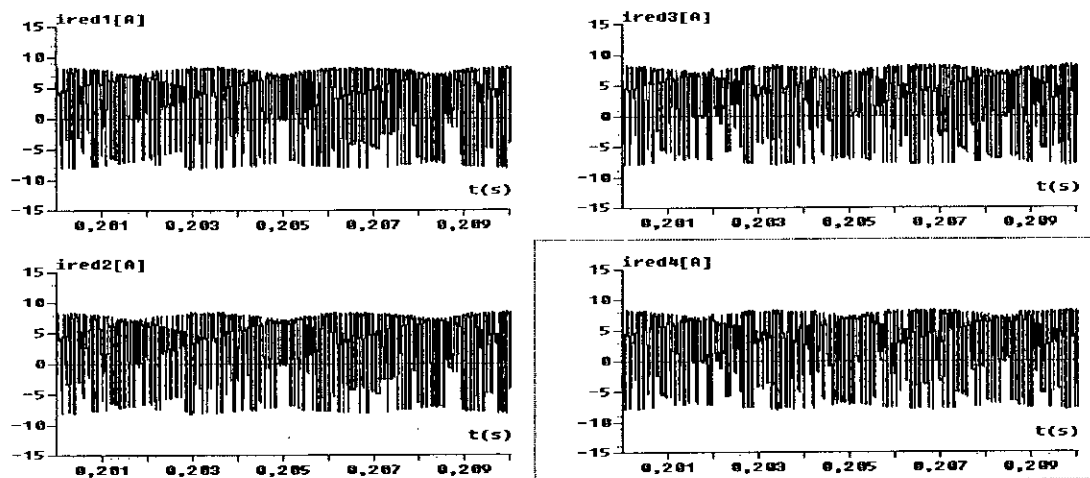


Figure V.28. Les courants de sortie des quatre redresseurs à deux niveaux

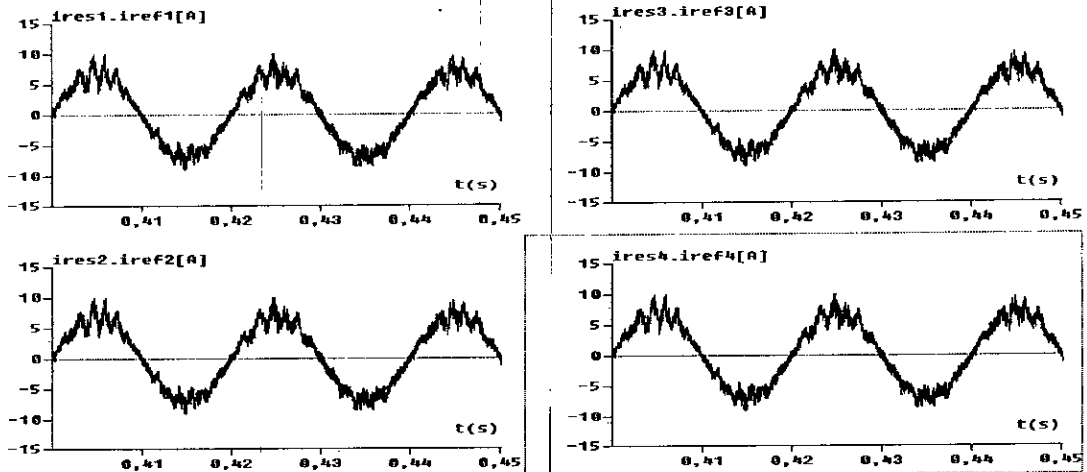


Figure V.29. Courants des quatre réseaux alimentant les redresseurs à deux niveaux

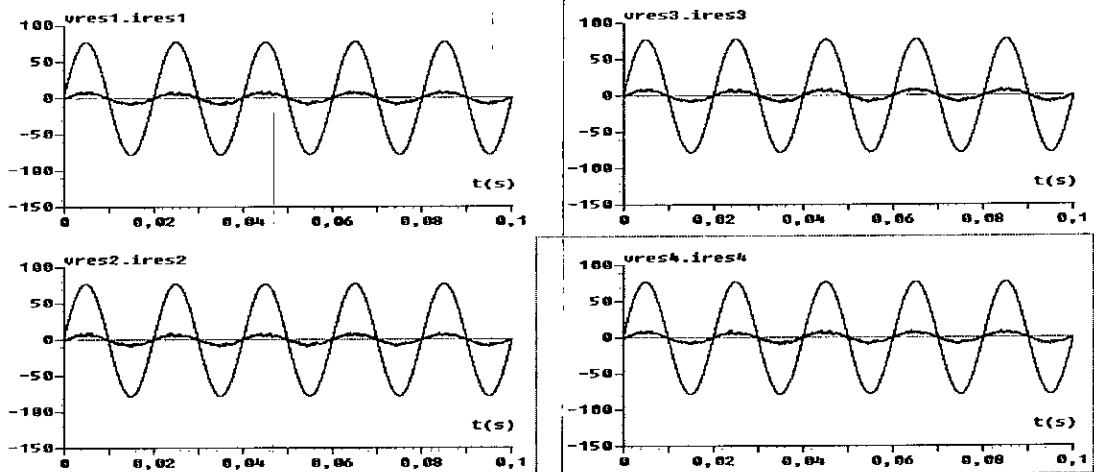


Figure V.30. Les tensions et les courants des quatre réseaux alimentant les quatre redresseurs à deux niveaux

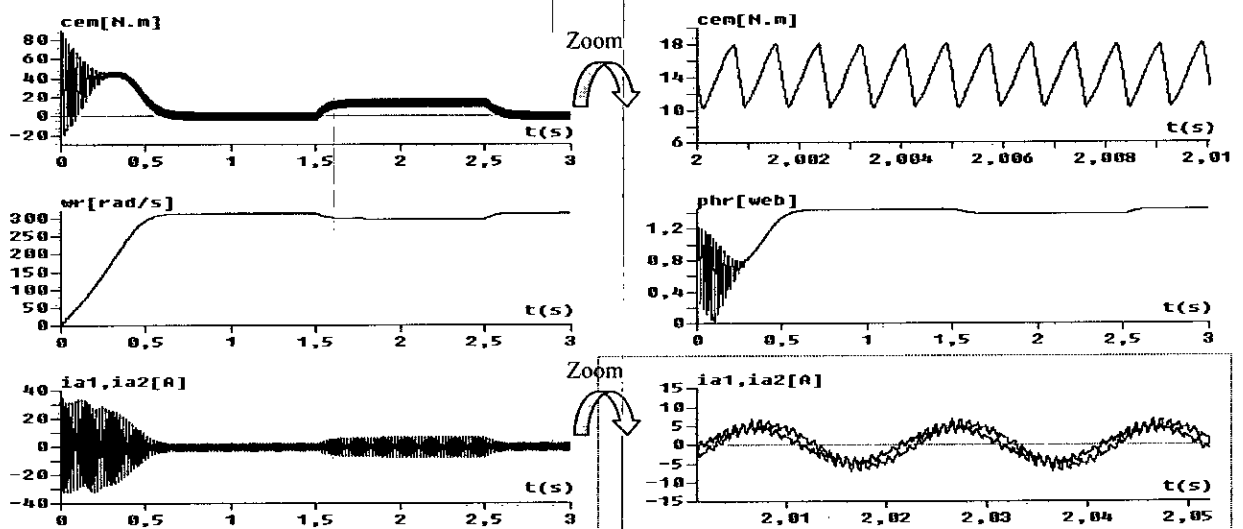


Figure V.31. Les performances de la conduite de la MASDS avec application d'un couple de charge entre $t=1.5s$ et $t=2.5s$ ($C_r=14N.m$)

Interprétation

- On constate que les tensions de sortie des quatre redresseurs suivent bien leurs références (Figure V.26). L'écart entre les tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux diminue mais sans être annulé (Figure V.25).
- Les courants des quatre réseaux triphasés alimentant les quatre redresseurs de la cascade, suivent bien leurs références imposées par la boucle de tension (Figure V.29). Les facteurs de puissance de ces quatre réseaux sont pratiquement unitaires (Figure V.30).
- Les courants d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux sont donnés à la figure V.27.
- Les courants redressés I_{red1} , I_{red2} , I_{red3} et I_{red4} ont la même forme (figure V.28).
- Les résultats de la conduite de la MASDS sont représentés par la figure V.31.

V.2. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a élaboré plusieurs algorithmes d'asservissement des redresseurs de courant triphasé à deux.

On a montré la possibilité de réaliser un convertisseur AC/AC à pont de sortie à trois niveaux absorbant un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

L'utilisation de l'algorithme d'asservissement avec pont de clamping nous a permis d'obtenir des résultats meilleurs que ceux obtenus dans le cas d'utilisation du demi-pont de clamping.

Aussi, on a montré l'efficacité d'utilisation de quatre redresseurs à deux niveaux au lieu de deux redresseurs à deux niveaux dans l'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

Ainsi, on a montré qu'il est toujours possible de concevoir, avec des changeurs de fréquence dont l'onduleur de sortie est à trois niveaux, des variateurs asynchrones triphasés à un faible taux d'harmoniques, un facteur de puissance unitaire coté réseau et à de bonnes performances dynamiques cotées charge. La commande de vitesse de ces machines est également possible.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à la conduite de la machine asynchrone à double stator alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC.

Afin d'aborder cette étude, nous avons établi en premier lieu le modèle mathématique de notre machine en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques. Dans ce modèle, nous avons appliqué la transformation de Park liée au rotor qui nous a permis de simplifier ce dernier.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté le modèle de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC sans a priori sur la commande en utilisant la méthode DESIGN associée au réseau de Petri. Ainsi, nous avons élaboré son modèle connaissance, et nous avons proposé sa commande complémentaire optimale. L'utilisation des fonctions de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras permettent de montrer que la structure de l'onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Ensuite, nous avons développé deux stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux à savoir la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses et la commande subharmonique. Ces stratégies utilisent la propriété que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux. La stratégie de modulation subharmonique est la plus intéressante pour la commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC car elle permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur d'environ 15% sans toutefois modifier les performances de la conduite de la machine. L'étude de l'alimentation de la machine par les deux stratégies MLI nous a permis de mettre en évidence l'influence de l'angle de déphasage entre les deux alimentations en régime permanent.

Dans le troisième chapitre, nous avons appliqué une technique de commande pour le réglage de vitesse de la machine asynchrone à double stator alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à structure NPC à savoir la commande vectorielle indirecte. L'étude du comportement de la commande proposée a été vérifiée par des simulations numériques qui ont permis de mettre en évidence les bonnes performances dynamiques et statiques de la commande proposée.

Dans l'étude précédente, on a supposé les différentes tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux constantes. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des installations de faible puissance qui utilisent des batteries

Dans le quatrième chapitre, on a étudié différents changeurs de fréquence ayant comme pont de sortie les deux onduleurs triphasés de tension à trois niveaux à structure NPC.

On a montré le déséquilibre entre les tensions (U_{c11} , U_{c12} , U_{c21} et U_{c22}) d'entrée des deux onduleurs de tension à trois niveaux et par conséquent l'instabilité des tensions de sortie de ces deux onduleurs.

L'utilisation des redresseurs triphasés de courants à MLI à deux niveaux commandés par hystérésis en courant permet d'avoir un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

On note surtout que le déséquilibre des tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux est moins important dans le cas de l'utilisation de quatre redresseurs de courant à deux niveaux.

L'utilisation du pont de clamping et du demi-pont de clamping proposés, nous a permis d'améliorer les tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux en minimisant le déséquilibre entre ces tensions.

Néanmoins, on a constaté que les tensions d'entrée des deux onduleurs à trois niveaux sont toujours soit croissantes ou décroissantes.

Pour résoudre ce problème, on a fait appel dans le dernier chapitre à l'asservissement des différents redresseurs de courant. Ainsi, on a élaboré un algorithme d'asservissement des redresseurs de courant triphasé à deux niveaux.

On a montré la possibilité de réaliser un convertisseur AC/AC à pont de sortie à trois niveaux absorbant un courant côté réseau le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

L'utilisation de l'algorithme d'asservissement avec pont de clamping nous a permis d'obtenir des résultats meilleurs que ceux obtenus dans le cas d'utilisation du demi-pont de clamping.

Ainsi, on a montré qu'il est toujours possible de concevoir, avec des changeurs de fréquence à onduleurs de sortie à trois niveaux, des variateurs asynchrones triphasés à un faible taux d'harmoniques, un facteur de puissance unitaire côté réseau et à de bonnes performances dynamiques côté charge.

Les résultats obtenus sont très prometteurs quant à l'utilisation de ce type d'onduleurs dans les domaines de forte puissance tels que la traction électrique.

Beaucoup de travaux restent à effectuer dans cet axe :

- Elaboration de nouveaux algorithmes de commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC ;
- Etude d'autres cascades ayant l'onduleur à trois niveaux à structure NPC comme pont de sortie ;
- Recherche d'autres solutions du problème de la stabilité des sources d'entrée de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC ;
- Comparaison entre la structure NPC et d'autres structures multiniveaux (imbriquée, avec diode flottante, asymétrique, ...etc) ;
- Recherche des algorithmes permettant d'extrapoler les stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC au cas des onduleurs à N niveaux ;
- Etude de la conduite par les onduleurs à trois niveaux à structure NPC des autres machines alternatives ;
- Elaboration de nouveaux algorithmes de commande (floue, neurone, génétique, ...etc) de la machine asynchrone à double stator.
- Identification des paramètres de la machine asynchrone à double stator en temps réels.
- Alimentation de la machine asynchrone à double stator avec d'autres types d'onduleurs multiniveaux.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographié

- [1] D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, "Study and simulation of space vector PWM control of double-star induction motors", IEEE-CIEP'2000, Acapulco, Mexico, pp. 42-47.
- [2] D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, "Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings", EPE-PEMC'2000, Kosice, Slovak Republic, Vol 5, pp. 125-130.
- [3] D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, "Moteurs asynchrones double - étoile. Minimisation des problèmes liés au couplage magnétique", SMM'2000, Lille, France 2001.
- [4] M. Ouadghiri, "Contribution à la commande vectorielle des moteurs asynchrones alimentés par onduleur de tension", Thèse de Doctorat, Faculté Polytechnique de Mons, France, Janvier 1995.
- [5] T. Rekioua, "Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents", Thèse de Doctorat, I.N.P.Lille, France, 1994.
- [6] S. Boukhrachef, "Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la machine asynchrone commandée par logique floue" Thèse de magister, E.N.P.Alger, Mai 2001.
- [7] M. Boussetoua, B. Derkaoui, "Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux" Thèse d'Ingeniorat, E.N.P.Alger, Juin 1997.
- [8] JP. Hautier, X. Guillaud, "Le formalisme et les modèles hybrides appliqués à des convertisseurs statiques électroniques", RGE-N° 1/95 - Janvier 1995.
- [9] Z. Chen, A. C. Williamson, "Simulation study of a double three phases electric machine", Dept of electrical engineering and electronics UMIST, Manchester, United Kingdom.
- [10] F. Teerien, M. F. Benkhoris, "Modelling and study of a double star alternative machine power electronic converter-set", Proceeding of Electrimacs '99, Lisbon, Portugal, 14-16 September 1999, Vol 2, pp.195-200.
- [11] S. Belgacmi, N. Sami, "Etude et commande d'une machine asynchrone à double étoile alimenté par un onduleur multiniveaux", Thèse d'Ingéniorat, U.S.T.H.B 2003.
- [12] H. M. Gaoua, S. Benhammadi, "Machine asynchrone à double stator. Modélisation, alimentation et commande", Thèse d'Ingéniorat, E.N.P.Alger 2002.
- [13] A Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A new neutral-point clamped PWM inverter", IEEE Transaction, Vol 17, N°5, 1981, pp. 518-523.

- [14] E.M. Berkouk, "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux", Thèse de Doctorat, CNAM, Paris, France 1995.
- [15] EDF Direction des Etudes et Recherches, "Fonctionnement d'un onduleur de tension à trois niveaux en pleine onde pour moteur asynchrone", service matériel électrique, Département machines électriques, Novembre 1993.
- [16] R. W. Menzies, P. Steimer, J. K. Steinke, "Five-level GTO inverters for large induction motor drives", IEEE Transaction, Vol 30, N°4, July 1994, pp. 938-944.
- [17] F. Z. Zendaoui, "Etude des modulations précalculées destinées à piloter des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux", Thèse de magister, Février 1991.
- [18] R. Guedouani, "Commande d'un onduleur multiniveaux. Application à la conduite d'une machine asynchrone à aimants", Thèse de Magister, E.N.P. Alger 1998.
- [19] JP. Hautier, G. Manesse, "Utilisation des réseaux de Petri pour l'analyse des systèmes électrotechniques", Technique de l'Ingénieur (D3 740), 1996.
- [20] P. Marseille, "Modèles pour onduleurs en ponts monophasés et triphasés", Journées EEA. Electrotechnique, 26-27 Mars 1992.
- [21] A. Talha, "Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister, USTHB 1999.
- [22] D. Beriber, E.M. Berkouk, M.O. Mahmoudi, A. Talha, "Modélisation et Commande d'un Onduleur à Trois Niveaux à Structure NPC", ICEEE'2004, Laghouat, Algérie, 24-26 Avril 2004.
- [23] M. D. Manjrekar, T. A. Lipo, "A hybrid multilevel inverter topology for drive applications", IEEE Transaction 1996, pp. 523-529.
- [24] N. Schibli, T. Nguyen, A. Rufer, "Three-phase multilevel converter for high-power induction motors", IEEE Transaction on Power Electrical, Vol 13 N°5, September 1998.
- [25] E.M. Berkouk and al, "Knowledge and control models for three-level voltage inverters", International Journal "systems Analysis Modelling Simulation" (SAMS) published by "Gordon and Breach Science Publishers", Vol 18-19 pages 511-521, 1995.
- [26] Y. Benromdhane, E.M. Berkouk, G. Manesse, "Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée", EPE'94, Lausanne, Suisse, Octobre 1997, pp. 167-172.

- [27] X. Guillaud, JP. Hautier, "Modèle de commande d'un convertisseur monophasé", Journée SEE, Lille 1994.
- [28] N. Lourci, R. Amour, "Modélisation et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la machine asynchrone", Thèse de magister, E.N.P.Alger, 1998.
- [29] D. Beriber, E. M. Berkouk, M. O. Mahmoudi, A. Talha, "La stratégie de modulation vectorielle d'un onduleur à trois niveaux a structure NPC. Application a la MASDS commandée en vitesse", SETIT'2004, Sousse, Tunisie.
- [30] N. Boudjerda, "Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoidale : Etude de leurs effets sur le comportement du moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension" Thèse de magister, E.N.P.Alger 1993.
- [31] G. Segulier, F. Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", Tome 1 et Tome 4, 1989.
- [32] E.M. Berkouk, G. Manesse, "PWM Strategies to control three-level inverters. Application to the induction motors drive", EPE'95, Spain, September 1995.
- [33] J.K. Steinke, "Control strategy for a three phase AC traction drive with three-level GTO PWM inverter", PESC'88, Kyoto 1988.
- [34] A. Benseghier, N. Nait Ouslimane, "Influence des différentes stratégies de commande d'une machine asynchrone par la logique floue en régime saturé", Thèse d'Ingénieur, U.S.T.H.B 2001.
- [35] H. Gheria, E. M. Berkouk, A. Talha, G. Manesse, "Control strategies for three-phase seven level NPC voltage source inverter", Electromotion International Journal, Vol 9, N°1, pp. 41-54 Jan/Mar 2002.
- [36] L. M. Tolbert, F Z. Peng, T. G. Habelter, "Multilevel PWM methods at Low Modulation indices", IEEE-APEC'99, pp. 1032-1038.
- [37] M. B. Becherif, A. Henni, "Commande linéaire et non linéaire des tensions d'entrée d'un onduleur triphasé à trois niveaux", Thèse d'Ingénieur, E.N.P.Alger 1999.
- [38] A. Monti, A. P. Morando, L. Resta, M. Riva, "Comparing two level GTO-inverter feeding a double-stator asynchronous motor with a three level GTO-inverter feeding a single star asynchronous motor", EPE'1995, Sevilla, Spain, pp. 2419-2425.
- [39] Y. Takeda and al, "Most suitable control method for permanent magnet synchronous motors", ICEM'88, Pisa, September 1988.

- [40] P. Vas, "Vector control of AC machines", Calendon Press (Monograph in Electric and Electronic Engineering) Oxford, 1990.
- [41] B. Robyns, "Commande numériques évoluées d'actionneurs à courant alternatif", Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain, France, 1993.
- [42] H. Bühler, "Réglage de systèmes d'électronique de puissance", Presses Polytechniques et universitaires romandes 1997.
- [43] F. Milsant, "Asservissements linéaires", Tome II, Editions Eyrolles, 1976.
- [44] A. Talha, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "Study and control of a cascade using battery-capacitor filter-seven levels NPC voltage source inverter. Application to PMSM speed control", ICEM'2002, Bruges, Belgium 2002.
- [45] D. Beriber, E. M. Berkouk, M. O. Mahmoudi, A. Talha, "Study and Control of Two Two - Level PWM Rectifiers – Clamping Bridge – Two Three Level NPC VSI Cascade. Application to Double Stator Induction Machine", PESC'2004-IEEE, Aachen, Germany, June 2004.
- [46] D. Beriber, E. M. Berkouk, M. O. Mahmoudi, A. Talha, "Study and Control of Four Two - Level PWM Rectifiers – Clamping Bridge – Two Three Level NPC VSI Cascade. Application to Double Stator Induction Machine", BTM'2004, Al-Baha, Saudi Arabia, May 2004.
- [47] E.M. Berkouk and al, "High voltage rectifiers-multilevel inverters cascade. Application to asynchronous machine field oriented control", IEEE conference, Stockholm, June 1995.
- [48] E.M. Berkouk, G. Manesse, "Multilevel PWM rectifier- multilevel inverter cascade. Application to the speed control of the PMSM", IEEE proceedings, International Conference on Control Applications, Trieste, Italy, September 1998.
- [49] A. Talha, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "Study and control of two levels PWM rectifier seven levels NPC voltage source inverter cascade. Application to PMSM speed control", UPEC'2002, Stafford, United Kingdom 2002.
- [50] A. Talha, E. M. Berkouk, M. S. Boucherit, G. Manesse, "Etude et commande d'une cascade utilisant un onduleur à sept niveaux à structure NPC. Application à la MSAP commandée en vitesse", CIMASI'2002, Casablanca, Maroc 2002.
- [51] N. Aouda, L. Prissé, T. A. Meynard, H. Foch, "A multilevel rectifier with unity power factor and sinusoidal input current for high voltage applications", EPE Journal, 1996, Vol 6, N°3-4.

ANNEXES

Paramètres de la machine asynchrone à double stator

❖ Puissance nominale	$P_n=4.5\text{Kw}$
❖ Nombre de paires de pôles	$p=1$
❖ Courant nominal	$I_n=6.5\text{A}$
❖ Tension nominale	$V_n=220\text{V}$
❖ Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1}=3.72\Omega$
❖ Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2}=3.72\Omega$
❖ Résistance rotorique	$R_r=2.12\Omega$
❖ Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1}=0.022\text{H}$
❖ Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2}=0.022\text{H}$
❖ Inductance rotorique	$L_r=0.006\text{H}$
❖ Inductance mutuelle	$L_m=0.3672\text{H}$
❖ Moment d'inertie	$J=0.0625\text{Kg.m}^2$
❖ Coefficient de frottement	$K_f=0.001\text{Nms/rd}$
❖ Fréquence nominale	$f=50\text{Hz}$

Commandes complémentaires pour les onduleurs à trois niveaux

Il ya trois commandes complémentaires pour un bras K de l'onduleur à trois niveaux.

Commande n°1 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K3} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K4} = \overline{B_{K2}} \end{cases}$$

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

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	Tension de sortie du bras K par rapport à M
0	0	1	1	$-U_{C2}$
0	1	0	1	pas connus
1	0	1	0	pas connus
1	1	0	0	U_{C1}

Tableau A.1

Le tableau A.1 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement commandable uniquement en deux niveaux, en interdisant les cas correspondants aux lignes 2 et 3 de ce tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Commande n°2 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K3} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K4} = \overline{B_{K3}} \end{cases}$$

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

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	Tension de sortie du bras K par rapport à M
0	0	1	1	pas connus
0	1	0	1	pas connus
1	0	1	0	pas connus
1	1	0	0	0

Tableau A.2

Le tableau A.2 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement incommandable. Pour trois de ses cas possibles, on ne connaît pas au préalable la tension qu'aura le bras puisque sa configuration dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Commande n°3 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{K4} = \overline{B_{K1}} \\ B_{K3} = \overline{B_{K2}} \end{cases}$$

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

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	Tension de sortie du bras K par rapport à M
0	0	1	1	$-U_{C2}$
0	1	0	1	pas connus
1	0	1	0	0
1	1	0	0	U_{c1}

Tableau A.3

Le tableau A.3 montre que cette commande complémentaire rend le système commandable en trois niveaux, en interdisant les cas correspondants à la ligne 2 de ce tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Cette analyse des trois cas de commande complémentaires possibles, montre que seule la commande n°3 permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possibles pour un bras de l'onduleur à trois niveaux. Afin d'avoir la commandabilité totale des onduleurs à trois niveaux, on doit éliminer le cas correspondant à la ligne 2 du tableau A.3.

يهدف هذا العمل إلى دراسة التحكم لماكنة لامترامنة ثنائية الساكن مغذاة بمموج ذو ثلاث مستويات. في البداية تطرقنا إلى إعطاء نموذج لماكنة لامترامنة ثنائية الساكن بعد ذلك أعطينا نموذجا وكذا تحكما لمموج ذو الثلاث المستويات و تركيبية ذات النقطة الحياضية المتروحة. بدأنا العمل بإعطاء نموذج رياضي لهذا المموج بدون الأخذ بعين الاعتبار نظام التحكم وهذا باستعمال طريقة DESIGN المرتبطة بشبكة Petri، بعد ذلك اقترحنا نموذجا معرفيا مستعملين في ذلك التوابع الارتباطية، كما اقترحنا استراتيجيتان للتحكم في هذا المموج. دراسة التحكم الشعاعي للماكنة الثنائية الساكن كانت مفضلة. كما قمنا بدراسة مقومات التردد المتضمن المموج ذو ثلاث مستويات كجسر خروج و التي نبين من خلالها مشكل استقرارية مصادر الجهد المستمر لهذا المموج. و في الأخير نقترح نظام ضبط لتوتر الخروج للمموج ذو ثلاث مستويات كحل لمشكل طفو مصادر الجهد لهذا المموج ذو ثلاث مستويات والذي يمكننا من الحصول على شبكة تغذية كهر بائية ذات عامل استطاعة احادي.

كلمات مفتاحية: ماكنة لامترامنة ثنائية الساكن، مموج ذو ثلاث مستويات، التحكم الشعاعي، مقومات التردد، ضبط.

Résumé :

Ce travail présente les performances de la conduite de la machine asynchrone à double stator (MASDS) alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC. Le but de la première partie est la modélisation de la machine asynchrone à double stator en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques. La deuxième partie concerne l'élaboration du modèle de fonctionnement de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC sans a priori sur sa commande, en utilisant la méthode DESIGN associée au réseau de Petri. Aussi, on a proposé un modèle de connaissance, en mode commandable, utilisant la notion de fonction de connexion des interrupteurs et celles des demi-bras. De même, on a développé deux stratégies de commande de cet onduleur. La troisième partie traite l'étude de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double stator. En suite, une étude des différents changeurs de fréquence ayant pour pont de sortie l'onduleur triphasé à trois niveaux alimentant la MASDS est développée, qui met en évidence le problème du déséquilibre des sources d'alimentation continue de l'onduleur. Une solution à ce problème de déséquilibre des sources continues est donnée par l'algorithme d'asservissement des tensions d'entrée de l'onduleur qui permette également d'obtenir un facteur de puissance unitaire et un faible taux d'harmoniques côté réseau.

Mots clés : Machine asynchrone double stator, onduleur à trois niveaux, NPC, MLI, commande vectorielle, pont de clamping, changeurs de fréquence, asservissement.

Abstract :

This work presents the performances of a double stator induction machine (DSIM) fed by two three-level NPC source inverters (VSI). In the first part, we develop the model of the double stator induction motors (DSIM). In the second part, we develop the working model of the three-level inverter using the DESIGN method associated to Petri nets. Then, we elaborate a knowledge model of this inverter by using the connection functions of the switches and the half arms. Also, we develop two PWM strategies to control this converter. The third part, presents the field oriented control of the double stator induction motors. Then, a study of cascades which have a three-level inverter as the output bridge is developed. This study shows the problem of the unbalance of the input DC voltages of the inverter. A solution to this problem is using the feedback control of the input rectifiers. This feedback control lets also to have an unity power factor and weak harmonic rate at the network.

Keywords: double stator induction motors, three-level source inverter, NPC, PWM, field oriented control, frequency converter, clamping bridge, feedback control.